

N° d'ordre :

THESE

Présentée à

l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: ELECTRONIQUE

par

Xavier MELIQUE



**Tripleur de fréquence utilisant des diodes varactors à
hétérostructures en gamme millimétrique**

Soutenue le 16 novembre 1999 devant la commission d'examen

Membres du jury :	M. G. Salmer	Président
	M. D. Lippens	Directeur de thèse
	M. P. Mounaix	Co-directeur de thèse
	M. J.P. Bailbé	Rapporteur
	M. S. Toutain	Rapporteur
	M. G. Beaudin	Examineur
	M. M. Chaubet	Examineur
	M. J.M. Goutoule	Examineur

REMERCIEMENTS

Cette étude a été effectuée à l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord dirigé par Monsieur G. SALMER qui me fait l'honneur de présider cette commission d'examen. Je l'en remercie.

Monsieur D. LIPPENS, directeur de recherche au CNRS, a assuré l'encadrement de ce travail. Ses compétences scientifiques, son dynamisme, sa disponibilité et son soutien m'ont permis de le mener à bien. Qu'il trouve ici ma plus profonde reconnaissance et gratitude.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur P. MOUNAIX, chargé de recherche au CNRS, pour avoir co-dirigé ce travail mais également pour son enthousiasme et ses nombreux conseils apportés tout au long de cette thèse.

Je suis particulièrement reconnaissant à Monsieur BAILBE, directeur de recherches au CNRS au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, ainsi qu'à Monsieur TOUTAIN, professeur à l'Institut de Recherches et d'Enseignement Supérieur aux Techniques de l'Electronique, d'avoir accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Mes plus vifs remerciements s'adressent également à Monsieur G. BEAUDIN, Ingénieur de Recherche à l'Observatoire de Paris, Monsieur M. CHAUBET, Ingénieur de recherche au Centre National d'Etudes Spatiales et à Monsieur J.M. GOUTOULE ingénieur de recherche à Matra Marconi Space à Toulouse, qui me font l'honneur de participer à ce jury.

Je remercie particulièrement Monsieur F. MOLLOT qui a effectué les croissances épitaxiales dont la qualité a été déterminante pour la réussite de ce travail.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance aux membres de la centrale de technologie et en particulier à Mesdames C. LEGRAND, P. LEGRY et A. FATTORINI et Messieurs M. MULLER, M. FRANCOIS, A. LEROY, B. GRIMBERT, P. TILMANT, C. BOYAVAL et D. VANDERMOERE pour l'aide précieuse qu'il m'ont apportée.

J'adresse également tous mes remerciements à Madame S. LEPILLET et Madame E. DELOS de la centrale de caractérisation pour leur collaboration efficace.

Je tiens à remercier Monsieur J.P. DEHORTER qui a assuré la reproduction de ce manuscrit.

Je pense particulièrement à Monsieur O. VANBESIEN, chercheur au CNRS, qui par sa disponibilité et ses nombreux conseils a indéniablement contribué à l'avancée de ce travail.

Ma reconnaissance va également envers Messieurs J. CARBONNEL et R. HAVART, pour avoir fourni de leur travail des éléments importants inclus dans cette étude.

Je remercie vivement tous les membres de l'équipe « composants quantiques et dispositifs terahertz » et plus particulièrement V. DUEZ, O. DUPUIS et S. ARSCOTT pour avoir partagé le bureau 125 et pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE..... 1

I. COMPOSANTS À L'ÉTAT SOLIDE POUR LES APPLICATIONS EN ONDES MILLIMÉTRIQUES ET SUBMILLIMÉTRIQUES..... 3

I.1.	RÉCEPTEUR EN ONDES MILLIMÉTRIQUES ET SUBMILLIMÉTRIQUES.....	3
I.1.1.	OBSERVATION DE L'ENVIRONNEMENT.....	3
I.1.2.	LA DÉTECTION HÉTÉRODYNE.....	4
I.1.3.	INTÉGRATION DES COMPOSANTS ACTIFS DE MÉLANGES ET DE MULTIPLICATION DE FRÉQUENCE.....	8
I.2.	COMPOSANTS ACTIFS POUR LE MÉLANGE ET LA MULTIPLICATION DE FRÉQUENCE.....	12
I.2.1.	LES MÉLANGEURS.....	12
I.2.1.a.	La diode Schottky.....	12
I.2.1.b.	La diode SIS (Supraconducteur Isolant Supraconducteur).....	14
I.2.1.c.	Les bolomètres à électrons chauds (HEB).....	15
I.2.2.	LA MULTIPLICATION DE FRÉQUENCE.....	16
I.2.2.a.	La diode Schottky.....	16
I.2.2.b.	La HBV.....	17
I.3.	ASPECTS PHYSIQUES DE LA HBV.....	19
I.3.1.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	19
I.3.2.	CHOIX DE LA STRUCTURE.....	19
I.3.2.a.	Mécanismes de conduction.....	19
I.3.2.b.	Choix des matériaux.....	19
I.3.3.	ETUDE DE L'HÉTÉROSTRUCTURE INGAAS/ALINAS/ALAS.....	22
I.3.3.a.	Caractéristiques de conduction.....	22
I.3.3.b.	Mécanisme de claquage par avalanche.....	23
I.3.3.c.	Caractéristique courant-tension.....	24
I.3.3.d.	Intégration de structures simples.....	26
I.4.	CONCLUSION.....	28
I.5.	BIBLIOGRAPHIE.....	29

II. TECHNOLOGIES DES COMPOSANTS HBV..... 35

II.1.	STRUCTURES ÉPITAXIALES.....	36
II.2.	CONCEPTION DES JEUX DE MASQUES.....	37
II.2.1.	TECHNOLOGIE DE TEST.....	37

II.2.1.a.	Technologie coaxiale.....	37
II.2.1.b.	Technologie coplanaire.....	38
II.2.2.	MASQUES POUR LA MULTIPLICATION DE FRÉQUENCE.....	39
II.2.2.a.	Masque SERPON	40
II.2.2.b.	Masque QUAD	40
II.3.	DESCRIPTION TECHNOLOGIQUE.....	44
II.3.1.	PROCÉDÉS GÉNÉRAUX DE FABRICATION.....	44
II.3.1.a.	Technologie coaxiale.....	44
II.3.1.b.	Technologie de connexion par pont à air.....	46
II.3.2.	DESCRIPTION DÉTAILLÉE DES ÉTAPES TECHNOLOGIQUES.....	49
II.3.2.a.	Réalisation du contact ohmique supérieur.....	49
II.3.2.a.i.	Principe.....	49
II.3.2.a.ii.	Paramètres technologiques.....	50
II.3.2.b.	Réalisation du mesa de la structure.....	52
II.3.2.b.i.	Principe de la gravure ionique réactive.....	52
II.3.2.b.ii.	Etude de la gravure Méthane / Hydrogène / Argon.....	53
II.3.2.b.iii.	Suivi d'une gravure CH ₄ /H ₂ /Ar.....	54
II.3.2.b.iv.	Gravure de l'or des contacts ohmiques.....	59
II.3.2.c.	Contacts ohmiques inférieurs.....	59
II.3.2.d.	Réalisation des plots d'interconnexion métalliques.....	61
II.3.2.e.	Isolation des composants.....	62
II.3.2.f.	Fabrication du pont à air.....	63
II.3.2.f.i.	Pont électrolytique.....	64
II.3.2.f.ii.	Pont par évaporation sous vide.....	69
II.3.2.g.	Amincissement et découpe des échantillons.....	77
II.4.	CONCLUSION.....	80
II.5.	BIBLIOGRAPHIE.....	81

III. CARACTÉRISATION ET ETUDE THERMIQUE DES STRUCTURES..... 85

III.1.	CARACTÉRISATION.....	86
III.1.1.	DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS INTRINSÈQUES.....	86
III.1.1.a.	Mesures statiques : détermination de la conductance.....	86
III.1.1.b.	Caractéristique Capacité-tension.....	89
III.1.1.c.	Détermination de la résistance série.....	92
III.1.1.c.i.	Mesure de la résistance série.....	92
III.1.1.c.ii.	Composantes de la résistance série.....	94
III.1.1.c.iii.	Bilan sur la résistance série.....	97
III.1.2.	DÉTERMINATION DES ÉLÉMENTS EXTRINSÈQUES.....	98
III.1.2.a.	Mesures hyperfréquences.....	99
III.1.2.b.	Bilan des mesures.....	102

III.1.2.c.	Simulations électromagnétiques des éléments extrinsèques.	103
III.2.	ETUDE THERMIQUE DES HBV.....	105
III.2.1.	NOTION DE RÉSISTANCE THERMIQUE.	105
III.2.1.a.	Résistances thermiques des différents éléments.....	106
III.2.1.b.	Résistance thermique du substrat.	107
III.2.1.b.i.	Résolution de l'équation de la chaleur.....	108
III.2.1.b.ii.	Résultats de la simulation.	110
III.2.2.	CALCUL DE LA TEMPÉRATURE DE JONCTION DU COMPOSANT.	115
III.2.2.a.	Schéma équivalent thermique.	115
III.2.2.b.	Dépendance des conductivité thermique en fonction de la température.	117
III.2.2.c.	Résultats de la simulations.	118
III.2.3.	APPLICATION EN TRIPLEUR DE FRÉQUENCE.	120
III.3.	CONCLUSION.....	122
III.4.	BIBLIOGRAPHIE.....	123
IV. ETUDE EN MULTIPLICATION DE FRÉQUENCE DES HBV.		127
IV.1.	SIMULATION DES DIODES EN RÉGIME GRAND SIGNAL.	127
IV.1.1.	RAPPEL SUR L'ÉQUILIBRAGE HARMONIQUE.	128
IV.1.2.	APPLICATION AUX DIODES HBV.	129
IV.2.	SIMULATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	137
IV.2.1.	PRÉSENTATION DE LA CELLULE DE MULTIPLICATION.	137
IV.2.2.	TRANSITION EN ENTRÉE COMME EN SORTIE.	138
IV.2.3.	DESSIN ET GABARIT DU FILTRE.....	140
IV.2.4.	CONDITIONS D'ADAPTATION.	141
IV.3.	CARACTÉRISATION EN TRIPLEUR.....	145
IV.3.1.	MESURES ECOLE NORMALE SUPÉRIEURE – OBSERVATOIRE DE PARIS – MATRA MARCONI SPACE.....	145
IV.3.2.	MESURES AU RAL.....	149
IV.4.	VERS LE TERAHERTZ.	153
IV.4.1.	PHYSIQUE DU COMPOSANT.	153
IV.4.2.	VERS UNE RÉDUCTION DE LA PUISSANCE DE POMPE.	156
IV.4.3.	NOUVELLES ARCHITECTURES.....	159
IV.4.3.a.	Association tridimensionnelle.....	159
IV.4.3.b.	Ligne de transmission non linéaire (NLTL).....	159
IV.4.3.c.	Architectures de type quasi-optique.	161
IV.5.	CONCLUSION.....	162
IV.6.	BIBLIOGRAPHIE.....	164
CONCLUSION GENERALE.....		167

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le développement des applications analogiques aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques est actuellement un enjeu majeur pour les systèmes de télécommunication et de télédétection. Ces systèmes comportent le plus souvent des têtes de réception hétérodyne intégrant les fonctions de mélange et d'oscillateur local et nécessitent, pour les applications spatiales, la réalisation de sources à l'état solide qui font cruellement défaut à ces fréquences.

Les composants à l'état solide les plus communément utilisés pour de tels systèmes sont les diodes Gunn en tant que sources et les diodes Schottky pour assurer les fonctions de mélange et de multiplication de fréquence à température ambiante. Cependant, les récentes avancées dans les techniques d'épitaxie permettent le développement de composants à hétérojonctions et ouvrent de nouvelles perspectives dans la conception des composants. Ainsi, la diode varactor à hétérostructure (HBV), proposée en 1989 par E. Kollberg et A. Rydberg, se présente comme une alternative à l'utilisation de la diode Schottky.

En effet, l'utilisation de la HBV comme composant multiplicateur semble prometteuse car cette diode possède des propriétés extrêmement favorables pour les applications en tripleur de fréquence. Grâce à sa caractéristique capacité-tension symétrique, la transposition de la puissance ne s'effectue que sur les harmoniques impairs et ses effets non linéaires capacitifs permettent d'espérer de hauts rendements de conversion.

Le travail proposé dans cette thèse s'inscrit dans ce contexte avec pour objectif principal la réalisation d'un tripleur de fréquence 3×83 GHz à base de composants HBV en technologie InP.

Au cours du premier chapitre, nous présenterons une analyse générale des différents composants à l'état solide capables d'assurer les fonctions de mélange et de multiplication de fréquence au sein d'une chaîne de détection hétérodyne. Nous établirons quelques critères qui guideront notre choix en vue de la conception d'un tripleur de fréquence. Nous focaliserons alors notre étude sur la physique de la diode varactor à hétérostructure (HBV).

Dans le second chapitre, nous détaillerons la fabrication technologique des diodes. Nous verrons les différentes configurations développées pour le test des structures et nous nous attacherons à décrire précisément chaque étape de leur réalisation. Notamment, nous nous intéresserons plus particulièrement aux techniques d'intégration planaire.

Le troisième chapitre sera consacré à la caractérisation petit signal des composants réalisés. Celle-ci permettra d'estimer les qualités intrinsèques et extrinsèques des structures et mettra en évidence le comportement fortement non-linéaire des diodes. Dans ce chapitre, nous étudierons également les phénomènes thermiques intervenant au sein même du composant. Nous pourrons alors déduire la température de la zone active issue du bilan des transferts de puissance et prévoir les conséquences sur les grandeurs caractéristiques d'un multiplicateur de fréquence 3×83 GHz.

Le quatrième chapitre concernera la caractérisation en régime grand signal des HBV dans le cadre d'une application système. Sur la base de simulations par équilibrage harmonique, nous nous intéresserons essentiellement à l'influence des paramètres

extrinsèques et intrinsèques sur les caractéristiques de sortie du tripleur de fréquence en termes de puissance délivrée et de rendement de conversion mais également sur les conditions d'adaptation d'impédance. En outre, nous reporterons des simulations électromagnétiques afin de prédire les interactions entre le composant actif et la cellule de multiplication. Enfin, nous envisagerons de nouvelles architectures dans l'optique d'une montée en fréquence des systèmes de détection.

Ce travail a été effectué dans le cadre du contrat de l'Agence Spatiale Européenne n° #9777 intitulé « Millimeter wave critical sounder technologies »

CHAPITRE I :

***COMPOSANTS À L'ÉTAT SOLIDE POUR
LES APPLICATIONS EN ONDES
MILLIMÉTRIQUES ET
SUBMILLIMÉTRIQUES.***

I. Composants à l'état solide pour les applications en ondes millimétriques et submillimétriques.

Dans ce premier chapitre, nous nous proposons d'établir une revue des différentes technologies utilisées par les applications dans le domaine des ondes millimétriques et submillimétriques. En effet, il apparaît un intérêt croissant pour cette gamme de fréquence aussi bien dans les programmes industriels que dans les programmes de recherche. Nous focaliserons notre étude sur la détection hétérodyne et les différents éléments qui lui sont associés : chaîne de mélange et oscillateur local. Par conséquent, nous examinerons les choix technologiques possibles pour chaque type de fonction. Enfin, nous traiterons des aspects physiques de la diode « Heterostructure Barrier Varactor » (HBV) composant prometteur pour la réalisation de la chaîne d'oscillateur local.

I.1. Récepteur en ondes millimétriques et submillimétriques.

I.1.1. Observation de l'environnement.

La physique de l'atmosphère et la radioastronomie s'avèrent être le moteur du développement de projets dans la gamme de fréquence proche du Terahertz. En effet, nombreuses sont les molécules qui possèdent des énergies de transition incluses dans ce spectre. En planétologie, par exemple, on s'intéresse notamment aux molécules HF (1.23 THz) et HCl (1.25 THz) dans l'atmosphère de Vénus mais aussi à PH₃ (1.06 THz) pour les planètes géantes. L'observation de l'atmosphère terrestre entre également dans ce domaine avec la détection de molécules comme CO, H₂O ou O₃. Comme le montre le spectre d'absorption de l'atmosphère terrestre, donné figure I.1, nous comprenons aisément les limitations des observations au sol par les radiotélescopes, notamment au delà de 900 GHz. Par conséquent, des projets d'observation en altitude ont vu le jour, tels le ballon atmosphérique PIROG 8 (Pointed Infrared Observation Gondola) avec comme mission la détection des raies d'oxygène (425 GHz) et de monoxyde de carbone (441 GHz) ou l'avion SOFIA (Stratosphéric Observatory For Infrared Astronomy). Malencontreusement, pour ce type de système, la durée d'observation est relativement limitée. En outre, certaines raies spectrales restent toujours insondables. Pour s'affranchir totalement de l'atmosphère terrestre, la meilleure solution consiste à embarquer des récepteurs dans des satellites. C'est dans ce contexte qu'a vu naissance le projet FIRST (Far InfraRed and Submillimeter Telescope) de l'Agence Spatiale Européenne (ESA). Ce satellite embarquera notamment l'instrument HIFI (Heterodyne Instrument for FIrst) qui couvrira la bande de fréquence entre 480 GHz et 1.25

THz en continu, ainsi que deux canaux supplémentaires à 1.4 – 1.7 THz et 2.4 – 2.7 THz. Tous ces projets requièrent des systèmes de détection à haute résolution spectrale et à grande sensibilité, propriétés que possèdent les chaînes de détection hétérodyne.

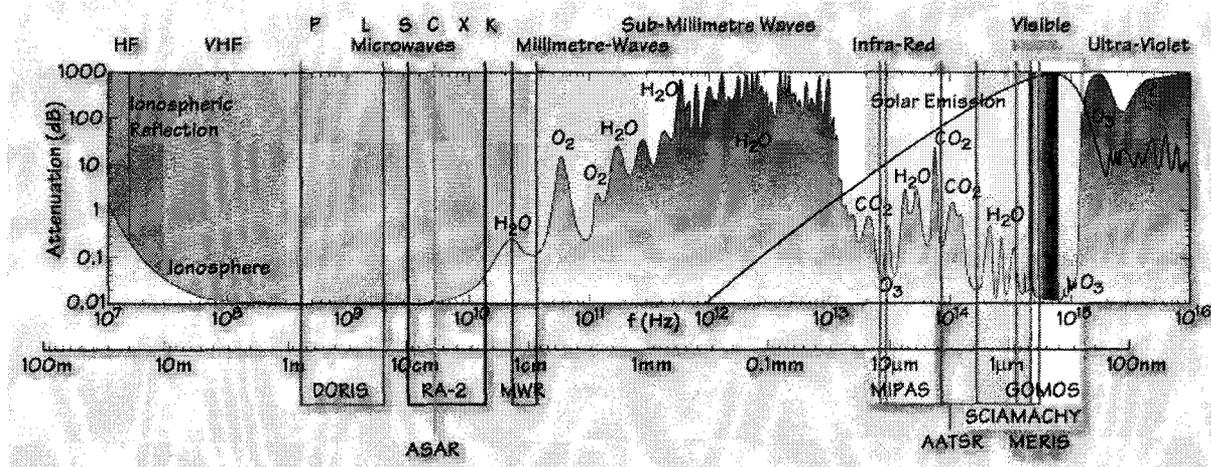


Figure I.1 : Spectre d'absorption de l'atmosphère terrestre.

I.1.2. La détection hétérodyne

Le but d'une telle détection est de transposer le signal à détecter ou signal radio fréquence (RF) à une fréquence intermédiaire (FI) grâce à une cellule de mélange associée à son oscillateur local (LO). La figure I.2 donne le schéma synoptique d'une chaîne hétérodyne. Le premier élément est une antenne de réception permettant de recueillir le signal incident à la fréquence F_{RF} . La chaîne de mélange, quant à elle, est constituée d'un composant fortement non linéaire, par exemple une diode Shottky, et d'un oscillateur local permettant d'excursionner la non linéarité du composant. L'oscillateur local peut être réalisé par génération directe ou par multiplication d'une source fondamentale. Dans chaque cas, il est généralement de fréquence proche de celle du signal RF et doit bénéficier d'une puissance de sortie suffisante pour assurer le battement des deux signaux (RF et OL). Grâce à la non linéarité du composant, un grand nombre de composantes fréquentielles est généré à la sortie du mélangeur. Elles sont alors filtrées pour obtenir la fréquence FI requise.

Ceci étant dit sur le principe du mélangeur, un certain nombre de critères doivent être respectés en vue de réaliser un système de détection à très haute sensibilité comme ceux requis par la radioastronomie. Tout d'abord, il apparaît nécessaire de limiter la bande passante au niveau de la bande intermédiaire. Un bon ordre de grandeur est une bande de fréquence entre 2 et 20 GHz. Ceci signifie que pour un mélange de fréquence direct, les fréquences des signaux RF et OL sont relativement proches. En pratique, la réalisation d'un mélangeur passe

par la conception de circuits de filtrage pour les signaux RF et FI. Par ailleurs, il faut, dans certains cas, prévoir une cellule de filtrage pour les composantes DC.

Les deux paramètres utilisés pour caractériser les performances d'un mélangeur sont les pertes de conversion et la température de bruit. Le premier paramètre indique le rapport entre les niveaux de puissance RF et FI tandis que la température de bruit renseigne sur le seuil de puissance détectable. Ce dernier critère peut être amélioré par la réalisation de mélangeurs refroidis à des températures cryogéniques (4K). Cependant, pour les applications fonctionnant à très haute fréquence, il est difficile d'obtenir des sources d'oscillateur local proche du signal à détecter, en raison notamment de leurs faibles niveaux de puissance. Il apparaît alors judicieux d'utiliser des mélangeurs de type subharmonique. En effet, de tels mélangeurs utilisent le second harmonique de l'oscillateur local pour transposer le signal RF à la fréquence FI. Ils nécessitent, par conséquent, un oscillateur local fonctionnant à une fréquence deux fois moins élevée que celle du signal à détecter. Ces mélangeurs offrent souvent des rendements de conversion peu inférieurs à ceux des mélangeurs en mode fondamental. Du point de vue des puissances requises, cette approche peut également être bénéfique dans la mesure où les puissances de pompe optimales peuvent être atteintes plus aisément.

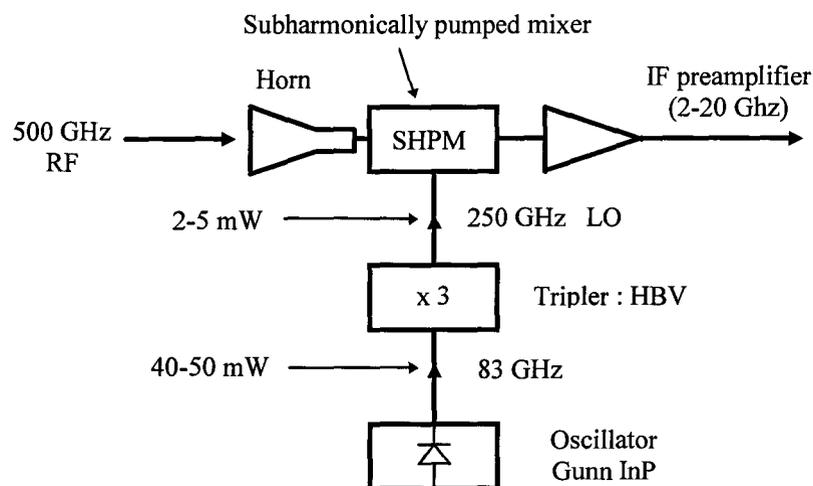


Figure I.2 : Schéma synoptique d'une chaîne de détection hétérodyne.

S'il est possible de réaliser ce type de mélange avec une simple diode, il continuera à subsister des signaux interférant à des fréquences harmoniques. La meilleure méthode consiste à utiliser un couple de diodes en montage antiparallèle comme sur le schéma de la figure I.3. Si les caractéristiques des diodes sont équivalentes, le circuit n'aura pas de réponse à la fréquence fondamentale. En outre, comme les fréquences F_{RF} et F_{OL} diffèrent d'un facteur deux, il n'y a généralement pas de difficultés pour la réalisation des sections de filtrage pour ces fréquences respectives.

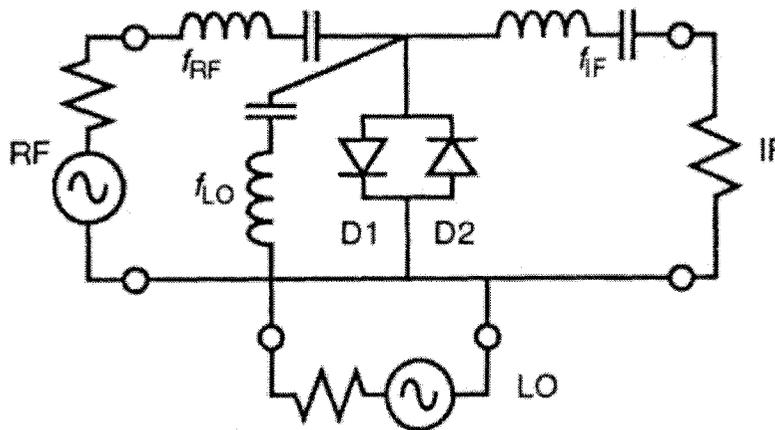


Figure I.3 : Schéma d'un mélangeur subharmonique.

Nous allons à présent nous intéresser aux types de composant susceptibles d'être utilisés en oscillateur local, soit par génération directe, soit par multiplication de fréquence.

Nombreux sont les composants à l'état solide pouvant être intégrés dans des systèmes opérant à température ambiante. Ainsi, des composants fonctionnant jusqu'à 140 GHz sont commercialement disponibles et des résultats en laboratoire ont été démontrés dans le haut du spectre millimétrique. Ces systèmes sont généralement issus de développements de l'électronique conventionnelle où des dimensions réduites et des structures épitaxiées avancées sont requises pour les applications fonctionnant au delà de 100 GHz. Nous pouvons classer ces composants comme des structures à « temps de transit » tels les transistors bipolaires à hétérojonctions (HBT), les transistors à effet de champ (FET), les transistors à haute mobilité (HEMT), ainsi que les diodes à transfert d'électrons (TED). Dans toutes ces structures, le temps mis par les porteurs pour parcourir une distance caractéristique détermine généralement la fréquence de fonctionnement. La distance caractéristique est la base pour les HBT, la longueur de grille pour les FET et la longueur de la zone active pour les TED. Nous pouvons également citer la diode à effet tunnel résonnant (RTD) considérée comme le composant le plus rapide. Un oscillateur a ainsi été réalisé avec des fréquences aussi élevées que 712 GHz grâce notamment à l'insertion d'une structure double barrière AlSb/InAs/AlSb [2]. Malheureusement, ce type de composant délivre des puissances de sortie très faibles. Il faut alors recourir à des associations de diodes sous forme de matrice pour produire des puissances de sortie significatives. A ce titre, nous pouvons citer l'exemple d'une matrice de 16 RTD fonctionnant à 290 GHz et délivrant plusieurs dizaines de microwatts [3]. Quant aux diodes TED (ou diodes Gunn), elles présentent des niveaux de puissance plus élevés, mais à des fréquences moindres. Nous pourrions citer des résultats record en termes de puissance et de fréquence pour une diode Gunn fonctionnant à 135GHz et délivrant une puissance de 130 mW [4]. D'autres performances sur des systèmes utilisant le second harmonique d'une diode Gunn similaire ont pu être reportées avec des puissances de sortie de l'ordre de quelques milliwatts pour des fréquences avoisinant les 300 GHz [5]. Pour illustrer ce dualisme entre puissance et fréquence, nous présentons, figure I.4, deux bilans

négative. Néanmoins, il est démontré [14] que cette amélioration reste tout de même relativement réduite.

La seconde solution exploite une non linéarité réactive (habituellement une non linéarité capacitive) pour réaliser la fonction de multiplication. Ces composants peuvent offrir de hauts rendements de conversion comme le prévoit la théorie, où un rendement maximal de 100% peut être atteint [15]. Toutefois, ces composants présentent des résistances séries significatives qui ont pour conséquence de réduire fortement le rendement de conversion. De plus, les systèmes utilisant ce type de composant ont des bandes passantes plus étroites. En effet, les multiplicateurs à base de diodes varactors nécessitent une adaptation d'impédance pour annuler la composante réactive de la puissance. L'essentiel du travail de thèse portera sur ces composants à non linéarité capacitive. Nous aurons l'occasion de revenir largement sur les différents concepts de conversion de fréquence, ainsi que sur les paramètres clés déterminant les performances.

1.1.3. Intégration des composants actifs de mélange et de multiplication de fréquence.

Nous pouvons distinguer deux approches dans l'intégration des composants actifs : l'intégration à contact par moustache et l'intégration planaire. Comme le montre la figure I.5, les techniques de contact par moustache consistent en une matrice de diodes en forme de « nid d'abeille » où l'on vient contacter l'un des composants aléatoirement à l'aide d'une fine pointe métallique appelée « moustache ». Cette moustache possède deux fonctions, l'une étant de contacter électriquement le composant, l'autre d'agir comme une antenne afin de coupler l'énergie électromagnétique au guide de sortie. Ce procédé induit de faibles capacités parasites grâce à sa connexion verticale. En revanche, elle se révèle peu robuste et, par conséquent, peu appropriée pour les applications spatiales. De plus, il paraît délicat d'associer plusieurs composants avec ce type de technologie, même si des associations de composants contactés par moustache ont vu le jour [16] comme sur l'exemple de la figure I.6.

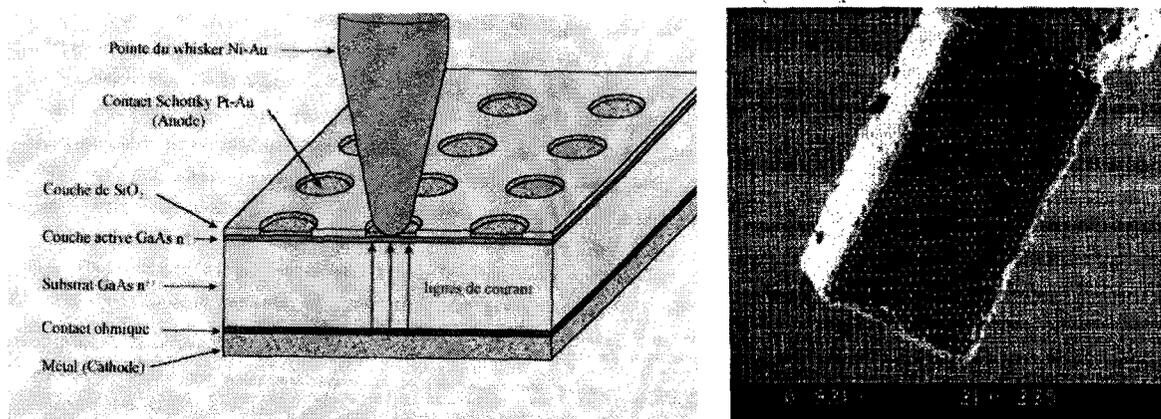


Figure I.5 : Exemple de composants connectés par moustache.

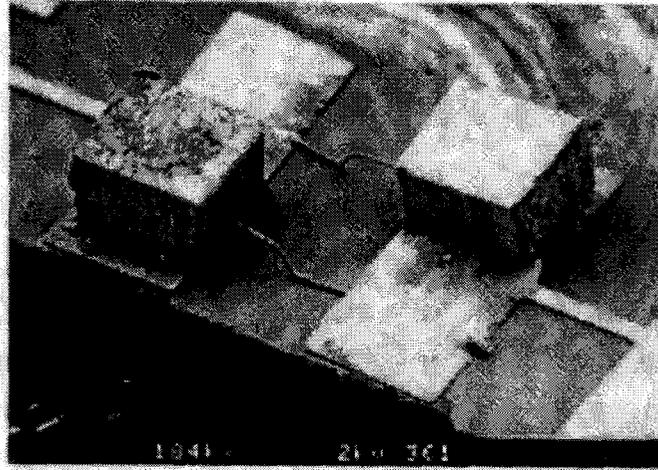


Figure I.6 : Association de deux composants connectés par moustache.

L'autre approche est l'intégration planaire. Cette technologie consiste à reporter les différents contacts du composant sur un même plan (par exemple le substrat) et d'intégrer les éléments de connectique durant les phases de fabrication. Ces techniques tendent de plus en plus à remplacer les techniques de contact par moustache, car elles bénéficient d'une plus grande fiabilité ainsi que d'une plus grande robustesse. Par conséquent, elles sont plus appropriées à une utilisation dans des systèmes embarqués. Elles permettent également une grande souplesse d'association de composants dans différentes configurations, série et parallèle. En contrepartie, la fabrication de ces composants nécessite des technologies extrêmement avancées, qui permettent notamment d'optimiser la connectique en minimisant les valeurs des éléments parasites. De la même façon, nous aurons l'occasion de montrer ultérieurement l'essentiel des technologies nécessaires dont un exemple est donné figure I.7.

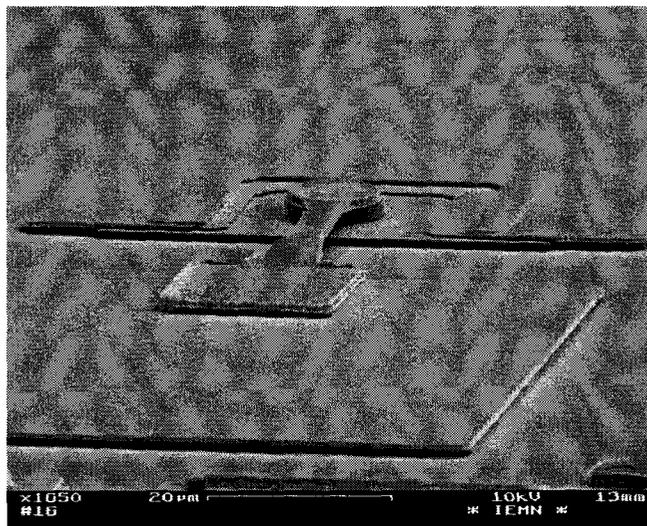


Figure I.7 : Composant fabriqué en technologie planaire.

Avant de revenir sur les composants actifs, il nous semble important de préciser que l'obtention de performances élevées pour les circuits non linéaires Terahertz passe également par un effort de recherche au niveau des cellules. Nous bénéficions de l'expérience de nombreux laboratoires avec lesquels nous collaborons. A titre d'illustration des différents enjeux rencontrés en pratique, nous avons reporté, sur la figure I.8, une vue tridimensionnelle d'une cellule de multiplication. On constate que plusieurs supports de propagation sont utilisés pour coupler l'énergie électromagnétique à la diode. En particulier, nous utilisons des guides d'onde ainsi que des circuits planaires. Il en résulte que le composant doit être étudié dans son environnement électromagnétique réel pour pouvoir prétendre à des performances satisfaisantes. Nous reviendrons sur les approches globales utilisées tout au long de ce travail. De nombreux laboratoires travaillent activement sur ce sujet avec notamment l'utilisation de structures micro-usinées de type membrane. Concernant ce thème, le Jet Propulsion Laboratory vient de démontrer l'association de l'élément actif, ici une diode Schottky, et du filtre passif. la figure I.9 permet de rendre compte des difficultés de réalisation pour une application ciblée à 2.5 THz [17].



Figure I.8 : Vue tridimensionnelle d'une cellule de multiplication de fréquence.

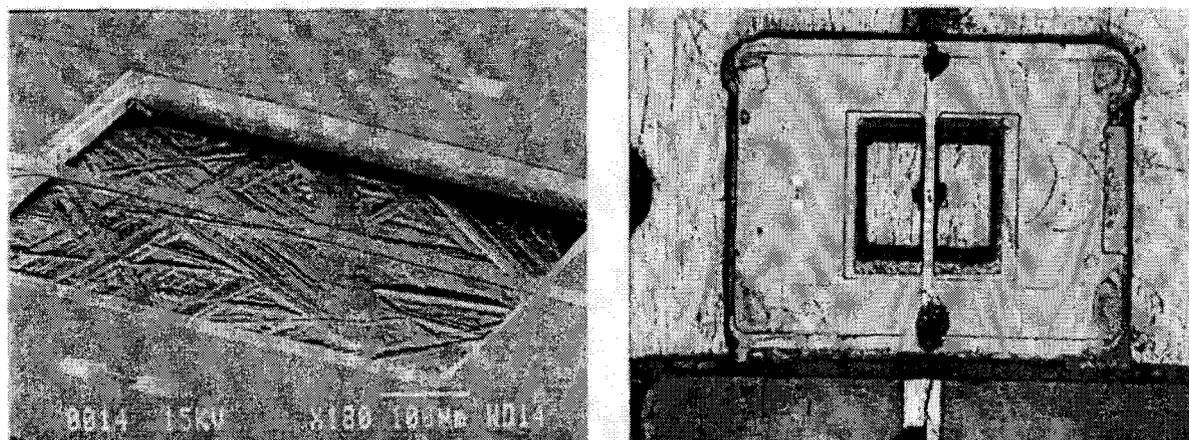


Figure I.9 : Association d'un filtre et d'un composant actif sur membrane semi-conductrice.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons nous intéresser plus en détail aux principaux composants utilisés pour les fonctions mélange et multiplication de fréquences aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques.

tension de « built-in » qui fixe le seuil de conduction, déterminant dans le choix de l'oscillateur local. Aux fréquences très élevées, les diodes sur GaAs ont pris l'ascendant sur les composants à base de silicium grâce à de meilleures propriétés intrinsèques de transport électronique. De nombreux résultats ont été reportés dans la littérature sur des mélangeurs subharmoniques à base de diodes Schottky planaires, notamment à 240 GHz [19] et 557 GHz [20], à l'état de l'art en termes de rendement de conversion et de température de bruit. Nous pouvons citer également des performances au delà du Terahertz sur des diodes à contact par moustache à 2.5 THz [21] et jusqu'à 30 THz [22]. Sur la figure I.12, nous montrons une vue au Microscope Electronique à Balayage d'une diode Schottky en configuration anti-parallèle, fabriquée à l'IEMN et destinée à être insérée dans un mélangeur subharmonique à 500 GHz [23].

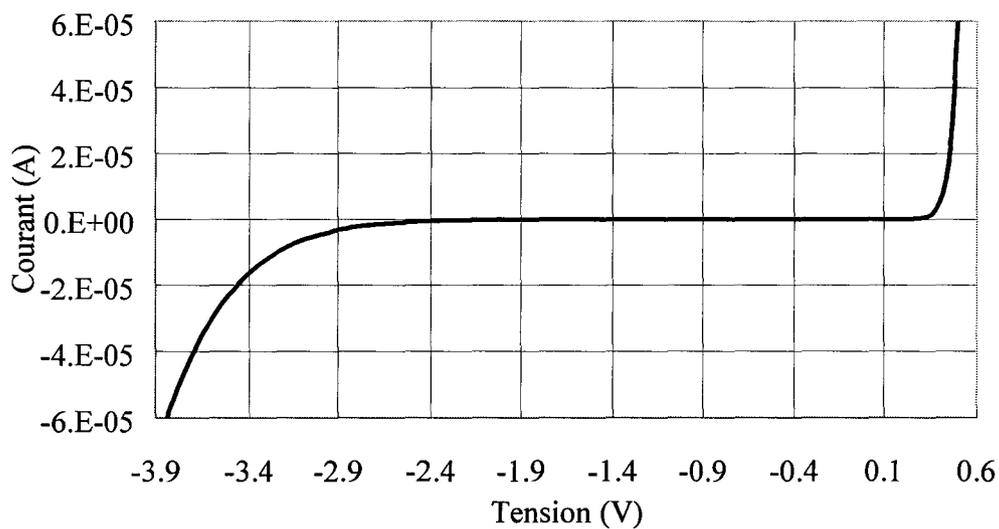


Figure I.11 : Caractéristique courant/tension d'une diode Schottky submicronique.

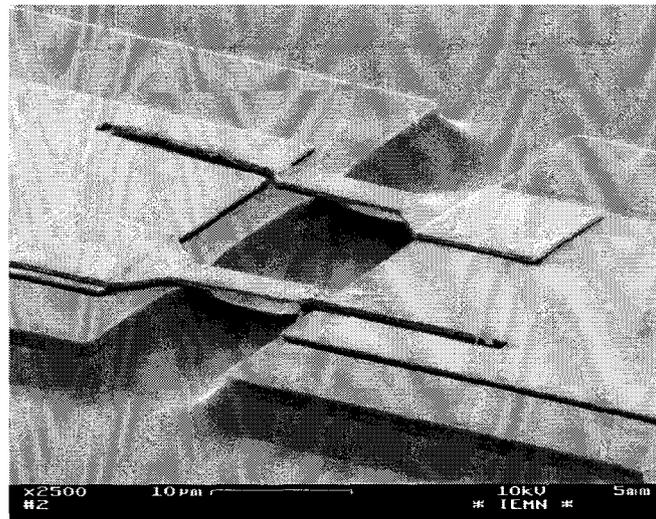


Figure I.12 : Diode Schottky submicronique anti-parallèle en technologie planaire.

I.2.1.b. La diode SIS (Supraconducteur Isolant Supraconducteur).

Lorsqu'il est nécessaire de détecter de très faibles niveaux de puissance, on a généralement recours à des mélangeurs à base de diodes SIS. La diode SIS est composée de deux matériaux supraconducteurs, généralement du niobium (Nb), séparés par un film (quelques dizaines d'angströms) de matériau isolant. Le courant de conduction de ces jonctions résulte du passage de quasi-particules par effet tunnel à travers la barrière de potentiel constituée par l'isolant [24]. Ce mécanisme est à l'origine d'une non linéarité résistive très marquée, la conduction s'effectuant sur des plages de tension de l'ordre de la dizaine de millivolts comme nous le montre la caractéristique I-V de la figure I.13. En outre, pour des températures de fonctionnement cryogéniques (typiquement 4K), ces composants permettent d'obtenir des températures de bruit record. A titre d'exemple, deux résultats ont été publiés très récemment pour des mélangeurs à base de diodes SIS fonctionnant respectivement à des fréquences de 725 GHz [25] pour une température de bruit de 200 K et de 850 GHz [26] avec 265 K de température de bruit. Néanmoins, il semble que pour des fréquences au dessus de l'énergie du gap (725 GHz pour le niobium), les températures de bruit augmentent de manière significative [27]. La meilleure solution pour accroître les fréquences de travail est d'utiliser des matériaux supraconducteurs à gap plus élevé. Ceci a pu être réalisé grâce à l'utilisation du nitrure de niobium (NbN) dont la fréquence de gap est d'environ 1.2 THz [28]. De plus, la nécessité d'utiliser des moyens de refroidissement cryogéniques est un obstacle sérieux pour leur utilisation dans des systèmes embarqués.

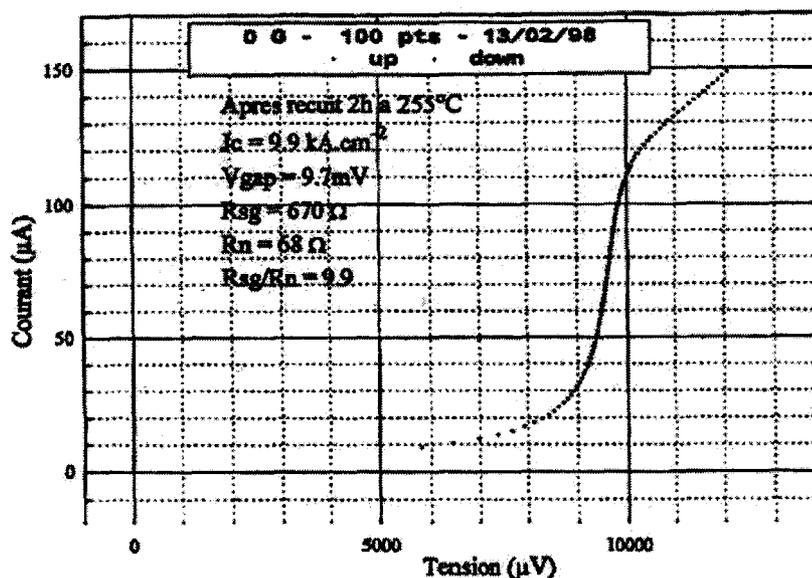


Figure I.13 : Caractéristique courant/tension d'une diode SIS.

I.2.1.c. Les bolomètres à électrons chauds (HEB).

Les bolomètres à électrons chauds sont également utilisés lorsque de faibles niveaux de puissance à détecter sont mis en jeu. L'élément actif d'un HEB est un matériau supraconducteur, généralement à base de niobium, déposé en couche mince et intégré à une antenne planaire [29] (figure I.15). Dans ce type de mélangeur, les électrons sont excités par le courant DC et la puissance RF au dessus de la température du réseau cristallin. Pour de faibles variations de puissance RF, la température évolue proportionnellement à la puissance absorbée :

$$\partial T \approx V_{LO} \cdot V_{RF} \cdot \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF}) \cdot t] + \text{termes DC}$$

Où ∂T est la variation de température, V_{LO} , V_{RF} et ω_{LO} , ω_{RF} sont les amplitudes et pulsations associées respectivement à l'oscillateur local et au signal RF. Puisque la température évolue suivant le signal à la fréquence intermédiaire FI ($\omega_{LO} - \omega_{RF}$), la résistance du barreau supraconducteur va également suivre le signal FI, menant à une oscillation de la tension si le courant est imposé dans la structure. Une importante limitation incombe à la fréquence intermédiaire qui doit être plus faible que le taux de relaxation de l'énergie des électrons. Dans le cas contraire, la température des électrons est incapable de suivre les variations de puissance FI. Néanmoins, ces dispositifs à électrons chauds ne sont pas limités par la fréquence du signal à détecter. De plus, ils nécessitent de faibles puissances d'oscillateur local (typiquement quelques nanowatts) comme le montre la figure I.14 qui présente l'extrême non linéarité de la caractéristique I-V d'un HEB. Nombreuses sont les publications qui traitent des HEB fonctionnant au dessus de la fréquence de gap des matériaux employés. On citera une détection à 800 GHz pour une température de bruit de 900K [30], ainsi qu'une détection à 2.5 THz pour une température de bruit de 2750 K [31]. Comme pour les mélangeurs à diodes SIS, des moyens de cryogénie sont nécessaires pour le refroidissement à 4K.

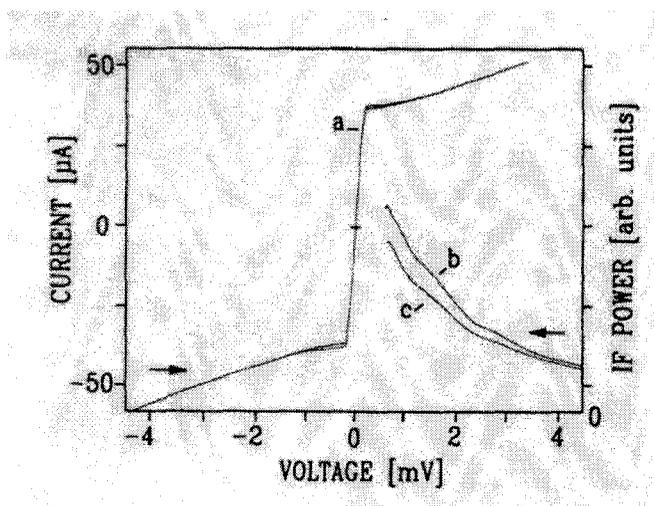


Figure I.14 : Caractéristique courant/tension d'un bolomètre à électrons chauds.

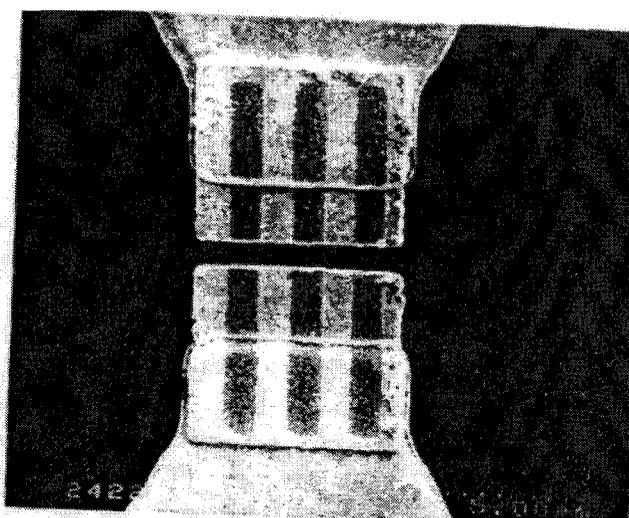


Figure I.15 : Structure d'un HEB.

1.2.2. La multiplication de fréquence.

Il est possible d'utiliser des non linéarités résistives ou réactives pour assurer la multiplication de fréquence mais, comme nous l'avons vu précédemment, la multiplication à l'aide de non linéarités résistives souffre de faibles rendements de conversion. Par conséquent, nous nous intéresserons aux composants varactors comme la diode Schottky ou la diode « Heterostructure Barrier Varactor » (HBV). Le tableau I.16 présente un aperçu des besoins actuels pour les oscillateurs locaux en termes de fréquence et de puissance. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons vu qu'au dessus de 170 GHz toute source à l'état solide est limitée par la puissance à délivrer si l'on conserve une approche toute électronique. Il faut donc recourir à la multiplication d'une source fondamentale tout en conservant de bons niveaux de rendement.

Lower frequency	Upper frequency	Minimum output power	Mixer
495 GHz	550 GHz	16 μ W	SIS
572 GHz	630 GHz	24 μ W	SIS
652 GHz	1.2 THz	μ W	HEB
1.1 THz	2.7 THz	nW	HEB

Figure I.16 : Caractéristiques des chaînes de mélanges utilisées pour l'instrument HIFI du projet FIRST.

1.2.2.a. Diode Schottky Varactor.

Les diodes Schottky sont les composants les plus utilisés pour la multiplication de fréquence. Des jonctions métal/semi-conducteur de haute qualité, des technologies submicroniques élaborées ont assuré le succès de ces composants en multiplication jusqu'au THz. La structure de ce composant consiste en une association d'un métal et d'un matériau semi-conducteur faiblement dopé (n) épitaxié sur un buffer fortement dopé (n^+). Sous polarisation inverse, la diode Schottky subit une désertion progressive de la zone faiblement dopée. La figure I.17 donne les allures typiques des caractéristiques I-V et C-V d'une telle structure. Les meilleurs rendements de conversion ont été obtenus pour des applications en doubleur de fréquence. Des réalisations en tripleur sont toujours possibles mais elles nécessitent l'utilisation de circuits oisifs pour limiter la génération de puissance harmonique de rang 2. En théorie, si un rendement idéal de 100 % peut être atteint [15], en pratique différents paramètres comme la résistance série, les phénomènes de saturation en courant ou d'autres éléments extrinsèques limitent sa valeur à quelques dizaines de % dans la bande millimétrique et à quelques % dans la bande submillimétrique. Des rendements de 10% avec

des puissances de sortie de 12.5 mW à 265 GHz ont pu être obtenus au DEMIRM [32], et des performances jusqu'à 800 GHz ont été atteintes avec des rendements de 0.7% pour des puissances de sortie de 250 μ W, grâce à l'association d'un étage doubleur et d'un étage tripleur de fréquence [33].

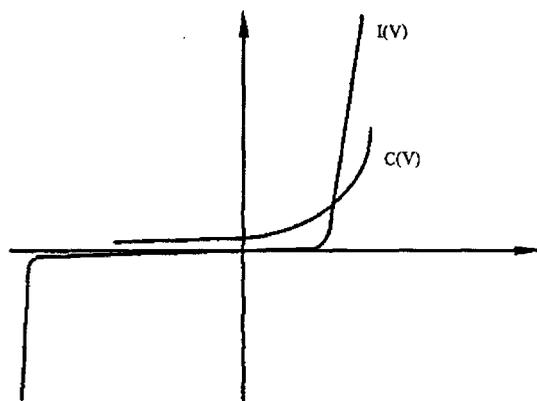


Figure I.17 : Caractéristiques courant/tension et capacité/tension d'une diode Schottky.

1.2.2.b. La HBV

Nous ne ferons ici qu'une brève description du fonctionnement de cette structure qui sera traitée en détail dans la suite de ce chapitre. Par conséquent, nous nous limiterons à un bilan des performances et des perspectives liées à ce composant.

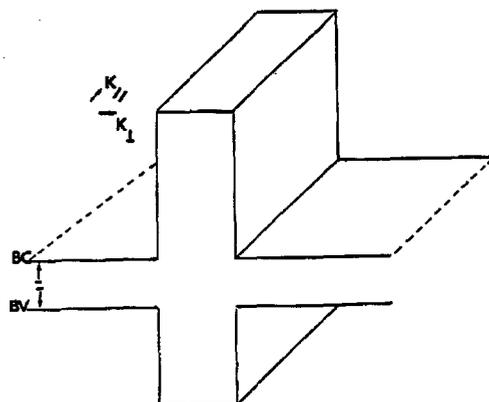


Figure I.18 : Structure de bande d'une HBV.

Comme le montre la figure I.18, le composant est constitué d'une hétérostructure semi-conductrice, bloquant la conduction, située entre deux zones adjacentes modérément dopées, permettant la modulation de la capacité. La diode HBV proposée par E. Kollberg et A. Rydberg [34] s'annonce comme un composant prometteur pour la multiplication de fréquence dans la gamme millimétrique et submillimétrique, grâce à ses remarquables propriétés électriques. En effet, elle possède une caractéristique C-V non linéaire, symétrique autour de 0V, sans qu'il y ait de conduction parasite sur une large plage de tension. Cette symétrie permet d'éliminer les harmoniques pairs du signal de sortie. De plus, aucune polarisation continue n'est nécessaire et aucun circuit oisif n'est requis pour une utilisation en tripleur, contrairement aux dispositifs multiplicateurs à diode Schottky. Ces propriétés intrinsèques de symétrie permettent d'envisager la multiplication de fréquence à haut rang d'harmonique. Comme nous le verrons par la suite, ce composant possède de nombreux degrés de liberté dans les règles de conception, permettant d'optimiser la caractéristique C-V en termes de contraste en capacité ainsi que de tenue en tension. Mentionnons déjà les résultats prometteurs en tripleur de fréquence : 2mW à 252 GHz obtenus par l'université de Virginia avec des diodes planaires sur AsGa [35].

Dans le cadre de ce travail, nous avons étudié plus spécialement ce type de composant. Pour terminer ce chapitre d'introduction, nous allons détailler certains des aspects nécessaires à notre étude qui ont fait l'objet de travaux au sein de notre équipe.

I.3. Aspects physiques de la HBV.

I.3.1. *Quelques critères d'optimisation.*

Tout d'abord, il nous semble nécessaire de rappeler les critères d'optimisation d'un multiplicateur de fréquence utilisant des composants varactors. De façon générale, les performances d'un multiplicateur sont essentiellement décrites par le rendement de conversion qui représente le rapport entre la puissance délivrée aux fréquences harmoniques et celle fournie à la fréquence de pompe. On montre que ce paramètre est d'autant plus important que le contraste en capacité est élevé et que la tension de claquage est grande, repoussant le seuil à la conduction. L'obtention d'un seuil à la conduction peut toutefois poser problème lorsque l'on dispose d'une puissance de pompe limitée. Nous allons examiner concrètement comment satisfaire ces critères.

I.3.2. *Choix de la structure.*

I.3.2.a. *Mécanismes de conduction.*

La conduction parasite intègre essentiellement deux composantes en courant comme le montre la figure I.19 : un courant thermoïonique et un courant résultant du passage des électrons à travers la barrière par effet tunnel. Le courant thermoïonique intervient lorsque les électrons ont une énergie supérieure à la hauteur de barrière, alors que le courant tunnel possède plusieurs contributions : une contribution assistée par défauts, une contribution assistée thermiquement et une composante pure pour les électrons se situant sous le niveau de Fermi. Cette structure peut également être soumise à des phénomènes de claquage par avalanche associé à un processus d'ionisation par choc des atomes du cristal. Pour réaliser la barrière cristalline de potentiel, plusieurs solutions technologiques peuvent être envisagées. Nous allons rapidement les passer en revue.

I.3.2.b. *Choix des matériaux.*

Dans un premier temps, intéressons nous aux possibilités multiples offertes par les composés III-V pour réaliser des hétérostructures semi-conductrices. Pour cela, examinons la figure I.20 donnant pour les principaux composés binaires et ternaires, les valeurs des paramètres de maille et de bande interdite. Les deux critères à respecter dans le choix des matériaux, afin d'assurer une opacité quasi totale pour les deux composantes majeures de la conduction parasite, sont : une barrière épaisse pour minimiser le courant tunnel et une barrière élevée pour limiter le courant thermoïonique. Le tableau de la figure I.21 présente plusieurs solutions possibles pour réaliser des composants simple barrière.

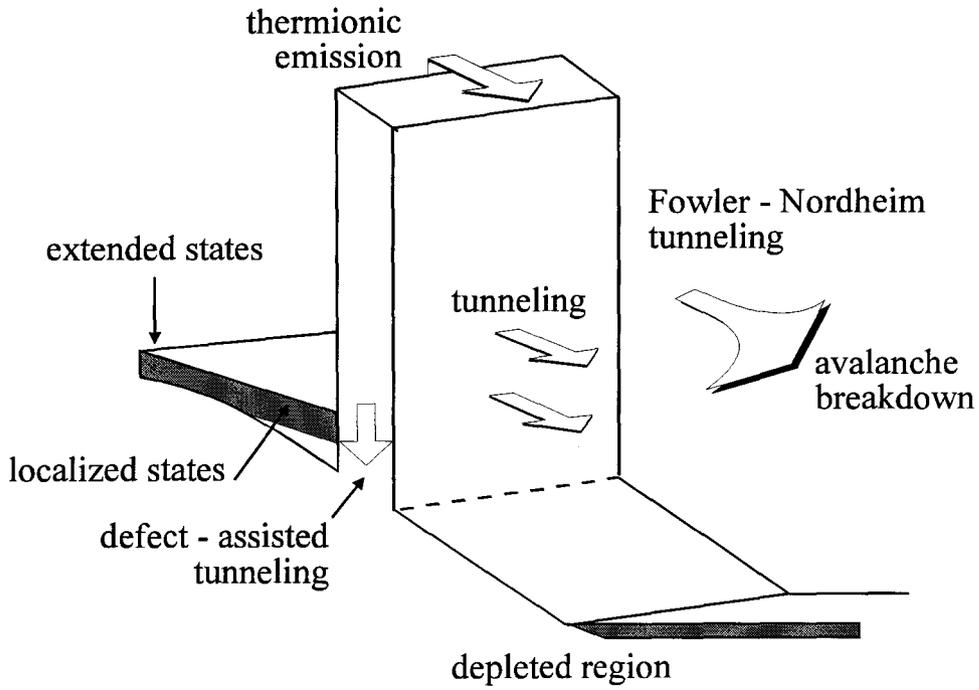


Figure I.19 : Représentation schématique des différents mécanismes de conduction.

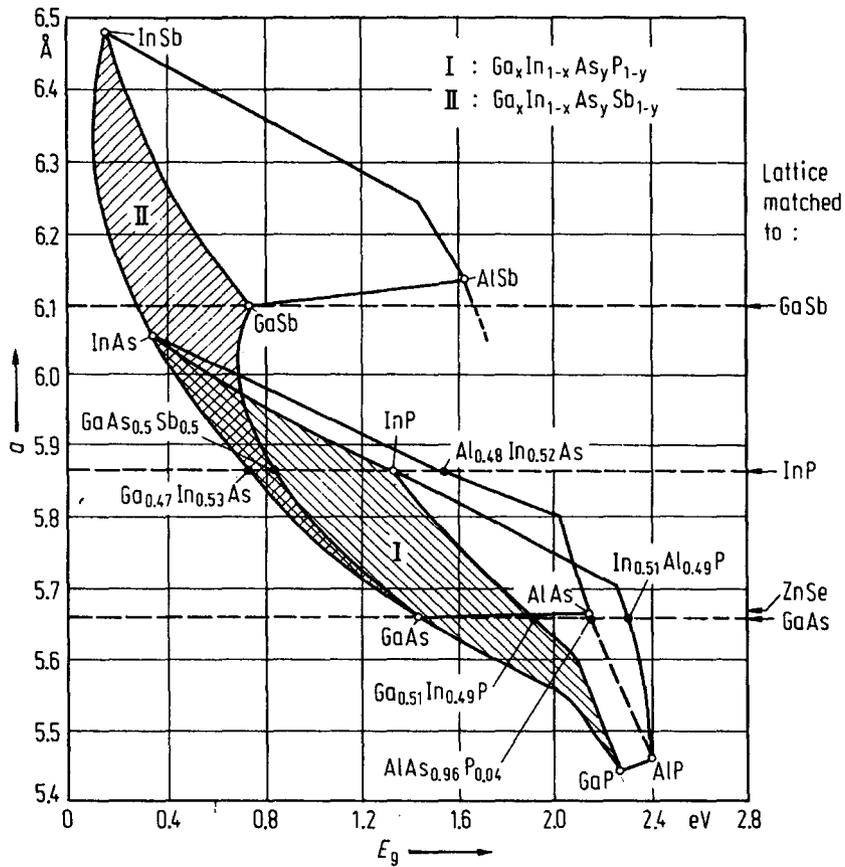


Figure I.20 : Paramètres de maille et bande interdite pour différents matériaux semi-conducteurs.

La première combinaison possible est une structure sur GaAs intégrant une barrière d' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ en adaptation de maille. Le choix de la concentration en Aluminium est déterminant. Lorsque le pourcentage d'aluminium est faible (typiquement 0.3), on se heurte à des courants de fuite importants résultant de la discontinuité de bande de conduction assez faible de l'ordre de 300 meV. On peut penser limiter cette conduction parasite par une barrière large. Cependant, toute application de tension sur cette structure conduit à un effet tunnel de type Fowler-Nordheim à travers la barrière triangularisée. En augmentant le pourcentage d'Aluminium (plusieurs essais ont été réalisés pour $x=0.7$), on se trouve confronté au problème de conduction parasite par les vallées X suite au passage en gap indirect. Pour les structures sur InP, deux types de barrière peuvent être envisagées. La première est une barrière à base d' $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ sur $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ adaptée en maille sur substrat InP permettant d'obtenir des discontinuités de l'ordre de 500 meV. Ce type de barrière est une bonne solution pour s'affranchir du courant tunnel car elle offre la possibilité de l'épitaxier sur des épaisseurs importantes. La deuxième solution consiste en une barrière d'AlAs dans le système $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}/\text{InP}$. Ainsi, on bénéficie d'une discontinuité de l'ordre de 1.3 eV favorable au blocage du courant thermoionique. Cependant, la nature pseudomorphique de la croissance empêche l'épitaxie de l'AlAs sur des épaisseurs importantes. En effet, l'épaisseur de l'épitaxie doit être inférieure à une longueur critique correspondant à l'apparition de dislocations au sein du matériau.

Enfin, des matériaux en croissance métamorphique peuvent également être envisagés. Un exemple type est la structure $\text{InAs}/\text{AlAs}/\text{InAs}$ pour laquelle des discontinuités ΔE_c , également de plus de 1 eV, sont obtenues. Sur la base de cette analyse, on constate que les matériaux AlAs et $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ sur $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ possèdent des propriétés complémentaires, et il est donc apparu opportun d'étudier l'association de ces deux composés pour la formation de la barrière. Nous allons à présent focaliser notre étude sur ce type d'hétérojonction qui constituera la structure générique de notre travail.

Système de matériaux	Type de croissance	Technologie
$\text{GaAs}/\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$	Adaptation de maille	Substrat GaAs
$\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}/\text{Al}_{0.48}\text{In}_{0.52}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$	Adaptation de maille	Substrat InP
$\text{InGaAs}/\text{AlAs}/\text{InGaAs}$	Pseudomorphique	Substrat InP
$\text{InAs}/\text{AlSb}/\text{InAs}$	Métamorphique	Substrat GaAs

Tableau I.21 : Systèmes de matériaux permettant la réalisation de structures en configuration simple barrière.

I.3.3. Etude de l'hétérostructure InGaAs/AlInAs/AlAs

I.3.3.a. Caractéristiques de conduction.

Nous avons représenté sur la figure I.22 la séquence épitaxiée de l'hétérostructure InGaAs/AlInAs/AlAs ainsi qu'un tracé schématique du bas de la bande de conduction au voisinage de la barrière de potentiel. Cette structure, associant barrière élevée et barrière épaisse, a pour but de bloquer à la fois la composante thermoïonique et la composante tunnel du courant parasite.

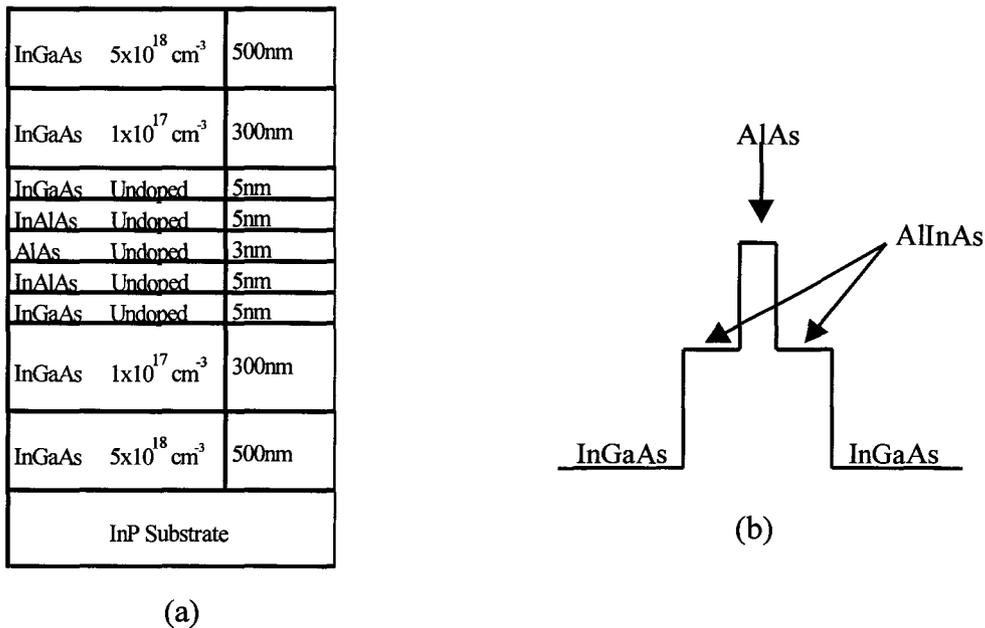


Figure I.22 : Séquence de croissance épitaxiale des structures Simple Barrière Varactor (a) en configuration marche d'escalier (b).

Pour illustrer l'intérêt d'une telle structure, nous présentons sur la figure I.23 la caractéristique courant/tension théorique. Nous avons également calculé les courbes J-V pour une barrière homogène d'AlInAs de 130 Å. Nous constatons que l'insertion de la barrière d'AlAs permet d'augmenter de près d'un facteur 3 la tenue en tension. Ainsi pour une densité de courant fixée à 10 A/cm^2 , nous obtenons une tension de 2V pour la structure AlInAs et de 6V pour la structure en « marche d'escalier ». Nous avons, par conséquent, démontré que ce type de structure constitue une barrière opaque aux composantes de la conduction parasite.

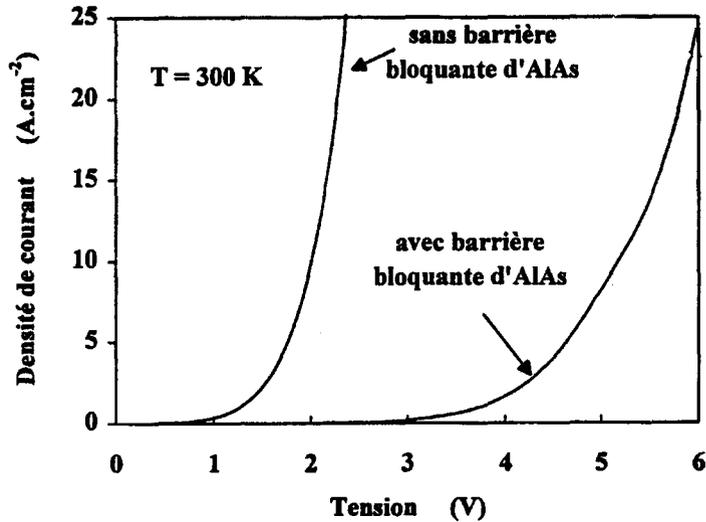


Figure I.23 : Evolutions des caractéristiques I(V) théoriques pour les structures InGaAs/AlInAs et InGaAs/AlInAs/AlAs à température ambiante.

I.3.3.b. Mécanisme de claquage par avalanche.

Dans le paragraphe précédent, nous avons pu constater une montée exponentielle du courant, comportement fréquemment rencontré en électronique qui peut aussi bien être associé aux processus d'injection par effet tunnel qu'aux phénomènes de claquage par avalanche. Pour permettre l'ionisation par impact, les porteurs doivent être soumis à un champ électrique important sur des distances suffisamment grandes. Compte tenu de la dimension d'une diode et de la faible valeur de bande interdite de l'InGaAs, les conditions pour observer ce phénomène d'ionisation par impact sont réunies. Nous allons, par conséquent, calculer la tension de seuil de conduction de notre structure en partant de l'hypothèse d'un claquage par avalanche. Il y a deux possibilités pour estimer cette tension de seuil. La première est la formule déterminée par Sze et Gibbons [36] :

$$V_b = 60 \cdot \left(\frac{E_g}{1.1} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left(\frac{Nd}{10^{16}} \right)^{\frac{3}{4}}$$

Où E_g est le gap du matériau en eV et Nd le dopage de la zone de modulation. Le calcul effectué avec les paramètres matériaux de notre structure révèle une tension de seuil de 5.9V. Ce résultat peut être validé par le calcul de la condition d'avalanche à partir de l'intégrale d'ionisation :

$$\int_0^{\infty} \alpha(x) \cdot \exp \left[- \int_0^x (\alpha(x') - \beta(x')) dx' \right] dx = 1$$

Où α et β sont les coefficients d'ionisation des électrons et des trous, et w la longueur de la zone de charge d'espace.

La figure I.24 [37] montre pour différentes polarisations la valeur de l'intégrale d'ionisation en fonction de la distance dans la zone de charge d'espace, ainsi qu'une représentation du profil du champ électrique pour une polarisation de 6.2V. On constate d'une part que le champ électrique à l'interface InAlAs et InGaAs est très élevé, supérieur à 350 kV/cm, et d'autre part que la couche d'InGaAs modérément dopée est complètement désertée. Le calcul de l'intégrale d'ionisation montre qu'elle satisfait la condition d'avalanche pour une tension de polarisation de 6.2V. Ce calcul numérique corrobore le calcul analytique effectué précédemment et montre que le courant de conduction est dominé par le phénomène de claquage par avalanche [38].

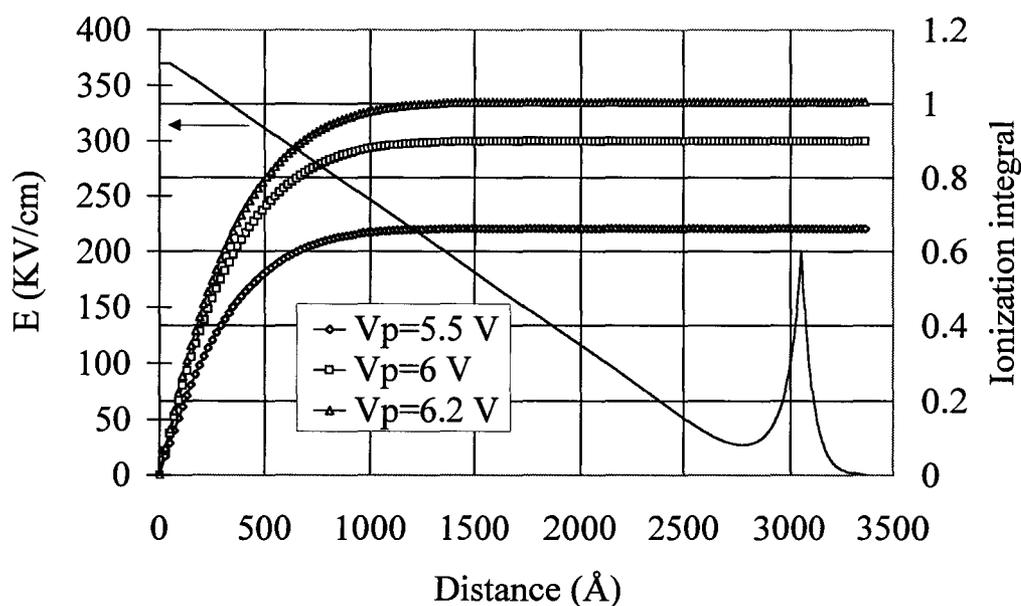


Figure I.24 : Evolution en fonction de la distance dans la zone de charge d'espace de l'intégrale d'ionisation, calculée respectivement pour les tensions de polarisation 5.5, 6 et 6.2 V. Représentation du profil du champ électrique obtenu pour $V_p = 6.2$ V.

I.3.3.c. Caractéristique capacité-tension.

La caractéristique $C(V)$ peut être calculée en déterminant la variation de la densité surfacique des électrons (n_s) accumulés en amont de la simple barrière pour chaque tension appliquée. La capacité est obtenue par dérivation de la fonction $n_s(V)$ en tout point de tension. La figure I.25 montre la comparaison théorie/expérience d'une telle caractéristique. On constate que les variations de la capacité théorique, observées en inverse comme en direct sur une plage de 6 V, sont extrêmement marquées. Ceci est une conséquence directe du choix judicieux du niveau de dopage de la zone adjacente, qui permet d'utiliser au mieux l'ensemble de la zone active. Théoriquement, la valeur maximale de capacité à 0 V est de 2.4 fF/ μm^2 et

la valeur en saturation de $0.4 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Le rapport théorique est de 6. Nous avons également reporté sur la figure I.25 les points expérimentaux. L'accord est ici relativement satisfaisant excepté à 0 V. Ce désaccord vient des hypothèses de calcul. En effet, pour calculer la densité surfacique des électrons, nous avons utilisé l'approximation semi-classique dite de Thomas-Fermi qui place un maximum de charges à l'interface. Cette hypothèse ne prend pas en compte l'effet d'interférence quantique dû à la barrière, qui a tendance à éloigner le maximum de charge de la jonction. Les valeurs de C_{max} et C_{min} peuvent être également déduites de l'approximation du condensateur plan. Dans le cas d'une hétérostructure simple barrière, la zone désertée s'apparente alors à la couche diélectrique tandis que les zones adjacentes peuplées de porteurs jouent le rôle des plateaux métalliques.

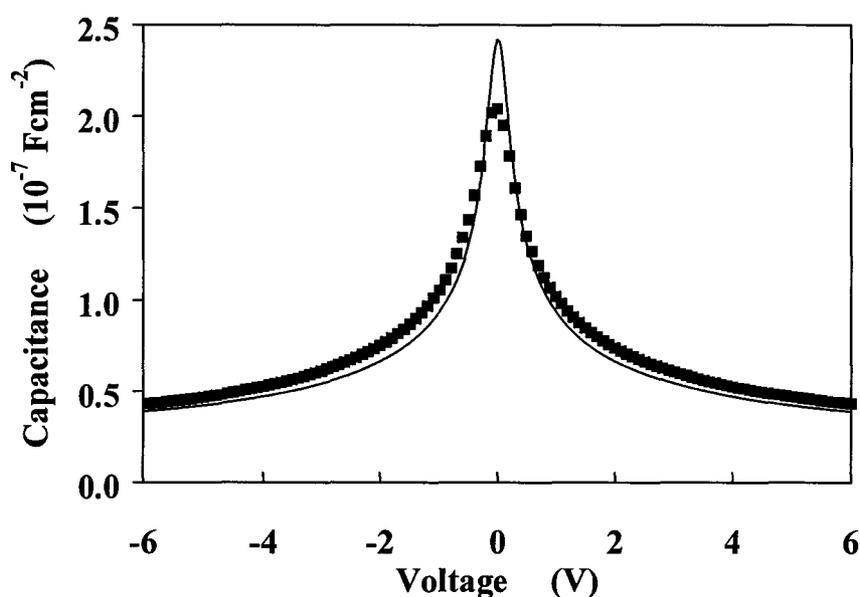


Figure I.25 : Comparaison des évolutions théorique et expérimentale de la capacité d'une hétérostructure Simple Barrière Varactor InGaAs/AlInAs/AlAs en fonction de la tension de polarisation.

Pour augmenter le contraste en capacité, et ainsi optimiser les performances en multiplication de fréquence, nous pourrions soit augmenter C_{max} soit diminuer C_{min} . Nous avons vu que notre structure est dans des conditions de punch-through (désertion totale de la couche GaInAs) pour la tension de seuil de conduction. La marge d'optimisation sur C_{min} est donc relativement faible. Nous pouvons alors agir sur C_{max} . Deux possibilités se présentent. La première consiste à diminuer la largeur de la barrière. Cette solution n'est pas réaliste car ceci augmenterait notablement la transparence de la barrière et par conséquent le courant de fuite. La seconde consiste à diminuer les longueurs d'écrantage qui correspondent à l'extension du champ électrique de part et d'autre de la barrière. Ceci peut être réalisé en

localisant les charges le plus près possible de la barrière. Nous verrons dans le dernier chapitre comment procéder pour atteindre cet objectif.

I.3.3.d. Intégration de structures simples.

Il est possible pour accroître les propriétés des simples HBV (SHBV) d'intégrer en série plusieurs de ces structures. Il existe deux moyens d'association : l'empilement épitaxial et la mise en série technologique. Sur les figures I.26 et I.27, nous pouvons comparer les caractéristiques I-V et C-V d'une structure simple, et d'une structure empilée comprenant deux hétérostructures InGaAs/InAlAs/AlAs (DHBV) [39].

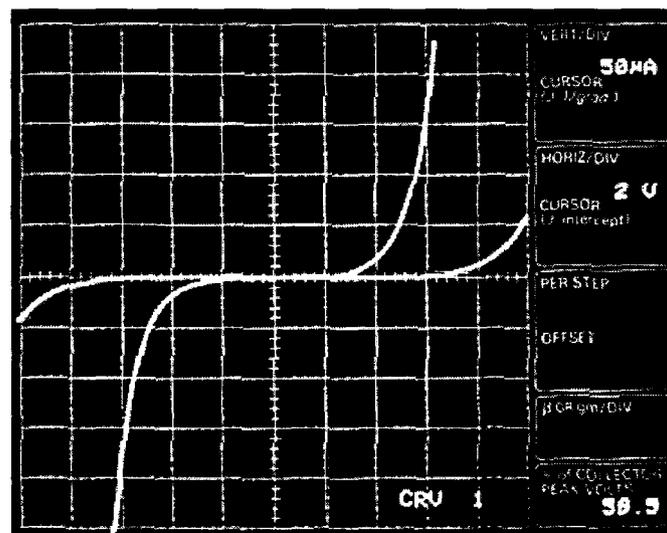


Figure I.26 : Caractéristiques I(V) mesurées à température ambiante pour des diodes SHBV et DHBV de section identique ($S = 1256 \mu\text{m}^2$).

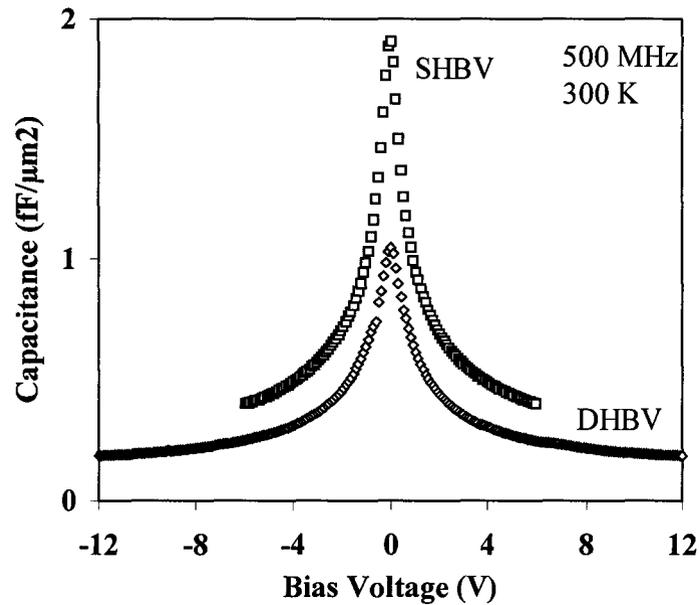


Figure I.27 : Evolutions de la capacité normalisée de diodes SHBV et DHBV mesurées à température ambiante pour la fréquence $F = 500$ MHz en fonction de la tension de polarisation.

Nous constatons que le seuil de conduction, estimé pour une densité de courant de 10 A/cm^2 , est de 6 V pour une SHBV et de 12 V pour une DHBV. De même, le niveau maximum de capacité diminue de $2 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ à $1 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ lorsque nous passons d'une SHBV à une DHBV sans dégradation du contraste en capacité. Ainsi plus généralement, nous pouvons augmenter la tension et diminuer les capacités par un facteur n en intégrant n structures en série, à condition de préserver la qualité des couches épitaxiales qui deviennent plus difficiles à faire croître. Cette mise en série n'affecte théoriquement pas les niveaux de densité de courant ni de contraste en capacité. L'empilement épitaxial sur les structures sur substrat InP reste malgré tout limité, car il est très délicat de faire croître une répétition de couches épitaxiales contraintes d'AlAs sur de grandes épaisseurs sans qu'il y ait apparition de dislocations. La solution, pouvant répondre à un besoin d'intégration multiple, est l'intégration technologique consistant à connecter plusieurs structures DHBV en technologie planaire, comme nous le verrons dans les chapitres suivants.

I.4. Conclusion.

Ce premier chapitre introductif met en évidence les besoins actuels de systèmes de réception fonctionnant dans les gammes d'ondes millimétriques et submillimétriques. Nous avons vu que la chaîne de détection hétérodyne était une solution adaptée pour la détection à haute sensibilité. Sur la base de cette analyse, nous avons considéré respectivement les fonctions de mélange et celle de génération pour l'oscillateur local. Concernant le mélange, nous avons pu voir que les fréquences et les niveaux de puissance différaient notablement suivant la filière technologique utilisée (Matériaux supraconducteurs ou semi-conducteurs).

Pour l'avenir, les cahiers des charges apparaissent particulièrement contraignants au niveau de l'oscillateur local. En effet, la génération directe se trouve très rapidement limitée au fur et à mesure de la montée en fréquence et il devient impératif d'envisager la multiplication de fréquence.

Fort de ce constat, nous avons montré que la diode HBV était un candidat pour la génération à très haute fréquence grâce à ses propriétés remarquables de symétrie. Dans ce contexte, notre travail portera essentiellement sur la fabrication et la caractérisation de structures HBV dans des configurations technologiques leur permettant d'effectuer la multiplication de fréquence à l'ordre 3.

I.5. Bibliographie.

- [1] H. Eisele and G.I Haddad
"High performance InP Gunn devices for fundamental frequency operation mode at D band"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol 5, No 11, p 385-387, Nov 95
- [2] E.R Brown, J.R Söderström, C.D Parker, L.J Mahoney, K.M Molvar and T.C Mc Gill
"Oscillation up to 712 GHz in InAs/AlSb resonant tunneling diodes"
Applied Physics Letters
Vol 58, p229, (1991)
- [3] M. Reddy, S.C Martin, A.C Molnar, R.E Muller, R.P Smith, P.H Siegel, M.J Mondry, M.J.W Rodwell, H. Kroener and S.J Allen JR
"Monolithic Schottky collector tunnel diode oscillators arrays to 650 GHz"
IEEE Electron Device Letters
Vol 18, No 5, p 213-221, May 97
- [4] H. Eisele and G.I Haddad
Efficient power combining with D-Band (110-170 GHz) InP Gunn devices in fundamental mode operation"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol 8, No 1, p 24-26, Jan 1998
- [5] H. Eisele
"Second harmonic power extraction from InP Gunn devices with more 1 mW in 260-320 GHz frequency range"
Electronic Letters
Vol 34, No25, p2412 Dec 10, 1998
- [6] Y. Kwon, D. Pavlidis, T.L Brock and D.C Streit
"A D Band monolithic fundamental oscillatoor using InP-based HEMT's"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 41, No 12, p2336-2344, Dec 93.
- [7] E.R Brown, K. A. McIntosh, K.B Nichols and C.L Dennis.
"Photomixing up to 3.8 THz in low temperature-grown GaAs"
Applied Physics Letters
Vol 66, No 3, p285-287, Jan 1995

- [8] S.E Rosenbaum, B.K Komangas, L.M Jelloian, M. Matloubian, A.S Brown, L.E Larson, L.D Nguyen, M.A Thompson, L.P.B Katehi and G.M Reibez
"155 and 213 GHz AlInAs/GaInAs/InP HEMT MMIC oscillators"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 43, No 4, p 927-932, April 1995
- [9] I. Aoki, K. Tezuka, H. Mitsumara, S. Kobayashi, T. Fujita, T. Yakikara, S. Oki and A. Miura
"64 GHz AlGaAs HBT oscillator"
Electronic Letters
Vol 32, No 5, p 463-464, 29th February 1996
- [10] H. Ito, S. Yamahato, N. Shigekawa and K. Kurishima
"High Fmax carbon doped base InP/InGaAs Heterojunction Bipolar Transistor grown by MOCVD"
Electronic Letters
Vol 32, No 15, p1415-1416, 18th July 1996
- [11] H. Eisele and G.I Haddad
"Two terminals millimeter wave sources"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 46, No 6, p 739-745, June 1998
- [12] C.H Page
"Frequency conversion with positive non linear resistor"
Journal of research of the National Bureau of Standard
Vol 56, No 4, April 1956
- [13] R.H Pantell
"General power relationship for positive and negative non linear resistive elements"
Proceedings of the IRE
p1910 Dec 1958
- [14] O. Tanguy
"Multiplication de fréquence à hétérostructure III-V aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques"
Thèse de l'université de Lille I
Juin 1995
- [15] J.M Manley and H.E Rowe
"Some general properties of non linear elements. Part I General energy relations"
Proceedings of the IRE
p904 July 1956

- [16] C. Mann
"Integrated waveguide and mixers"
New directions in terahertz technology, NATO ASI series
Vol 334, p175-181, 1997
- [17] P.H Siegel, T.P Smith, M. Gaidis, S.C Martin, J. Podosek
"2.5 THz GaAs membrane diode mixer"
Ninth International Symposium on Space THz Technology
December 1997
- [18] G. Beaudin and P.J Encrenaz
"Fundamentals of receivers for Terahertz systems"
New directions in terahertz technology, NATO ASI series
Vol 334, p53-62, 1997
- [19] I. Mehdi, S.M Marazita, D.A Humphrey, T.H Lee, R.J Dengler, J.E Oswald, A.J Pease, S.C Martin, W.L Bishop, T.W Crowe and P.H Siegel
"Improved 240 GHz subharmonically pumped planar Schottky diode mixers for space borne applications"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 46, No 12, December 1998, p2036-2042
- [20] J.E Oswald, T. Koch, I. Medhi, A. Pease, R.J Dengler, T.H Lee, D.A Humphrey, M. Kim, P.H Siegel, M.A Frerking and N.R Erickson
"Planar diode solid state receiver for 557 GHz with state of the art performance"
IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol 8, No 6, June 1998, p232-234
- [21] C. M. Mann, D. Matheson, B. Ellison, M. Oldfield, B. Moyna, J. Spencer, D. Wilsher, and B. Maddison.
"On the Design and Measurement of a 2.5 THz Waveguide Mixer"
Ninth International Symposium on Space Terahertz Technology.
March 1998, Pasadena.
- [22] H.W Husners, G.W Schwaab and H.P Riser
"Video detection and mixing performance of GaAs schottky barrier with femtofarad applications"
Journal of Applied Physics
Vol 72, p3194-3197, 1994
- [23] F. Podevin
Thèse de l'université de Lille I
A paraître.

- [24] E. Kollberg
"Superconducting mixers for submillimeter wavelengths"
New directions in terahertz technology, NATO ASI series
Vol 334, p97-117, 1997
- [25] J.W Kooi, M.S Chan, H.G Leduc and T.G Phillips
"A waveguide receiver for the 50-720 GHz atmospheric window using tuned $0.5 \mu\text{m}^2$ Nb/AlOx/Nb SIS tunnel Junction"
Proceeding of the 7th International Symposium on Space Terahertz Technology
Charlottesville, 12-14 March 1996
- [26] J.W Kooi, J. Pety, B. Bumble, C.K Walker, H.G. LeDuc, P.L Schaffer and T.G Phillips
"A 850 GHz Waveguide receiver employing a niobium SIS junction fabricated on a $1 \mu\text{m}$ Si_3N_4 membrane"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 46, No 2, February 1998, p151-160
- [27] P. Febvre, M. Salez, W.R Mc Grath, B. Bumble and H.G LeDuc
"Performance limitations of niobium-based submillimeter wave quasiparticle mixers operating near the gap frequency"
Applied Physics Letters
Vol 66, No 26, 1995
- [28] M. Bin, M.C Gaidis, J. Zmuidzinas, T.G Phillips and H.G Leduc
"Low noise 1 THz niobium super conducting tunnel junction mixer with a normal metal tuning circuit"
Applied Physics Letters
Vol 68, No 12, p1714-1716, March 1996
- [29] J. Burke, R.J Schoelkopf, D.E Probe, A.Skalare, B.S Karasik, M.C Gaidis, W.R McGrath, B. Bumble and H.G LeDuc
"Mixing and noise in diffusion and phonon cooled superconducting hot-electron bolometers"
Journal of Applied Physics
Vol 83, No 3, 1 February 1999, p1644-1653
- [30] T. Lehnert, H. Rothermel and K.H Gundlach
"Low noise heterodyne mixing with NbN microbolometers at 800 GHz"
Journal of Applied Physics
Vol 83, No 7, 1 April 1998, p3892-3897

- [31] B.S Karasik, M.C Gaidis, W.R Mc Grath, B. Bumble, H.G LeDuc
"Low noise in a diffusion-cooled hot electron mixer at 2.5 THz"
Applied Physics Letters
Vol 71, No 11, p1567-1569, September 1997
- [32] A. Maestrini
"Modélisation et conception de multiplicateurs de fréquences utilisant des diodes planaires aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques"
Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, DEMIRM et Observatoire de Paris.
Fevrier 1999
- [33] T.W Crowe, T.C Grein, R. Zimmermann and P. Zimmermann
"Progress toward solid-state local oscillators at 1 THz"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 6, No 5, May 1996, p 207-208
- [34] E.L Kollberg and A. Rydberg
"Quantum barrier varactor diodes for high efficiency millimeter wave multipliers"
Electronics Letters
Vol 25, No 25, p 1696-1698, December 1989
- [35] J.R Jones, W.L Bishop, S.H Jones and G.T Hait
"Planar multibarrier 80/240 GHz heterostructure barrier varactor triplers"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol 45, No 4, April 1997, p 512-518
- [36] S.M Sze and G. Gibbons
"Avalanche breakdown voltages of abrupt and linearly p-n junctions in Ge, Si, GaAs and GaP"
Applied Physic Letters
Vol 8, No 5, (1966) p 111.
- [37] R. Havart, E. Lheurette, O. Vanbésien, P. Mounaix, F. Mollot and D. Lippens.
"Step-Like Heterostructure Barrier Varactor"
IEEE Transactions on Electron Devices
Vol 45, No 11, Nov 1998, p2291-2297.
- [38] R. Havart
"Fonctions électroniques non linéaires pour les applications spatiales au dessus de 100 GHz"
Thèse de l'Université de Lille I
Mars 1999

- [39] E. Lheurette, P. Mounaix, P. Salzenstein, F. Mollot and D. Lippens
"High Performance InP based heterostructure barrier varactors in single and stack
configuration"
Electronics Letters
Vol 32, No 15, July 1996, p 1417-1418

CHAPITRE II :

***TECHNOLOGIES DES COMPOSANTS
HBV***

II. Technologies des composants HBV

Il convient dans ce second chapitre de définir les options technologiques afin de fabriquer les diodes HBV. Ces options dépendent notamment des propriétés électromagnétiques et mécaniques, mais également des contraintes liées à la géométrie des composants. D'un point de vue tenue mécanique, les technologies planaires ont pris l'ascendant sur les technologies à contact par moustache. De plus, l'intégration offre de nombreux degrés de liberté quant à la géométrie et à l'association des structures. Nous avons, par conséquent, opté pour ce type de technologie pour la fabrication de nos composants. Nous verrons également que les HBV peuvent être modélisées par un schéma équivalent simple comprenant une contribution d'éléments intrinsèques et une contribution d'éléments extrinsèques. Les contraintes liées à l'optimisation de ces éléments pour une utilisation en tripleur de fréquence portent essentiellement sur la géométrie des composants, mais également sur la séquence des épitaxies. Ces optimisations nécessitent une réduction générale des dimensions du composant à l'échelle du micron. En outre, il sera opportun d'étudier une intégration multiple de structures au sein même du composant.

L'essentiel de ce chapitre portera sur la technologie des composants au sens large, c'est à dire incluant le choix des séquences épitaxiales, la mise au point des procédés technologiques de base, et la fabrication de différents jeux de composants en vue de leur caractérisation qui sera traitée dans le chapitre III. Dans la mesure du possible, nous essaierons de mettre en évidence les problèmes rencontrés ainsi que les améliorations qui ont pu être apportées.

II.1. Structures épitaxiales.

La figure II.1 donne trois exemples de structures épitaxiales qui ont été fabriquées au laboratoire par Epitaxie par Jets Moléculaires (EJM) à source gaz. Pour chacune des séquences, la couche active est invariante, elle est constituée par l'hétérostructure InAlAs/AlAs/InAlAs de largeur totale 130 Å et par des zones de modulation de capacité en GaInAs dopé 1.10^{17} at/cm³ de longueur 3000 Å. Cependant, on notera la présence de zones d'espaceur d'InGaAs non dopé prévenant la diffusion des espèces dans la barrière de potentiel. L'arrangement est toujours de type simple barrière empilée formant une structure référencée dans ce manuscrit comme DHBV (Dual HBV). Les zones de contact sont représentées en grisé. Nous verrons qu'elles jouent un rôle primordial dans l'obtention de performances élevées, et un effort important a été porté pour les optimiser. En premier lieu, on constate que différentes couches d'accès épitaxiales, initiant la séquence et situées au plus profond de l'épitaxie, ont été fabriquées. Nous les dénommerons, dans la suite de ce travail, comme « enterrées ». De manière générale, elles sont extrêmement dopées, les différences se situant dans l'introduction d'une couche d'InP d'épaisseur plus ou moins importante. En règle

générale, nous apprendrons que plus cette couche enterrée est épaisse, meilleure est la résistance d'accès. Néanmoins, il apparaît difficile d'avoir des épaisseurs dépassant le micron, et cela pour deux raisons essentielles. La première limitation vient de la difficulté de maintenir une haute qualité épitaxiale pour des épaisseurs importantes de matériaux ternaires en accord de maille. En effet, cet accord est extrêmement critique et il est souvent problématique de maintenir des conditions de croissance optimales sur des durées importantes. La seconde raison concerne la technologie des composants, dans la mesure où il est nécessaire d'effectuer des mesa d'isolation dont les hauteurs deviennent de plus en plus élevées. Ceci représente une source de difficulté incontestable.

Une autre idée a été d'insérer une fine couche d'InP dans la couche de GaInAs dopée 5.10^{18} at/cm³. Le but visé était d'introduire une couche d'arrêt afin de bénéficier des sélectivités d'attaque chimique. Ces essais n'ont pas été concluants en raison de la trop faible épaisseur choisie. Le souci de limiter l'épaisseur totale des épitaxies a également justifié de prendre des épaisseurs de 3000 Å au lieu de 5000 Å pour les couches en tête. En pratique, les épitaxies ont été réalisées à une température de croissance de 520 °C, sans arrêt de croissance aux interfaces dans l'équipe épitaxie, en utilisant un banc RIBER.

InGaAs	$5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	5000 Å	InGaAs	$5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å
InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å
InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å
InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å
AlAs	u - d	30 Å	AlAs	u - d	30 Å	AlAs	u - d	30 Å
InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å
InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å
InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å
InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å
InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å
AlAs	u - d	30 Å	AlAs	u - d	30 Å	AlAs	u - d	30 Å
InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å	InAlAs	u - d	50 Å
InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	u - d	50 Å
InGaAs	u - d	50 Å	InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å
InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	3000 Å	InGaAs	$5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	1 µm	InGaAs	$5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	1 µm
InGaAs	$5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	5000 Å	InP	$> 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	1 µm	InP	$> 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	200 Å
InP Substrate SI			InP Substrate			InP Substrate		

Figure II.1 : Exemples de séquences épitaxiées.

II.2. Conception des jeux de masques.

Nous avons à notre disposition quatre jeux de masques différents : deux masques réservés aux tests des couches épitaxiales, et deux autres masques conçus spécialement pour une application des composants en tripleur de fréquence. Nous aborderons par conséquent les caractéristiques principales de chaque type de masque, ainsi que les améliorations apportées à chaque procédé de fabrication. Il est à noter que, hormis la définition des anodes, toutes les étapes sont réalisées en photolithographie optique, technologie la plus adaptée au vu des dimensions des composants.

II.2.1. Technologie de test.

II.2.1.a. Technologie coaxiale.

Il s'agit d'un masque dont le but est d'estimer la qualité intrinsèque de la structure épitaxiale. La figure II.2 montre une vue au microscope optique de la topologie des diodes en fin de fabrication. Le jeu de masques comporte trois niveaux : le premier sert à définir le contact ohmique des anodes supérieures et à réaliser le mesa du composant ; le deuxième permet le dépôt du second contact ohmique ; le troisième consiste à isoler les composants. Il inclut quatre dimensions d'anodes circulaires différentes : $\varnothing 10 \mu\text{m}$, $\varnothing 20 \mu\text{m}$, $\varnothing 25 \mu\text{m}$ et $\varnothing 40 \mu\text{m}$. Ce procédé de fabrication, de par le faible nombre d'étapes technologiques et les dimensions non critiques mises en jeu, est rapide et facile à mettre en œuvre. Il est adapté à la caractérisation statique mais également à la caractérisation hyperfréquence en régime petit signal, nous permettant d'évaluer les paramètres intrinsèques de la diode telles sa capacité et sa conductance. De plus, il intègre un motif de test TLM (Transmission Line Model) permettant l'estimation de la résistance de contact et de la résistance carrée de la couche n^+ enterrée. Son originalité réside dans la possibilité d'une caractérisation directe sous micro-pointes de type « picoprobe ». L'écartement des pointes de masse et la possibilité de déplacement vertical de la pointe centrale sur des dénivelés de l'ordre du micron autorise des mesures directes hyperfréquences. La restriction de ce procédé réside dans la dimension de l'anode centrale minimale (de l'ordre de $10 \mu\text{m}$) afin de positionner correctement les pointes HF.

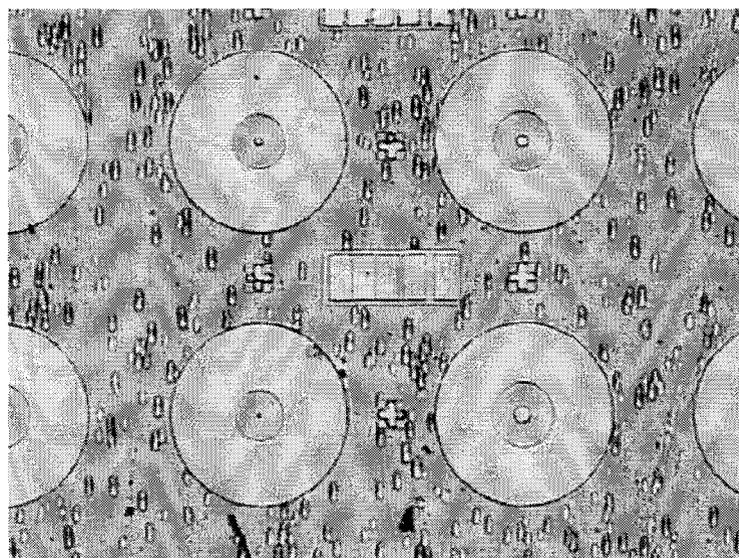


Figure II.2 : Masque coaxial.

II.2.1.b. Technologie coplanaire.

Par opposition aux composants en structure coaxiale, ce masque est prévu pour la caractérisation hyperfréquence de composants de faibles dimensions dans une configuration de type planaire. Nous pouvons observer sur la figure II.3 un aperçu global de ce masque. Les accès de type coplanaire et les dimensions réduites des anodes imposent une connexion par pont à air. Cette configuration nécessite un procédé de fabrication beaucoup plus complexe impliquant sept niveaux de masquage. Il existe quatre surfaces d'anodes différentes : $11 \times 11 \mu\text{m}^2$, $6 \times 10 \mu\text{m}^2$, $3 \times 10 \mu\text{m}^2$ et $4 \times 4 \mu\text{m}^2$. Compte tenu de la disparité des surfaces et de la géométrie des anodes, les paramètres technologiques optimaux (essentiellement des paramètres de photolithographie) seront différents pour chaque type de composant. Par conséquent, il sera nécessaire de rechercher un compromis assurant la fabrication simultanée des quatre diodes. Du point de vue de la caractérisation hyperfréquence, cette configuration coplanaire permet le test de composants de faibles dimensions dans un environnement proche d'une utilisation en tripleur de fréquence. Nous aurons notamment une estimation de la résistance série du composant mais également une estimation des éléments parasites relatifs à la ligne coplanaire et à la connexion par pont à air. De ces mesures, nous pourrions évaluer une fréquence de coupure intrinsèque indiquant l'aptitude du composant à multiplier en haute fréquence. Néanmoins, ces résultats ne décrivent pas parfaitement le comportement du composant dans une configuration de type microruban, configuration requise pour l'insertion de la diode dans une cellule de multiplication. En outre, précisons que l'écriture des anodes

étant réalisée au masqueur électronique, nous avons toute latitude pour modifier aisément les surfaces actives.

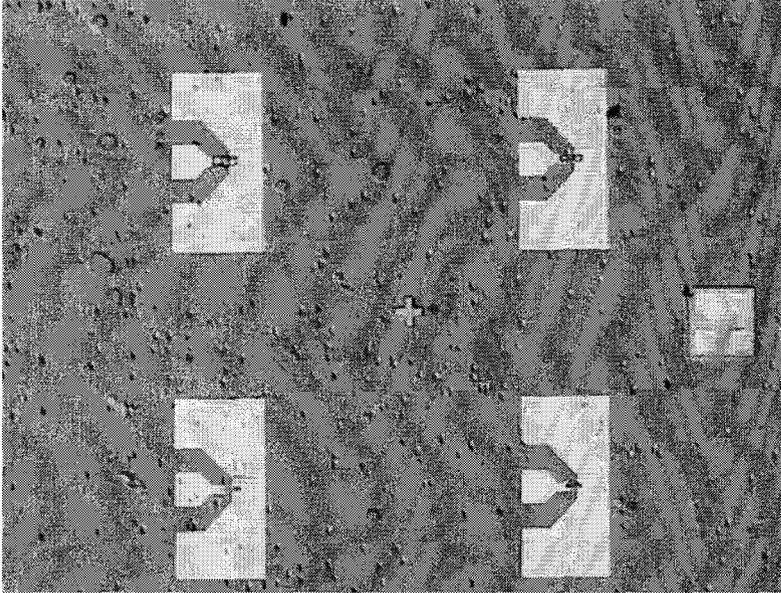


Figure II.3 : Masque Coplanaire.

Ce jeu de masques s'est révélé extrêmement utile dans la mise au point des procédés technologiques telles que la gravure chimique ou physique et la fabrication de structures métalliques suspendues.

II.2.2. Masques pour la multiplication de fréquence.

Deux masques ont été conçus spécialement pour l'utilisation des composants en cellule de multiplication. Ils répondent à des critères d'optimisation électromagnétique (simulation par High Frequency Structure Simulator), mais également à un cahier des charges lié à la cellule de montage. En effet, l'objectif est d'obtenir une puce de type micro-ruban de dimensions latérales $100 \times 220 \mu\text{m}^2$, amincie au minimum à $100 \mu\text{m}$ permettant son montage dans le bloc multiplicateur. La fourniture d'un nombre relativement important de composants nécessite un procédé de fabrication avec des chances de succès importantes et par conséquent, la mise en œuvre d'une technologie fiable quelles que soient les étapes de fabrication est impérative. Il est à noter que les phases de découpe et d'amincissement constituent, dès lors, des phases critiques.

II.2.2.a. Masque SERPON

Sur la figure II.4, nous présentons les différentes configurations qui composent ce jeu de masques. Il comporte deux géométries d'anode différentes, l'une circulaire, l'autre rectangulaire. Ces composants sont soit intégrés dans une configuration simple pont, soit en configuration double pont. Les surfaces d'anode sont comprises entre $12 \mu\text{m}^2$ et $96 \mu\text{m}^2$. Dans le cas des anodes rectangulaires, nous avons conservé une dimension latérale constante de $4 \mu\text{m}$ pour garantir l'uniformité des étapes de photolithographie, notamment lors de la réalisation du pont à air. De plus, les épitaxies imposent des hauteurs de mesa supérieures à $3 \mu\text{m}$. Il est, par conséquent, difficile d'obtenir une lithographie adaptée pour la réalisation simultanée des piliers des ponts à air. Nous nous en apercevrons lors de l'utilisation du masque de test coplanaire. Nous avons donc opté pour la séparation de ces niveaux. Ceci aura comme conséquence d'accroître la difficulté de l'alignement des motifs mais laissera de nombreux degrés de liberté quant aux paramètres de lithographie optique. Les options pour la découpe des composants n'étant, à ce stade, pas établies, nous avons inséré un niveau supplémentaire pour une éventuelle découpe des composants par voie chimique.

Sur la figure II.5, nous avons récapitulé les différentes configurations composant ce masque. Le choix d'intégrer des géométries d'anode différentes résulte d'une approche pragmatique visant à fabriquer des composants performants, notamment en technologie digitée, et de préserver un certain taux de réussite avec les composants de géométrie circulaire. Ainsi, si la géométrie circulaire est moins favorable à de bons niveaux de résistance série, la technologie associée est plus aisée. (en effet, la géométrie rectangulaire impose une réduction drastique d'une des dimensions et par conséquent accentue les problèmes technologiques). Pour des raisons similaires d'optimisation de la résistance série, la distance séparant les anodes doit être réduite. Un compromis entre cette distance et la difficulté technologique reste à trouver. Ainsi, nous avons choisi une distance de séparation typique de $5 \mu\text{m}$. Compte tenu des dimensions et des faibles marges accordées, il a été nécessaire d'inclure des marques d'alignement précises à $1 \mu\text{m}$ près. Notons également que ce masque comporte un motif TLM pour la caractérisation de la couche n^+ enterrée.

II.2.2.b. Masque QUAD

Un des inconvénients majeur du masque SERPON est qu'il n'inclut pas de motifs spécifiques dédiés à l'analyse hyperfréquence petit signal. Or le contrôle de la qualité de l'épithaxie, ainsi que la mesure des éléments intrinsèques et extrinsèques sont effectués à l'aide de technologies coaxiales et coplanaires. C'est pourquoi, comme le montre la figure II.6, nous avons intégré l'ensemble des motifs des précédents masques dans un même procédé de fabrication. Ce masque comporte un motif coaxial intégrant une diode circulaire de $20 \mu\text{m}$ de diamètre, utilisable pour la caractérisation dès la troisième étape de fabrication. Il inclut également un motif coplanaire intégrant une diode rectangulaire de dimension $3 \times 10 \mu\text{m}^2$ et un motif de TLM.

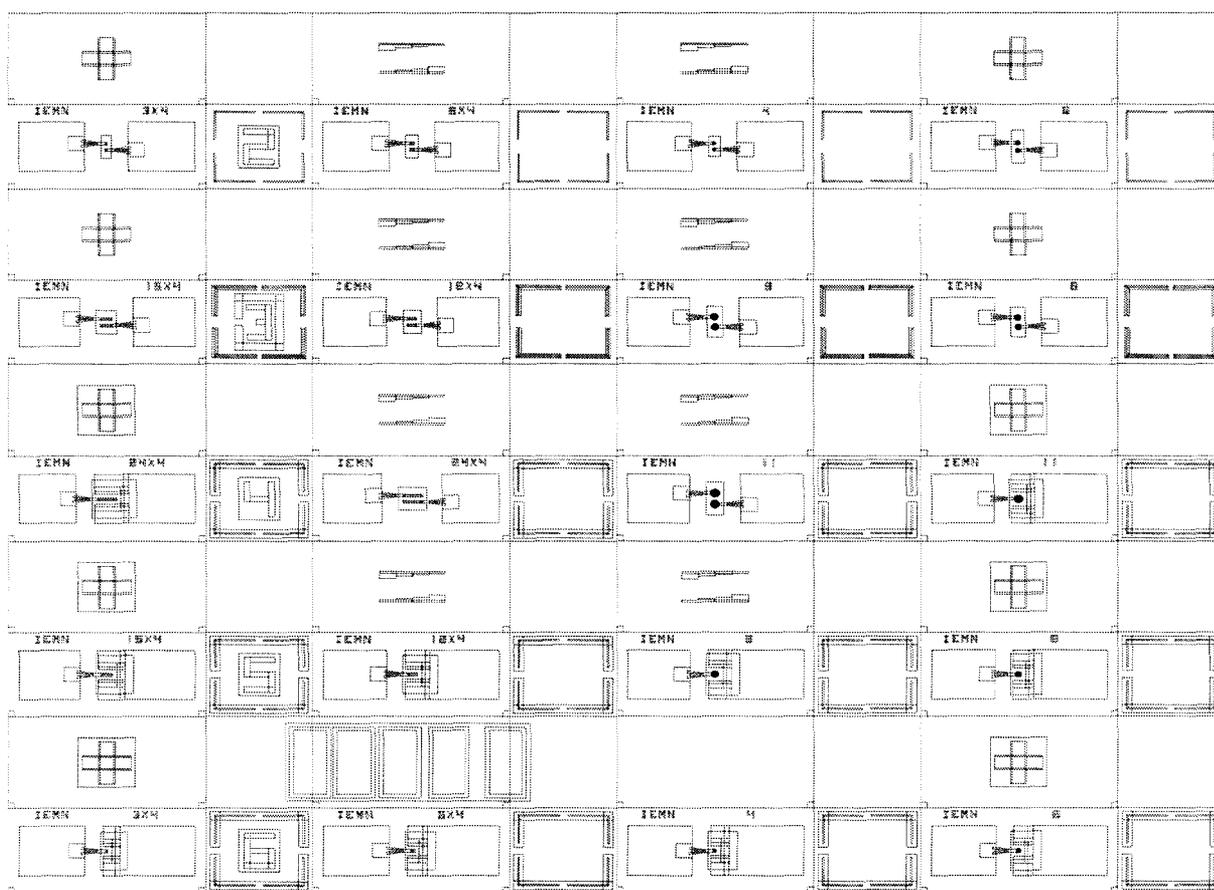
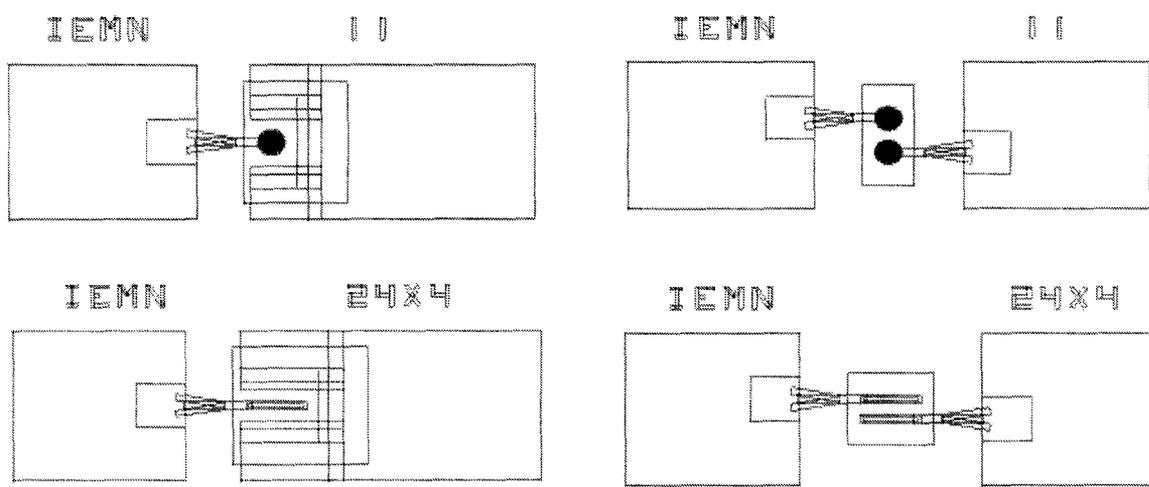


Figure II.4 : Vue générale du masque SERPON.



Configuration simple

Configuration série

Figure II.5 : Vues agrandies des deux configurations du masque SERPON

La prédiction sur le comportement des composants devient plus fiable car les mesures de test sont effectuées sur des motifs se situant et étant fabriqués sur une même épitaxie que celle des composants réalisés pour la multiplication. En effet, certains paramètres, telle la résistance série, dépendent de la structure intrinsèque de l'épitaxie mais surtout de la technologie employée qui n'est jamais totalement analogue suivant chaque « run » de fabrication. De plus, avec le système de masque précédent, il était nécessaire de dédier un quart de wafer pour la caractérisation statique ou hyperfréquence, réduisant ainsi le nombre total de composants disponibles pour la multiplication de fréquence.

En vue d'accroître encore la tenue en tension et de réduire la capacité de nos composants, quatre structures simples (équivalent à huit barrières) ont été par ailleurs intégrées au sein d'une même diode. Cependant, il est à prévoir une réduction des dimensions afin d'excursionner la non-linéarité sur de grandes plages de tension (environ 50 volts) et d'augmenter l'impédance globale du composant (notamment en agissant sur la capacité). Ainsi, tous les composants sont constitués par des anodes rectangulaires dont les surfaces sont comprises entre $9 \mu\text{m}^2$ et $48 \mu\text{m}^2$. Nous avons réduit également la dimension latérale à $3 \mu\text{m}$. Le plus petit motif à réaliser en photolithographie mesure $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ et correspond au pilier supérieur des anodes de $9 \mu\text{m}^2$. Dans ces conditions, nous approchons les limites de la photolithographie optique au regard de la définition, de la résolution et de l'alignement des motifs. L'insertion de marques d'alignement de dimension latérale de $1 \mu\text{m}$ et de développement de $40 \mu\text{m}$ permettent un alignement des motifs à 5000 \AA près.

Nous avons prévu également deux masques supplémentaires pour un éventuel épaissement électrolytique des plots métalliques afin de faciliter le montage des composants au sein du bloc multiplicateur. Ces plots métalliques ont été espacés au maximum afin de réduire la valeur de la capacité parasite tout en gardant une tenue mécanique suffisante du pont à air.

Ce masque comporte au total neuf niveaux : le premier en lithographie électronique et les huit autres en lithographie optique. La figure II.7 montre un agrandi de chaque configuration. Ainsi, nous avons conservé les deux configurations du masque SERPON (configuration simple et double pont) et avons ajouté une configuration permettant la mise en série de huit barrières. Cette dernière configuration requiert un pont transverse reliant deux configurations série, compliquant la réalisation technologique. L'espacement entre les anodes a été réduit à $4 \mu\text{m}$ (contre $5 \mu\text{m}$ pour le masque SERPON) pour les configurations série et à $3 \mu\text{m}$ pour les configurations simples, permettant ainsi la réduction des résistances séries tout en préservant la réussite technologique du composant.

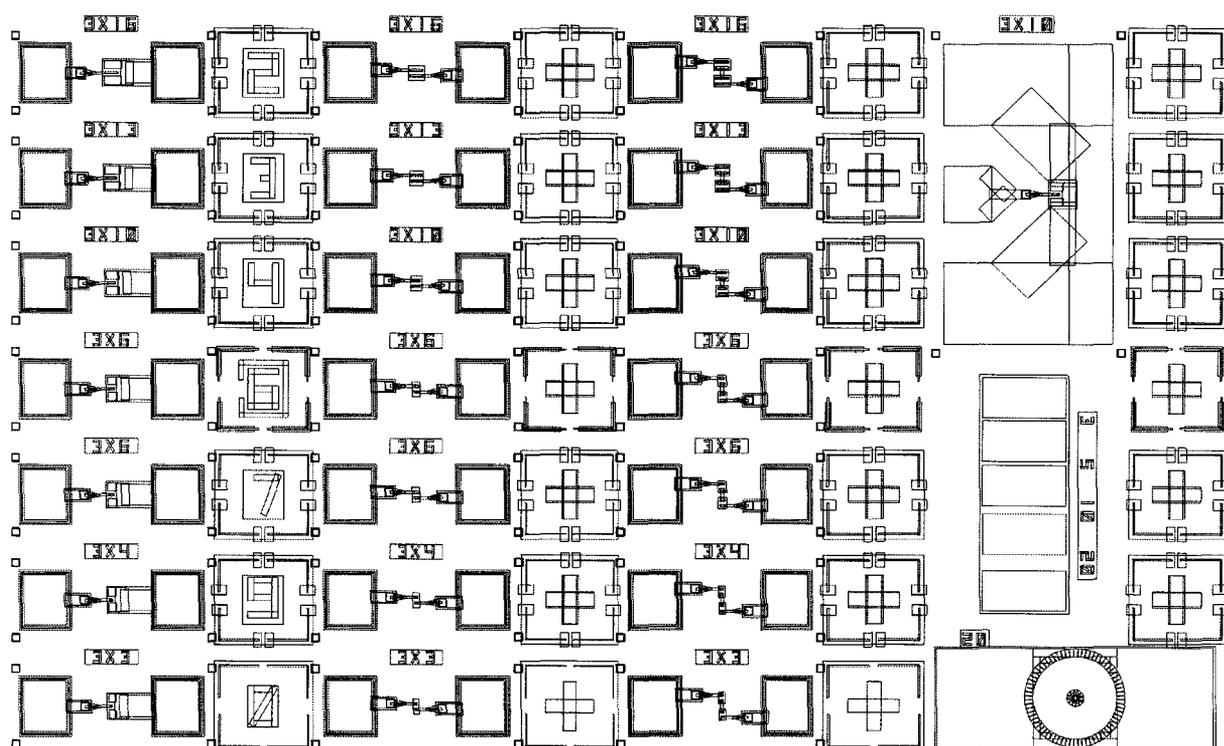


Figure II.6 : Vue générale du masque QUAD.

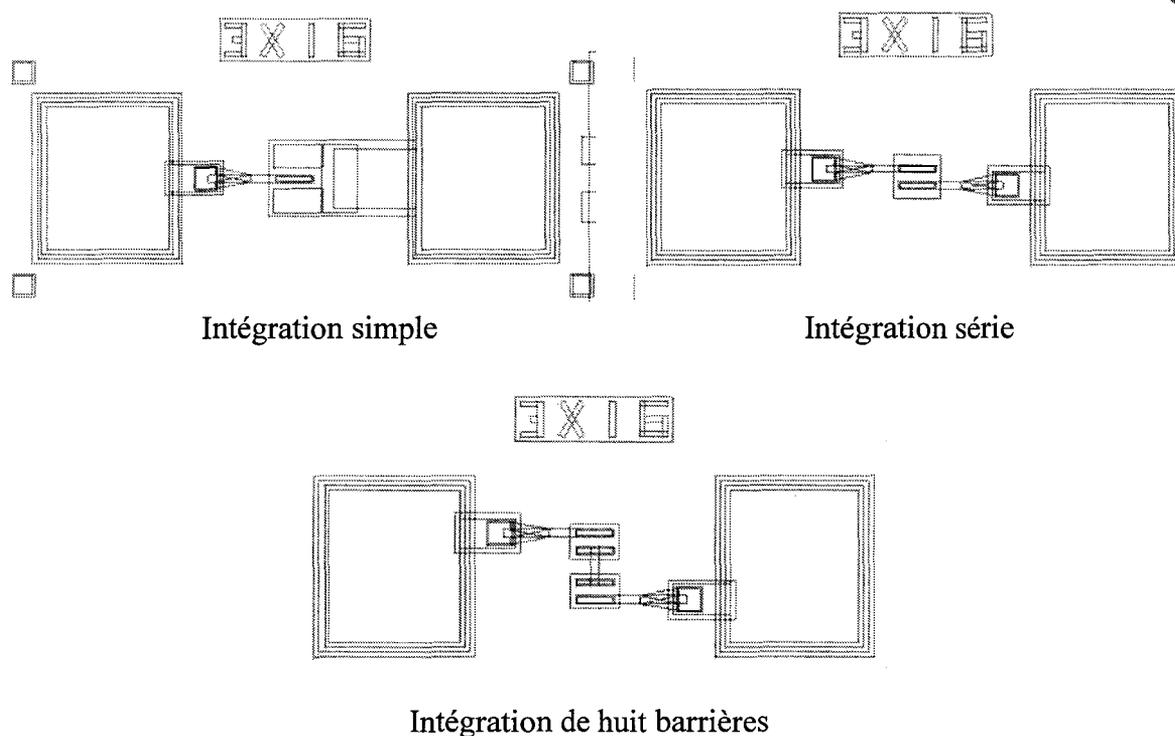


Figure II.7 : Différentes configurations d'une diode de dimension $3 \times 16 \mu\text{m}^2$.

II.3. Description technologique.

Avant de décrire en détail les différentes étapes technologiques et d'en énoncer les techniques, nous présentons tout d'abord une description générale des différents procédés de fabrication associés aux masques coaxiaux et aux masques mettant en œuvre une technologie de connexion par pont à air.

II.3.1. Procédés généraux de fabrication.

II.3.1.a. Technologie coaxiale.

La figure II.8 illustre, sous forme de vues 3D et en coupe, les différentes étapes composant la technologie coaxiale. Dans un premier temps (figure II.8a), il est nécessaire de définir les contacts ohmiques supérieurs de la diode. Ensuite (figure II.8b), compte tenu des dimensions des diamètres (entre 10 μm et 40 μm), nous pouvons réaliser le mesa de la zone active par voie chimique en utilisant une solution d'acide orthophosphorique, d'eau oxygénée et d'eau dans les proportions suivantes : $\text{H}_3\text{PO}_4/\text{H}_2\text{O}_2/\text{H}_2\text{O}$ 3/1/20. Nous nous servons alors du masque naturel constitué par les anodes métalliques pour définir les zones à graver. Puis, nous pouvons effectuer la gravure de la séquence épitaxiée jusqu'à la zone n^+ enterrée. Il s'agit par conséquent d'un processus auto-aligné. Néanmoins, des phénomènes de sous gravure sous le masque métallique, plus ou moins marqués suivant la nature des solutions et des matériaux, vont survenir. Cette sous gravure dépend de la profondeur de matériau à usiner et de la nature de la solution d'attaque. Comme le montre la figure II.9, elle est de l'ordre de 1 à 2 μm et n'est donc pas négligeable, surtout pour les petits diamètres. Il faudra par conséquent corriger les dimensions effectives des anodes pour le calcul des capacités normalisées. Au vu des profils de gravure, on constate que cette correction, d'autant plus importante que les diamètres sont petits, n'est pas directe. Nous disposons néanmoins de composants de section importante où l'incidence de cet effet est moins prononcée.

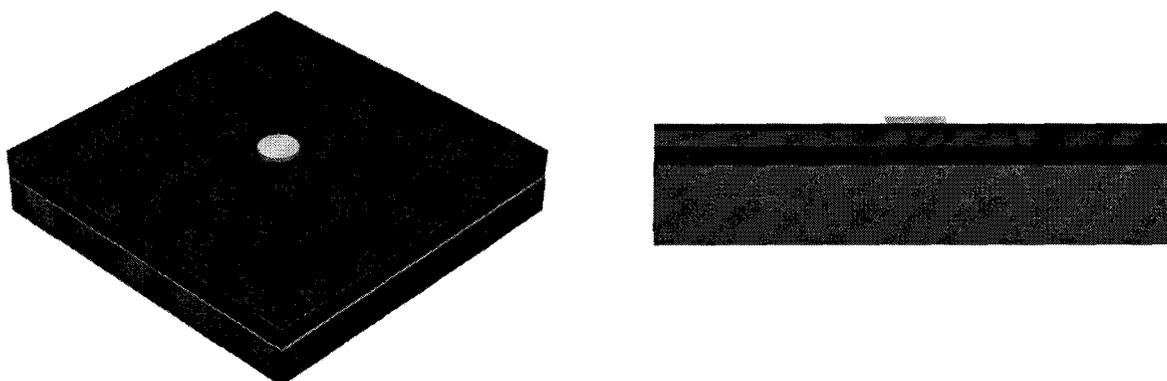


Figure II.8.a : Formation du contact ohmique supérieur.

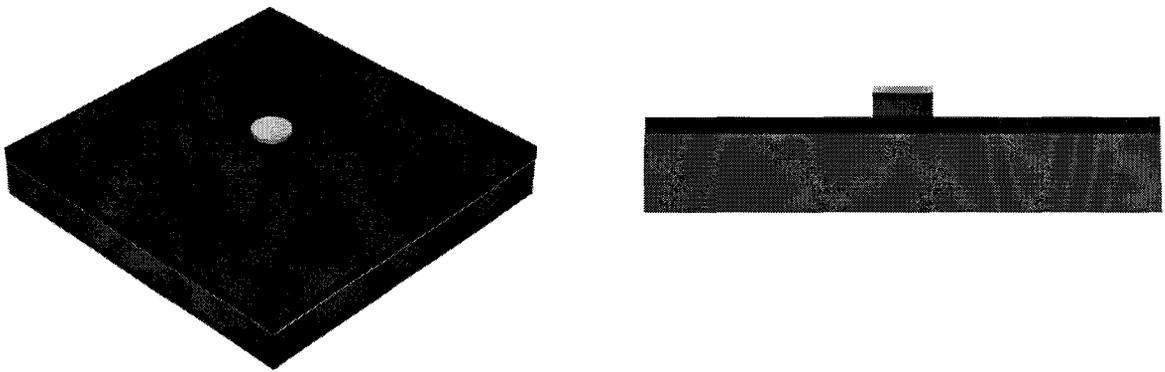


Figure II.8.b : Réalisation du mesa de composant par voie chimique.

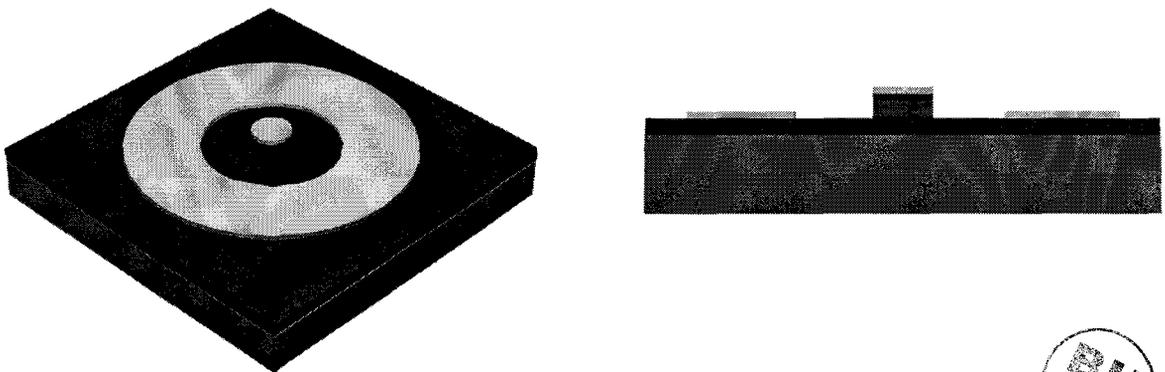


Figure II.8.c : Dépôt du contact ohmique inférieur.

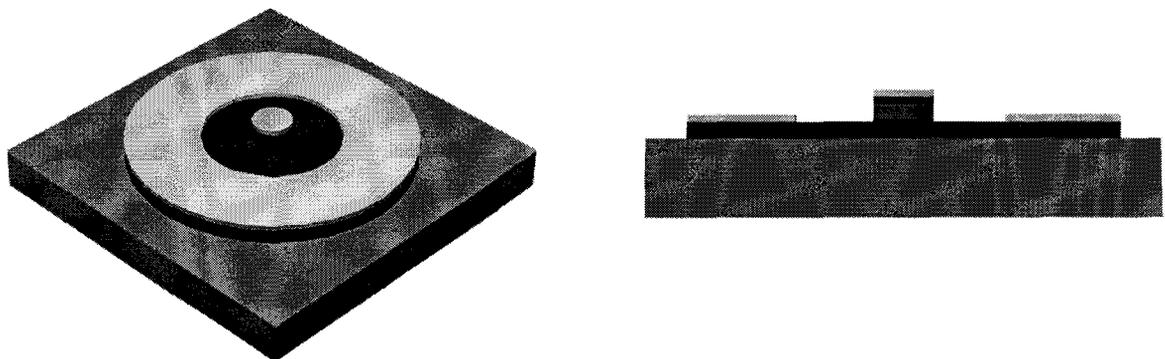


Figure II.8.d : Isolation électrique des composants.

Nous devons maintenant effectuer le dépôt du second contact ohmique (figure II.8c) et réaliser un recuit rapide pour les allier. Ces étapes sont alors suivies d'une isolation des composants, toujours par voie chimique (figure II.8c). Enfin la figure II.10 montre la structure finale du composant ainsi réalisé. Les caractérisations courant-tension et capacité-tension peuvent alors être menées.

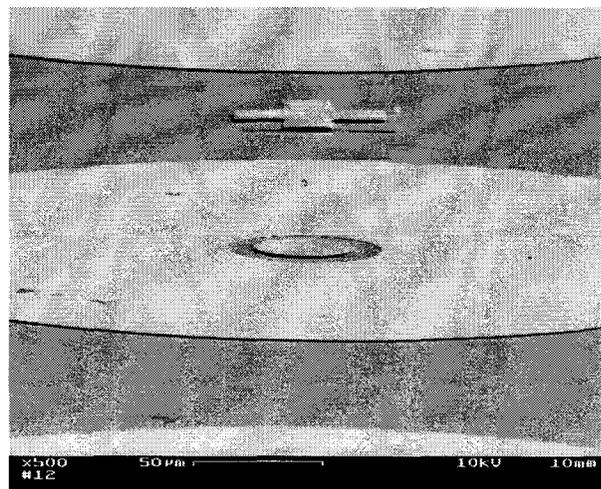
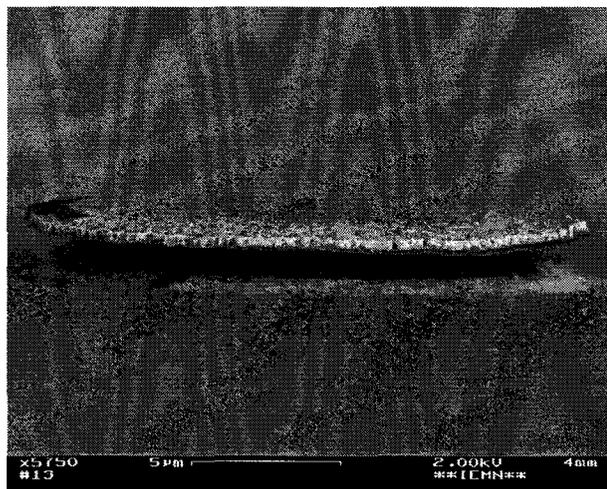


Figure II.9 : Mise en évidence de la sous gravure.

Figure II.10 : Structure finale.

II.3.1.b. Technologie de connexion par pont à air.

La figure II.11 donne un descriptif général du procédé de fabrication, ainsi nous ne ferons qu'un résumé sommaire des étapes technologiques.

Tout d'abord (figure II.11a), nous devons définir les contacts ohmiques supérieurs du composant. Comme précédemment, nous utilisons une technologie autoalignée pour définir les volumes actifs des structures. Pour s'affranchir des problèmes de sous gravure constatés auparavant, nous réalisons le mesa du composant (figure II.11b) par gravure ionique réactive (GIR ou RIE) dont les propriétés remarquables d'anisotropie sont mises à profit pour conserver les dimensions initiales de la diode. Le système de gaz utilisé est à base de Méthane et d'Hydrogène, et nous permet d'effectuer la gravure jusqu'à la couche n^+ enterrée. Pour les configurations simples, il est nécessaire alors de définir le contact ohmique inférieur (étape non représentée sur la figure II.11). Nous devons ensuite effectuer le recuit thermique rapide des contacts ohmiques (RTA).

Il est maintenant nécessaire de déposer les plots métalliques d'épaissement (figure II.11c) soit par évaporation sous vide soit par électrodéposition. Nous pouvons remarquer que les plots métalliques reposent sur la couche n^+ enterrée et non directement sur le substrat semi-isolant. Cette topologie a pour effet de diminuer la hauteur existante entre les piliers haut et bas du pont à air et d'en faciliter la réalisation. Vient ensuite l'étape d'isolation des composants (figure II.11d). Elle consiste à venir graver le matériau fortement dopé jusqu'au substrat semi-isolant pour isoler électriquement les éléments de connexion de la diode.

Comme pour la technologie coaxiale, nous utilisons une solution d'acide orthophosphorique pour la gravure du GaInAs, et éventuellement de l'acide chlorhydrique s'il existe de l'InP n^+ dans la zone inférieure de contact.

A ce stade, il nous faut effectuer la fabrication du pont à air (figure II.11e). Dans ce but, nous devons créer un bicouche de résines (dans notre cas des résines optiques) dans lequel nous définissons les piliers et tabliers du pont à air. Différents procédés, détaillés par la suite, ont été mis en œuvre comme la métallisation du pont par évaporation au moyen de techniques de pyrolyse ou par électrodéposition.

Les composants étant ainsi fabriqués, il reste à présent à les mettre aux cotes requises pour le montage en cellule de multiplication. Ce montage nécessite des phases de prédécoupe, d'amincissement et de clivage pour aboutir à un composant discret. Nous verrons que ces étapes pourront être réalisées par des techniques soit chimiques soit mécaniques.

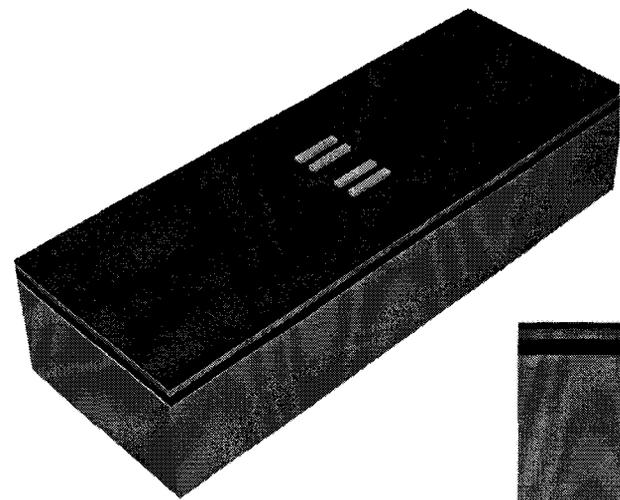


Figure II.11.a : Définition des contacts ohmiques supérieurs.

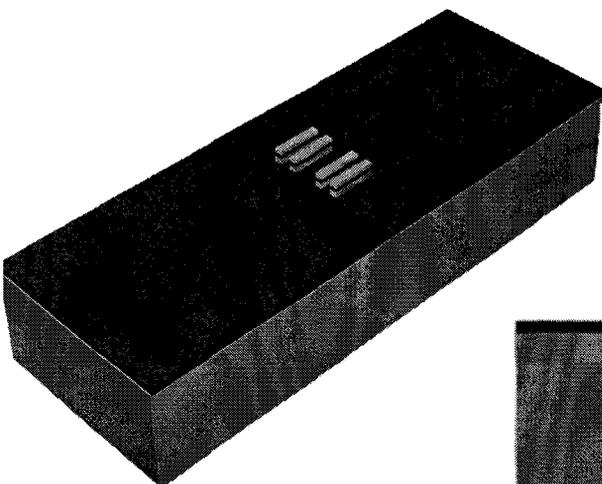
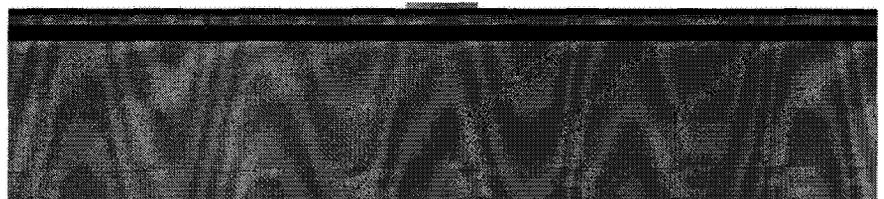
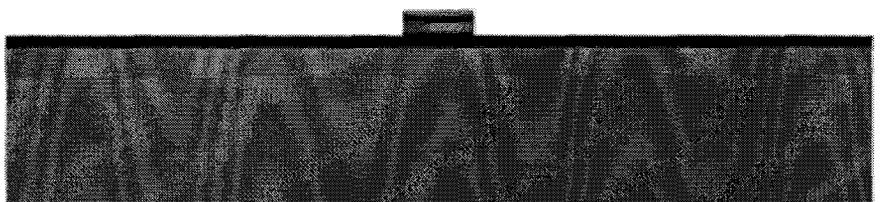


Figure II.11.b : Réalisation du mesa de composant par RIE.



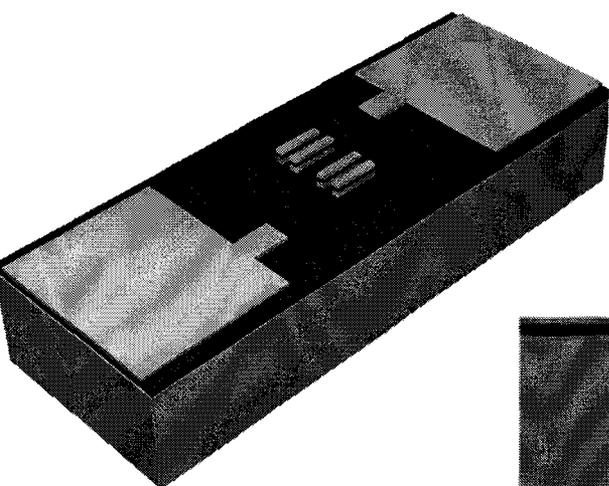


Figure II.11.c : Dépôt des épaisseurs métalliques.

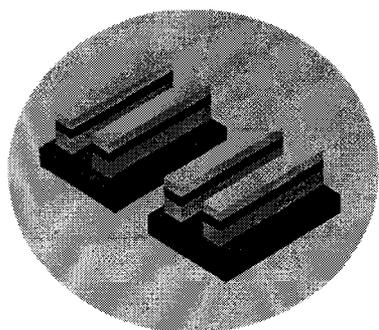
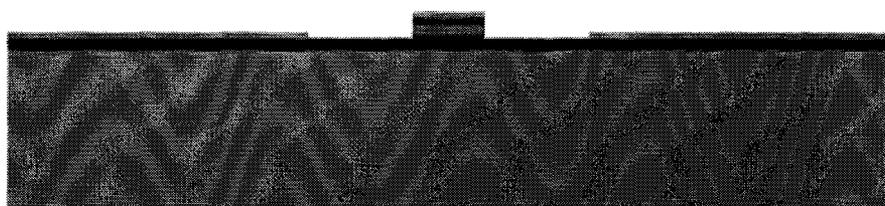
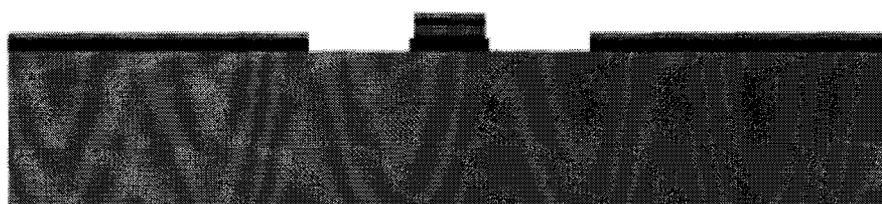
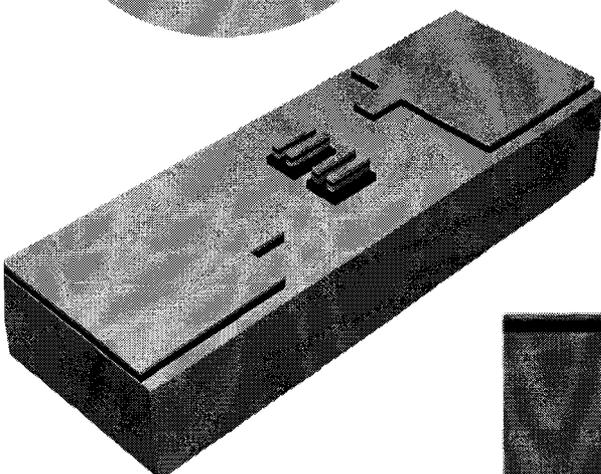


Figure II.11.d : Réalisation du mesa d'isolation par gravure chimique.



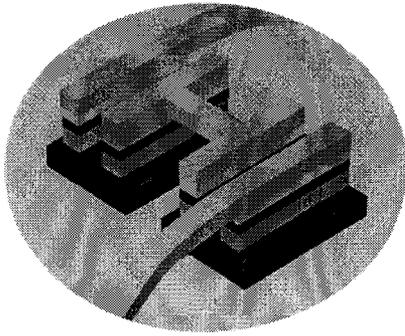
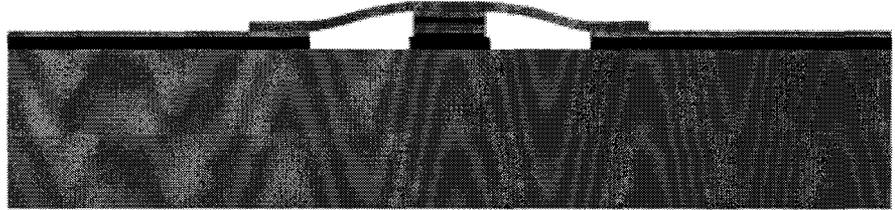
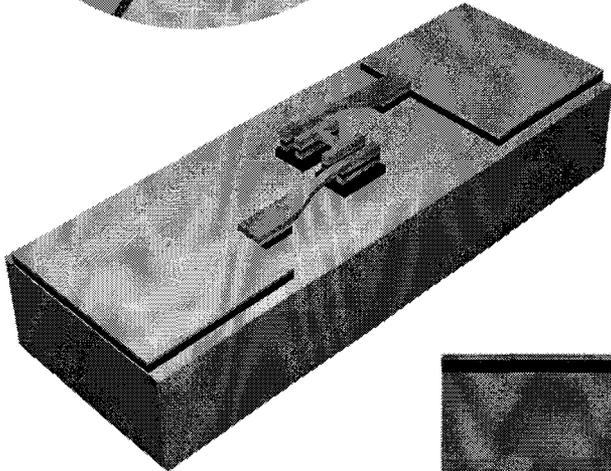


Figure II.11.e : Fabrication des interconnexions par ponts à air.



II.3.2. Description détaillée des étapes technologiques.

II.3.2.a. Réalisation du contact ohmique supérieur.

II.3.2.a.i. Principe.

Le contact ohmique, élément clé pour la qualité du composant, est un contact qui permet le libre passage du courant à travers la jonction entre un métal et un semi-conducteur. Cependant il introduit toujours des pertes ohmiques caractérisées par la résistivité de contact. Par conséquent, un contact ohmique efficace sera décrit par une caractéristique courant/tension linéaire, une faible résistivité de contact, mais également par de bonnes propriétés d'adhésion. Si les jonctions métal/semi-conducteur ont été longuement étudiées [1] [2] [3], tous les mécanismes n'ont pas encore été complètement compris. Nous ne ferons alors qu'une brève description du fonctionnement du contact ohmique.

A l'équilibre thermodynamique, les bandes de valence et de conduction du semi-conducteur se courbent et forment une barrière (barrière Schottky) afin de permettre l'alignement des niveaux de Fermi du métal et du semi-conducteur. Si le dopage du semi-conducteur est élevé, la barrière sera alors très fine et le mécanisme de transport par effet tunnel sera dominant. En général, il est plus facile d'atteindre de faibles résistances de contact

sur des matériaux semi-conducteur à faible bande interdite. C'est précisément le cas avec l'InAs où des barrières Shottky négatives de l'ordre de 122 meV sont obtenues [4]. Cependant, il est difficile d'atteindre des niveaux de dopage importants (supérieurs à 10^{19} at.cm⁻³). C'est la raison pour laquelle, on a recours le plus souvent à des contacts ohmiques de type allié. Les contacts alliés consistent en un dépôt de métal sur un semi-conducteur suivi d'un recuit thermique. Durant le recuit, les composés du métal diffusent dans le semi-conducteur et créent un dopage superficiel très élevé.

Nous avons choisi pour la réalisation des contacts ohmiques de nos composants d'utiliser l'alliage Ni/Ge/Au/Ti/Au sur GaInAs dopé. Lors du recuit, l'alliage Au/Ge entre en fusion et les composés de type III diffusent dans le métal. Le germanium diffuse alors à son tour dans le semi-conducteur et agit comme un dopant. Ce mécanisme est très affecté par l'existence d'impuretés. Ainsi le nickel, présent dans la séquence, permet d'améliorer fortement la diffusion du germanium. Il a été montré qu'une augmentation de l'épaisseur d'or améliorerait les résistances de contact. Cependant, une quantité excessive d'or accroît considérablement la diffusion de l'élément III et il peut exister une carence en germanium ne permettant plus l'occupation totale des sites vacants du semi-conducteur. Il apparaît alors des zones hautement résistives au sein du contact. Par conséquent, il est nécessaire de séparer par une barrière de Titane, l'or participant à la diffusion de celui servant à l'épaississement du contact. Notre séquence finale et optimale sera [5] :

Ni	/Ge	/Au	/Ti	/Au	
150	195	390	500	2000	Å

II.3.2.a.ii. Paramètres technologiques.

Compte tenu des dimensions mises en jeu aussi bien au niveau du composant (quelques μm^2) qu'au niveau des marques d'alignement ($1 \times 40 \mu\text{m}^2$), l'utilisation de techniques de lithographie électronique s'impose. En effet, il est impératif de conserver une excellente définition des motifs sur la totalité de l'échantillon, propriété difficile à mettre en œuvre en lithographie optique. Nous présentons, par conséquent, les paramètres de centrifugation communément utilisés au laboratoire :

1. Formation du bicouche de résine électronique.

- Résinage COPOLYMERE 14 % (capot fermé) $v = 4200$ tr/min
 $a = 5000$ tr/min/s
 $t = 12$ s
 \Rightarrow épaisseur attendue = 6200 Å
- Recuit sous étuve à **170 °C** pendant **30 min**

- Résinage PMMA 500K 3% (capot fermé)
 - v = 2800 tr/min
 - a = 5000 tr/min/s
 - t = 12 s
 - ⇒ épaisseur attendue = 720 Å

- Recuit sous étuve à 170 °C pendant 30 min

2. Insolation et révélation.

- Ecriture au masqueur électronique
 - tension d'accélération : 50 kV
 - dosage électronique : 172 $\mu\text{C}/\text{cm}^2$
 - diamètre du faisceau : 50 nm
- Révélation : Solution utilisée MIBK/Alcool isopropylique 1/2 pendant 50 secondes
- Rinçage alcool isopropylique 30 sec maximum

3. Métallisation du contact ohmique.

- Evaporation sous vide

Ni	/Ge	/Au	/Ti	/Au	/Ti
150	/195	/390	/500	/2000	/100 Å
- Lift-off (acétone/Ultrasons éventuels/alcool)

Nous présentons, sur les figures II.12 et II.13, une vue des dépôts des contacts ohmiques des masques SERPON et QUAD. On pourra juger de l'extrême finesse d'écriture du masqueur électronique.

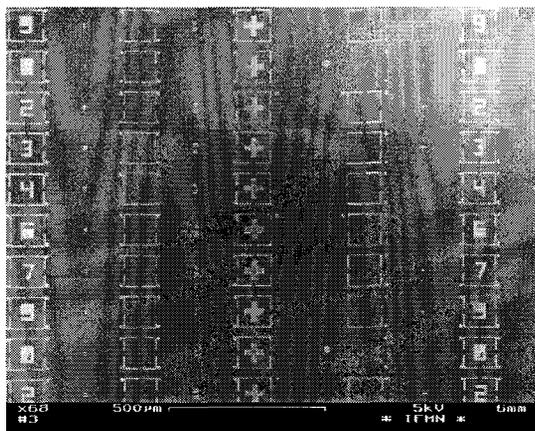


Figure II.12 : vue générale des contacts ohmiques du masque QUAD.

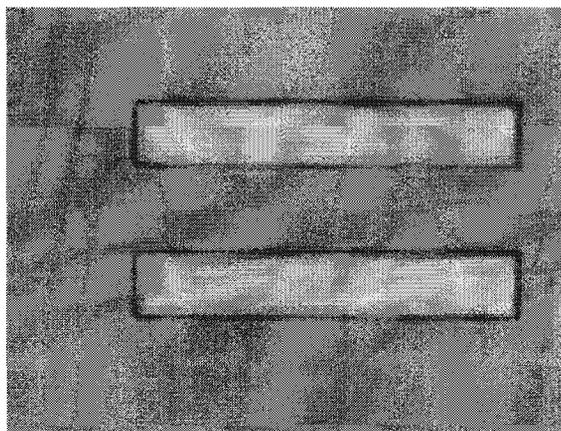


Figure II.13 : Ouverture de motifs de 4 x 24 μm^2 du masque SERPON.

II.3.2.b. Réalisation du mesa de la structure.

II.3.2.b.i. Principe de la gravure ionique réactive.

La gravure de type plasma, encore appelée gravure sèche, utilise des gaz pour graver les matériaux (diélectriques, métaux ou semi-conducteurs).

La gravure sèche consiste à produire des espèces actives (atomes, radicaux moléculaires, ions) à partir de décharges électriques dans un gaz moléculaire initialement inerte [6] [7]. Ces réactions sont nombreuses et complexes. Ces types de gravure mettent en jeu des procédés physico-chimiques (bombardement ionique et réactions chimiques) qui permettent d'obtenir une plus grande anisotropie tout en gardant une certaine sélectivité.

Dans le cas des bâtis de gravure ionique réactive, où la configuration du réacteur est planaire comme le montre la figure II.14, l'électrode inférieure qui supporte le substrat est reliée à un générateur RF de fréquence de 13.56 MHz par l'intermédiaire d'une capacité de blocage alors que l'électrode supérieure, formée par l'enceinte, est connectée à la masse.

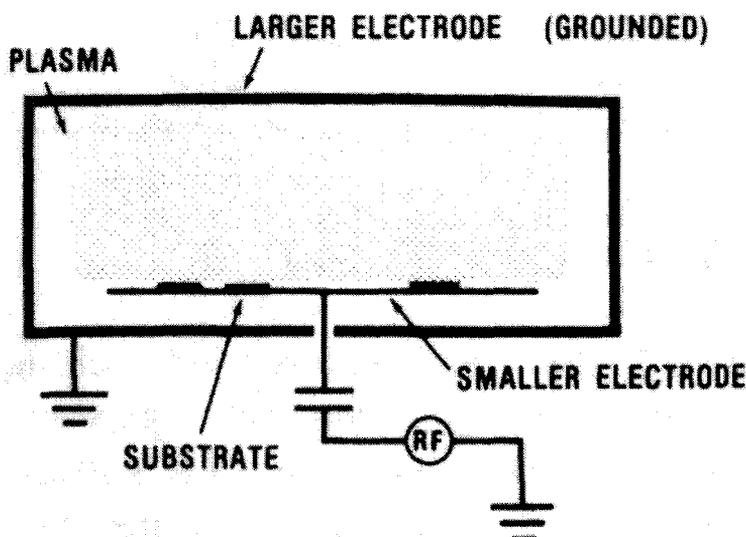


Figure II.14 : Schéma d'un bâti de RIE.

Le plasma généré est localisé entre les deux électrodes mais ne s'étend pas jusqu'à celles-ci. Il existe des zones, appelées gaines, séparant le plasma des électrodes. Ces gaines sont formées par effet électromagnétique.

A la fréquence de 13.56 MHz, les électrons ont une plus grande mobilité que les trous, les électrodes se chargent, par conséquent, négativement par rapport au plasma qui devient chargé positivement. Un champ électrique se crée donc dans les gaines. On peut montrer que grâce au rapport élevé des surfaces existant entre l'anode supérieure et la cathode inférieure, la différence de potentiel entre les électrodes se localise au voisinage de l'électrode inférieure. Ce champ ainsi créé va accélérer les ions positifs à travers la gaine. A cause de la

géométrie planaire des électrodes, les ions vont se déplacer perpendiculairement à la surface de celles-ci et vont éroder le matériau. C'est le mécanisme de bombardement ionique. A ce phénomène va se superposer un processus d'attaque chimique dû aux espèces réactives produites dans la zone plasma par la décomposition de gaz réactifs. Nous sommes donc en présence d'un processus physique accroissant l'anisotropie et d'un processus chimique plus isotrope mais plus sélectif, qui se combinent pour effectuer la gravure du matériau.

Enfin, l'avantage de la gravure RIE est que l'on peut privilégier la réaction chimique (absorption des espèces à la surface, réaction puis désorption des produits) ou l'action physique des ions (attaque et élimination des espèces « pulvérisées ») selon la valeur de certains paramètres. Dans la littérature, il est même reporté qu'il est possible d'obtenir des attaques isotropes en RIE [8].

Nous allons brièvement rappeler ces paramètres ainsi que leurs influences :

- ⇒ La puissance RF : élevée, elle augmente la vitesse de gravure et la tension de polarisation de l'électrode, favorisant ainsi une gravure physico-chimique et anisotrope.
- ⇒ La pression du ou des gaz : élevée elle accroît aussi la vitesse de gravure mais tend à diminuer la tension de polarisation. La gravure sera donc du type chimique et isotrope.
- ⇒ Le gaz réactif : il détermine les espèces qui vont réagir avec la surface, tandis que son débit agit sur leur vitesse de remplacement.

En contrepartie, les mécanismes physiques peuvent entraîner des défauts de surface pouvant nuire aux composants de faibles dimensions. De plus, il convient de choisir judicieusement la nature du masque, de telle sorte que celui ci présente des cinétiques de gravure plus faibles que les matériaux à graver, et conduise à des états de surface n'altérant pas la suite du procédé technologique (phénomènes de micro-masquage, dépôt de polymères). Nous reviendrons plus précisément sur les réponses à apporter concernant la gravure du masque métallique.

En conclusion, la gravure plasma apporte une bonne définition des motifs, une bonne reproductibilité et permet des gravures directionnelles. Elle est parfaitement adaptée à la réalisation des zones actives de nos composants.

II.3.2.b.ii. Etude de la gravure Méthane / Hydrogène / Argon.

La gravure ionique réactive des composés de la filière InP utilisant des systèmes de gaz à base de méthane et d'hydrogène est actuellement très utilisée [9] [10]. Elle bénéficie de propriétés d'anisotropie et de vitesse de gravure adaptées pour la réalisation de structures verticales à rapport d'aspect modéré. Cependant, les temps et les profils de gravure sont

souvent limités par l'apparition de polymères. En effet, on peut montrer [11] que la formation de polymères peut se produire sous certaines conditions de plasma avec les gaz contenant du carbone. L'optimisation du rapport des flux de méthane et d'hydrogène permet de réduire en principe considérablement ce phénomène. Néanmoins, il apparaît que pour les matériaux contenant de l'aluminium, l'apparition de polymères soit accentuée. Ainsi, il est possible d'obtenir sous certaines conditions une sélectivité infinie entre le GaInAs et l'AlAs grâce à la présence de polymères sur la couche d'AlAs comme le montre la figure II.15.

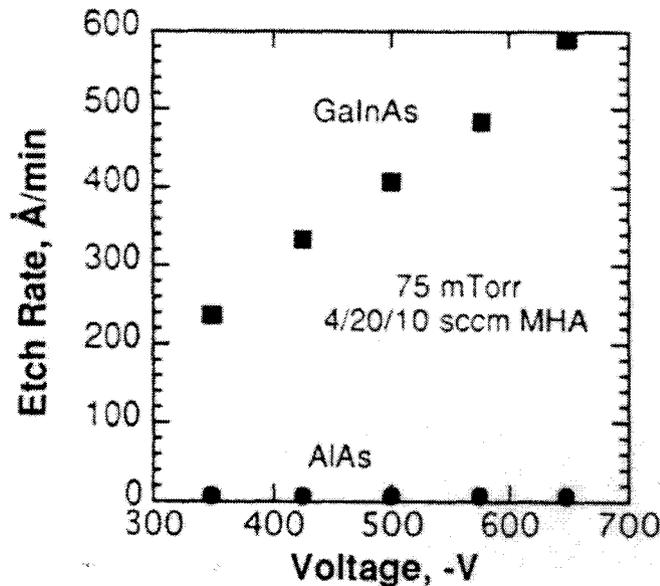


Figure II.15 : Vitesse d'attaque des composés AlAs et GaInAs en fonction de la tension de polarisation.

De plus, il apparaît de larges zones masquées par ces polymères, dont le dépôt sur le matériau n'est pas homogène. Ce phénomène engendre des écarts de vitesses d'attaque entre ces zones masquées et le semi-conducteur, aboutissant à une inhomogénéité de gravure importante. Il devient nécessaire alors, d'éliminer ces composés de la surface de l'échantillon. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature [12] pour s'affranchir de ce phénomène. Elles font toutes intervenir la présence d'oxygène dans le processus de gravure. D'un point de vue pratique, il est donc possible soit d'intégrer l'oxygène directement dans la composition du système $\text{CH}_4/\text{H}_2/\text{Ar}$, soit d'alterner la gravure par des plasmas d'oxygène. D'autres techniques combinent les deux méthodes pour aboutir à des résultats optimaux en termes de profondeur de gravure et d'anisotropie.

Pour la réalisation des mesa de nos composants, nous avons opté pour un processus séquentiel alternant gravure $\text{CH}_4/\text{H}_2/\text{Ar}$ et plasma d'oxygène. Cette méthode est la seule applicable dans notre laboratoire. En effet, notre bâti de RIE n'est pas garanti pour l'utilisation simultanée des lignes de gaz d'oxygène et d'hydrogène.

II.3.2.b.iii. Suivi d'une gravure CH₄/H₂/Ar.

Nous présentons dans ce paragraphe, les paramètres utilisés au cours de la gravure des mesa de composants. Nous rappelons que nous utilisons le masque métallique formé par les contacts ohmiques pour définir les volumes actifs de semi-conducteur. Nous avons, par conséquent, utilisé les paramètres suivants :

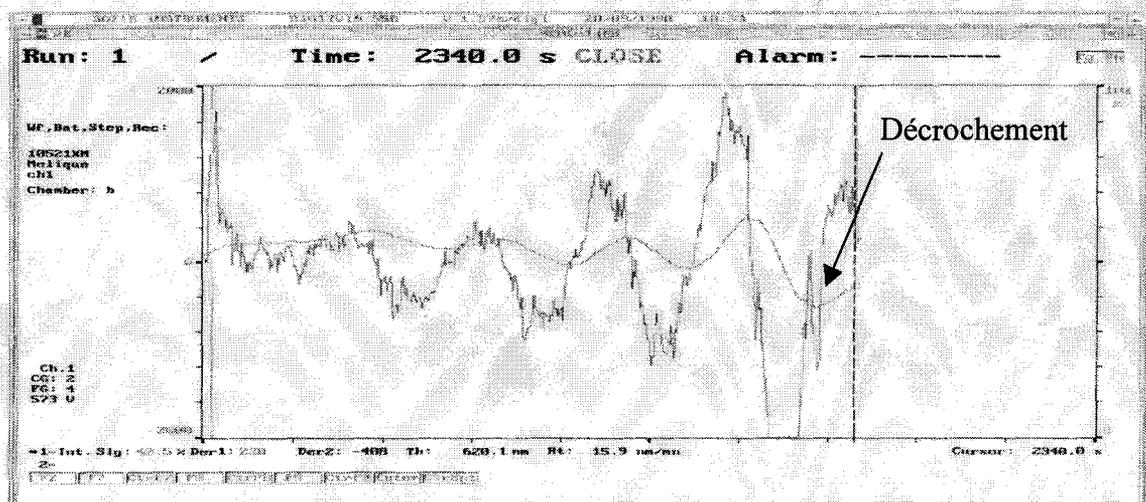
Séquence Méthane : Flux : CH₄/H₂/Ar 6/50/10 sccm
Puissance : 225 W
Tension : 410 V
Pression : 65 mTorr

La présence d'argon permet d'homogénéiser la gravure et d'améliorer l'état de surface. Dans ces conditions, la vitesse moyenne de gravure du GaInAs est de 130 Å/min. Elle est suffisamment faible pour pouvoir stopper l'usinage avec précision. Il faut, en effet, éviter de graver trop profondément la couche n⁺ enterrée afin de ne pas dégrader la résistance série.

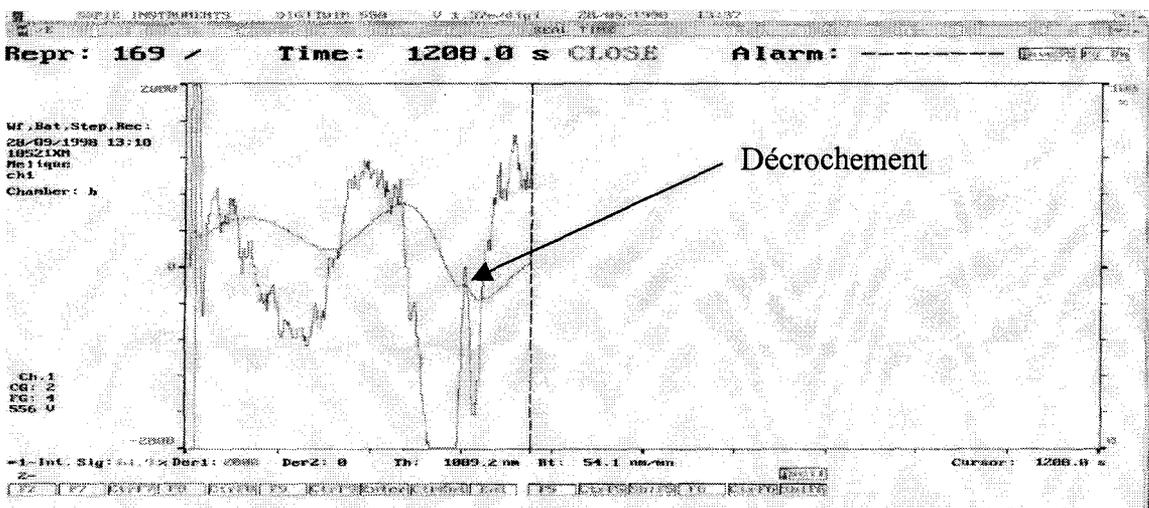
La constitution de nos épitaxies comporte des matériaux à base d'aluminium. Comme nous l'avons mentionné précédemment, la présence de cet élément favorise l'apparition de polymères. Par conséquent, il est nécessaire d'effectuer des plasmas d'oxygène lorsque l'on franchit les barrières composées d'InAlAs et d'AlAs. Ainsi les paramètres du plasma d'oxygène utilisés sont les suivants :

Séquence O₂ : Flux : 50 sccm
Puissance : 100 W
Tension : 220 V
Pression : 100 mTorr

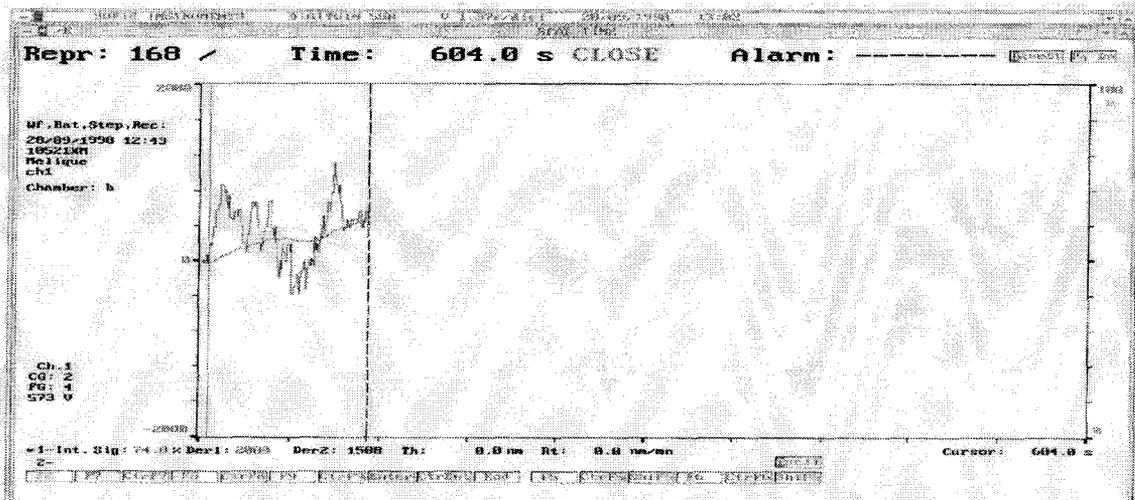
Le bâti OXFORD Plasmalab 80 de notre laboratoire est équipé d'un réflectomètre laser permettant la détection de fin d'attaque. Il effectue un contrôle in situ de la gravure en temps réel et permet également d'observer le passage des interfaces entre les matériaux. La figure II.16 montre les diagrammes issus d'une telle détection. L'analyse de la phase des signaux réfléchis met en évidence des courbes d'allure sinusoïdale caractéristiques des matériaux utilisés. Ainsi, la période des signaux est proportionnelle à l'épaisseur usinée du matériau ainsi qu'à son indice de réfraction. Néanmoins, il est délicat d'estimer précisément de cette manière l'épaisseur effectivement gravée puisque nos structures sont multicouches et les indices de réfraction variables. Cependant, les ruptures dans la période du signal indiquent un changement de matériau. Les décrochements visibles sur les figures II.16a et II.16b indiquent le passage du GaInAs aux barrières constituées d'aluminium. Nous avons donc un renseignement précis sur l'instant probable où le dépôt de polymères est susceptible de commencer. Nous devons alors effectuer les séquences de plasma d'oxygène. Ce type de contrôle ne dispense pas d'une mesure ex situ de la profondeur de gravure. En effet, la réflectométrie est une méthode de contrôle ponctuel et ne rend pas compte de l'inhomogénéité de la gravure (le diamètre du spot laser étant d'environ 25 µm).



a) Passage de la première barrière.



b) Passage de la seconde barrière.



c) Ajustement de la gravure dans la couche n^+ enterrée.

Figure II.16 : Diagrammes de réflectométrie laser représentant le signal détecté ainsi que sa dérivée.

Durée	Séquence	Epaisseur gravée	Vitesse d'attaque
39 min	Méthane	5955 Å	153 Å/min
5 min	O ₂		
10 min	Méthane		
5 min	O ₂		
20 min	Méthane	8760 Å	93 Å/min
5 min	O ₂		
25 min	Méthane	12187 Å	137 Å/min
5 min	O ₂		
10 min	Méthane	13313 Å	112 Å/min
3 min	O ₂		
5 min	Méthane	13943 Å	122 Å/min
5 min	O ₂		

Tableau II.17 : Bilan des étapes nécessaires à la réalisation d'un mesa par RIE.

Le tableau II.17 montre les étapes nécessaires à la réalisation d'un mesa d'une hauteur de 1.4 μm . Il met en évidence l'importante durée du procédé (supérieure à 2 heures) ainsi que le nombre de séquences de plasma d'oxygène nécessaire pour éliminer les polymères. Nous pouvons constater une nette diminution de la vitesse d'attaque après la première séquence méthane, correspondant à l'apparition de ces polymères. La photographie II.18 montre la mauvaise répartition de ces composés lors d'une gravure malheureuse due à un retard dans l'application des plasmas d'oxygène. Même si ces polymères sont totalement éliminés, ils induisent une inhomogénéité importante de la gravure. Cette inhomogénéité est typiquement de 1500 Å pour des attaques supérieures à 1 μm , expliquant la variation des valeurs obtenues sur les résistances série d'un même échantillon.

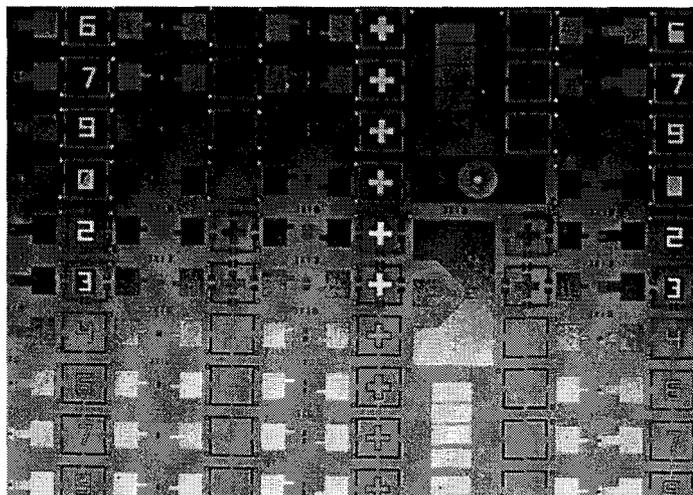


Figure II.18 : Répartition des polymères lors d'une gravure RIE.

La maîtrise de l'ensemble de ces paramètres nous a permis d'obtenir d'excellents résultats et une grande reproductibilité. Les photographies II.19 et II.20 montrent des vues prises au Microscope Electronique à Balayage (MEB) des différents résultats obtenus sur les procédés SERPON et QUAD. Nous constatons l'excellente anisotropie de la gravure caractérisée par les flancs verticaux du mesa sur des hauteurs supérieures à $1\ \mu\text{m}$ et d'un état de surface extrêmement net. La géométrie des anodes est par conséquent parfaitement respectée. L'absence de phénomènes de micro-masquage durant l'attaque permet également la poursuite des procédés de lithographie dans de bonnes conditions.

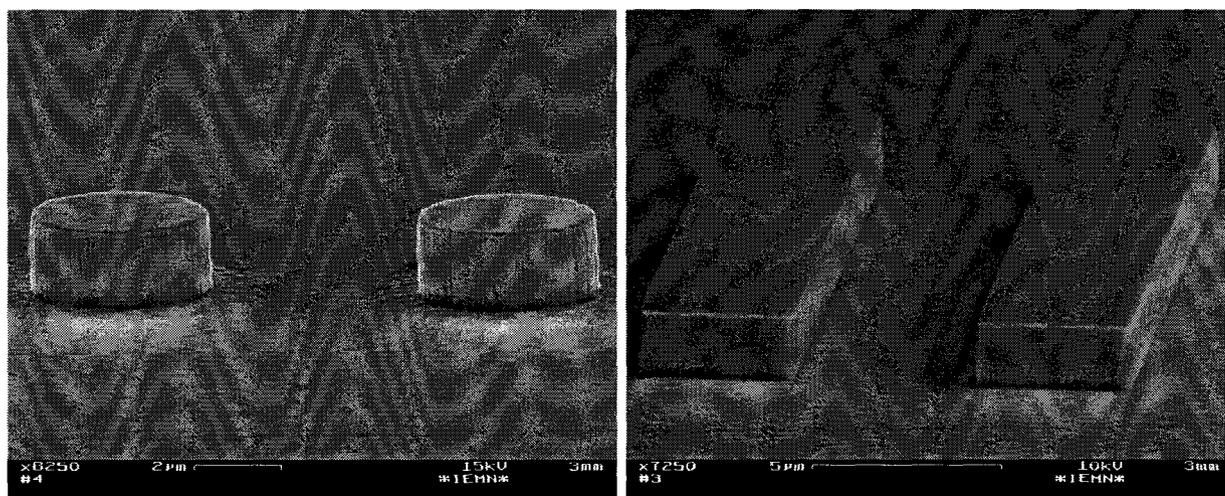


Figure II.19 : RIE sur des motifs du masque SERPON.

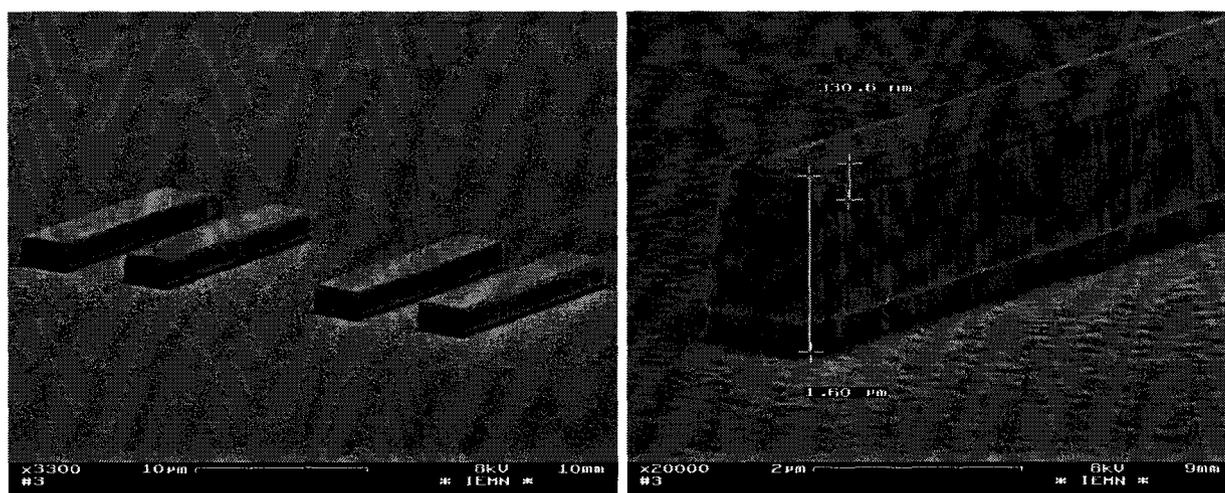
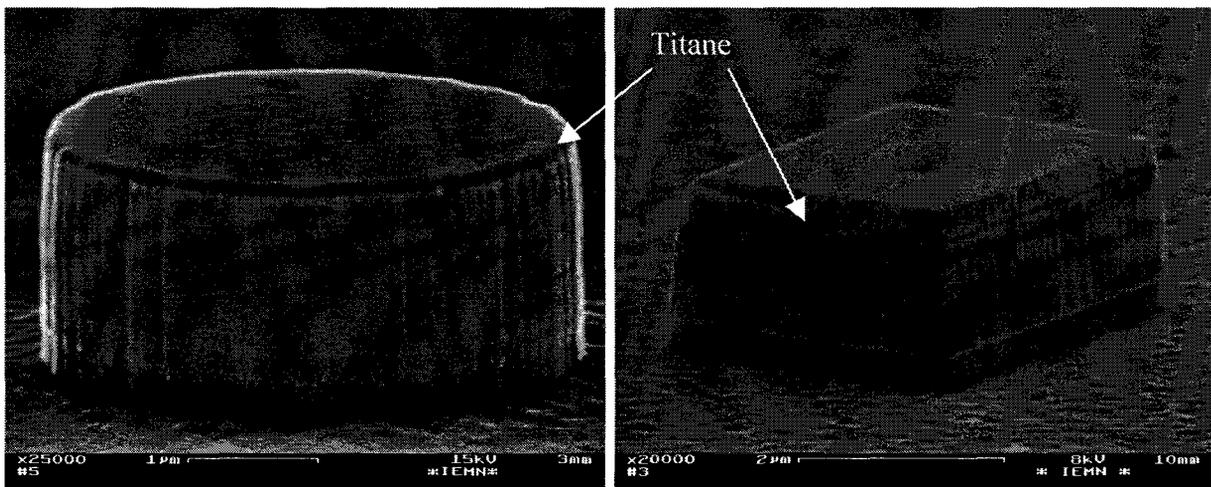


Figure II.20 : RIE sur des motifs du masque QUAD.

II.3.2.b.iv. Gravure de l'or des contacts ohmiques.

Outre l'apparition des polymères lors de la gravure, nous nous sommes aperçus que l'or présent dans l'épaissement des contacts ohmiques était attaqué par la « séquence méthane » à une vitesse d'environ 80 Å/min. La disparition progressive de cet or n'est pas souhaitable pour la qualité électrique et optique du contact. De plus, elle provoque une référence flottante lors du contrôle des épaisseurs de gravure par l'Alphastep. L'observation au MEB nous a montré que ce processus stoppait sur le titane du contact ohmique. Dès lors, l'idée la plus naturelle pour résoudre ce problème est d'ajouter dans la séquence ohmique une couche de protection en Titane. La vitesse de gravure de ce métal par la séquence méthane étant d'environ 1 Å/min, une épaisseur de 100 Å s'avère suffisante pour protéger les contacts. La photographie II.21 montre des vues d'un contact sans épaisseur d'or et d'un contact protégé (en foncé apparaît les 500 Å de Titane). Nous constatons que l'ajout de titane n'influence en rien les propriétés de la gravure.



Epaississement d'or gravé.

Contact ohmique préservé.

Figure II.21 : Préservation du contact ohmique par protection en Titane.

II.3.2.c. Contacts ohmiques inférieurs.

La réalisation de ce second contact ohmique est nécessaire pour les structures simples comme les motifs coplanaires, coaxiaux, TLM ou les motifs micro-rubans ne comportant qu'une seule diode. Le dépôt s'effectue par des moyens classiques de résinage optique traité pour former un profil de résine en casquette. Puis, la séquence ohmique, similaire à la première étape, est alors évaporée. Après le lift-off, les contacts (aussi bien supérieurs qu'inférieurs) sont activés par un recuit thermique pendant 40s à 400 °C sous flux d'azote hydrogéné.

Une vue des différents motifs est présentée sur les figures II.22. A ce stade de notre procédé, il est possible d'effectuer les mesures TLM pour la caractérisation de la couche n⁺

enterrée. L'extraction des paramètres intrinsèques de l'épitaxie est également réalisable grâce aux motifs coaxiaux présents sur le masque QUAD. Nous pouvons remarquer sur la figure II.23. que l'espace entre l'anode centrale et le contact ohmique inférieur a été réduit à $3\mu\text{m}$, minimisant ainsi la résistance série tout en conservant une faisabilité technologique par photolithographie. La différence de coloration entre le contact ohmique supérieur et inférieur témoigne de la présence de Titane.

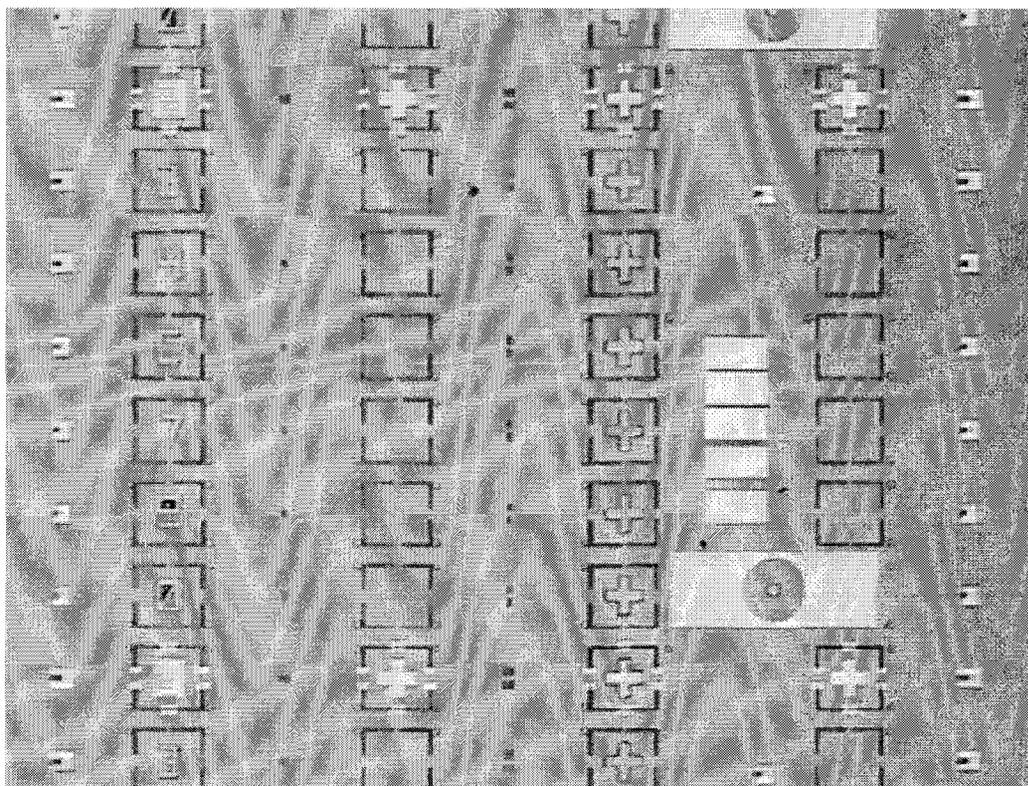


Figure II.22 : Vue générale du masque QUAD après dépôt du second contact ohmique.

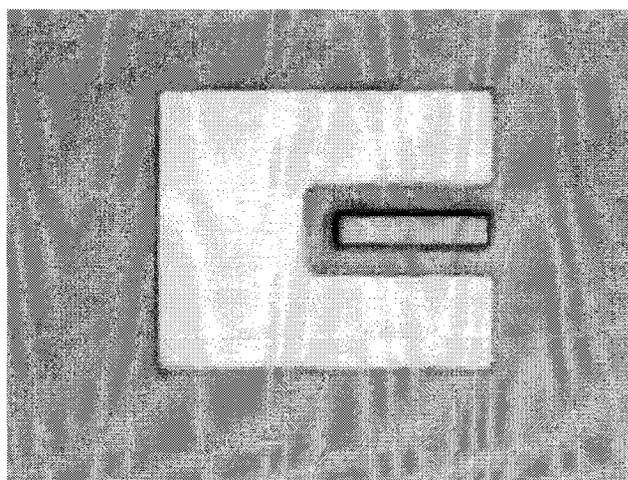


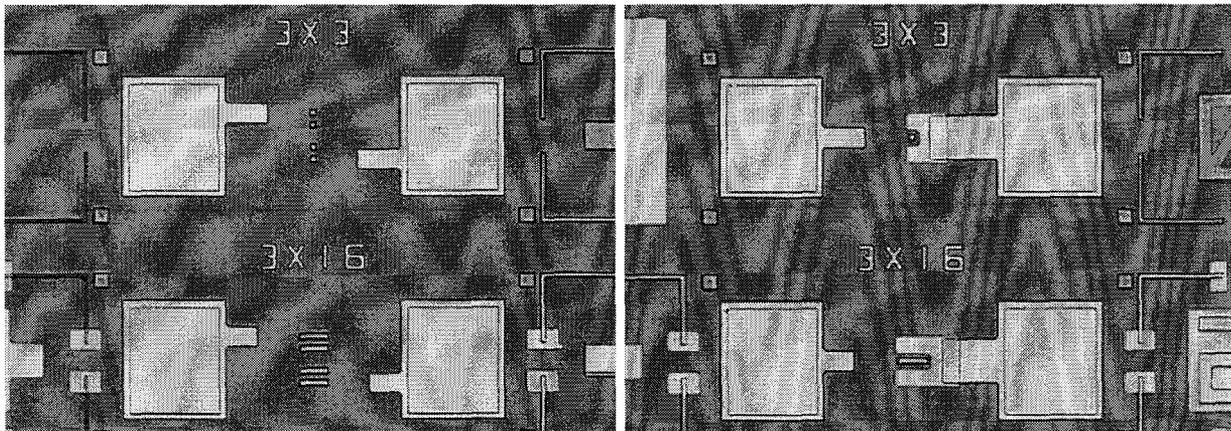
Figure II.23 : Vue du contact ohmique d'une structure simple. La largeur de l'anode centrale mesure $3\mu\text{m}$.

II.3.2.d. Réalisation des plots d'interconnexion métalliques.

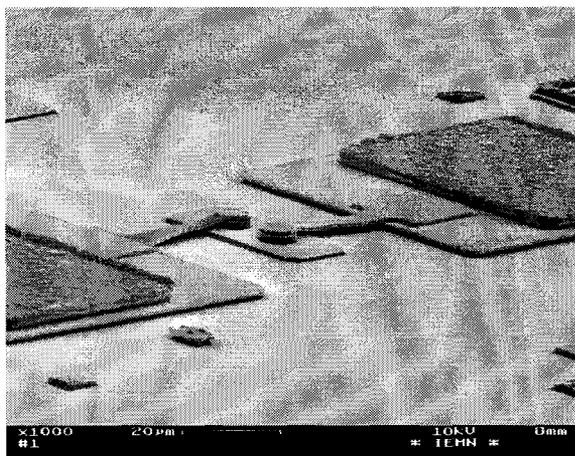
Il est nécessaire, afin de caractériser les diodes de petites dimensions, de déposer des plots d'interconnexions métalliques pour la prise de contact des sondes hyperfréquences ou pour le montage dans un bloc multiplicateur. Ces plots sont, par conséquent, soit de type coplanaire soit de type rectangulaire. Cette étape s'effectue par un procédé standard de résinage en casquette suivi d'une évaporation sous vide de l'épaissement suivant :

Ti	/Au
1000	/4000 Å

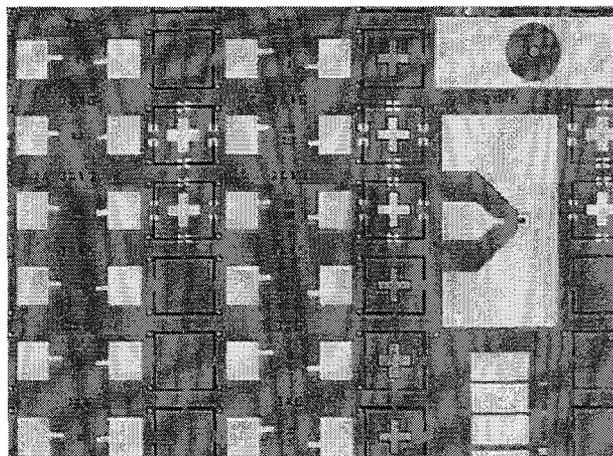
Concernant les composants destinés à être insérés dans une cellule de multiplication, il est possible d'effectuer un deuxième épaisseur de ces plots soit par évaporation soit par électrodéposition afin d'en faciliter le montage en technologie « flip-chip ». La figure II.24 montre des exemples de plusieurs configurations de composants.



a) Epaisseur des contacts par évaporation.



b) Epaisseur électrolytique.



c) Vue générale du masque QUAD.

Figure II.24 : Exemples de réalisation de plots métalliques.

Pour améliorer l'homogénéité de l'attaque, il est préférable au préalable de désoxyder la surface de l'échantillon par une solution d'ammoniac $\text{NH}_4\text{OH}/\text{H}_2\text{O}$ concentrée à 10 % en volume pendant 1 min.

Les figures II.25 et II.26 montrent plusieurs cas d'isolation dans différentes configurations de composants. Nous constatons que des flancs de gravure obliques sont révélés lors de l'attaque chimique et, que de plus le fond de gravure conserve un aspect lisse.

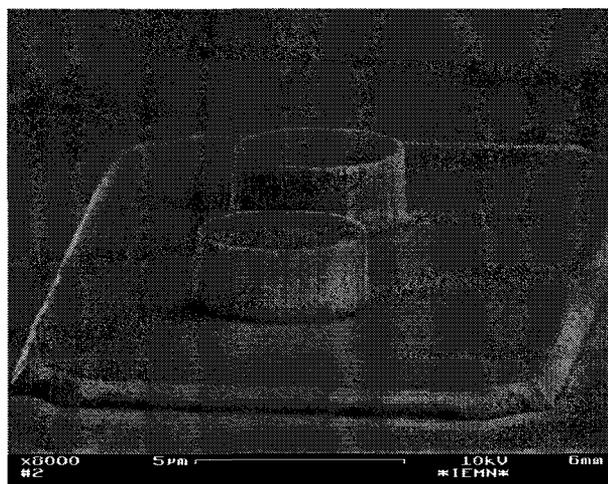


Figure II.25 : Mesa d'isolation sur des composants circulaires de diamètre 4 μm .

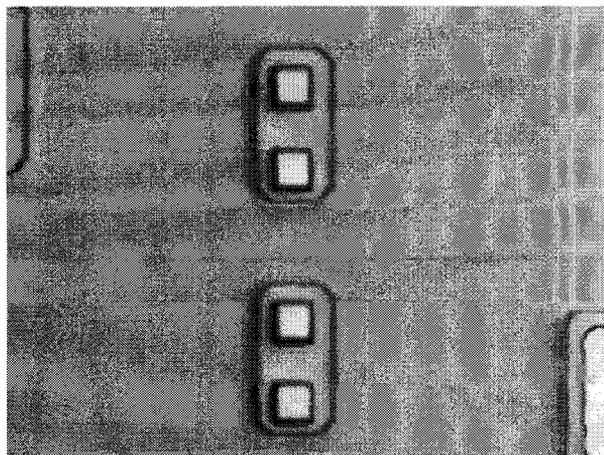
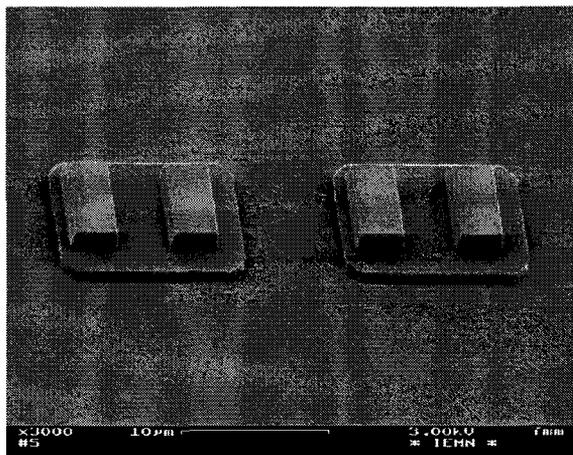


Figure II.26 : Mesa d'isolation sur des composants de 3 x 16 μm^2 et 3 x 3 μm^2 .

II.3.2.f. Fabrication du pont à air.

Nous avons choisi pour la fabrication des ponts à air de ne développer que des techniques faisant intervenir des bicouches de résines optiques. D'autres solutions existent avec des résines de type électronique [13] [14] [15] [16] mais elles sont dédiées à des composants de dimension micronique, voire submicronique. Nous montrerons, par ailleurs,

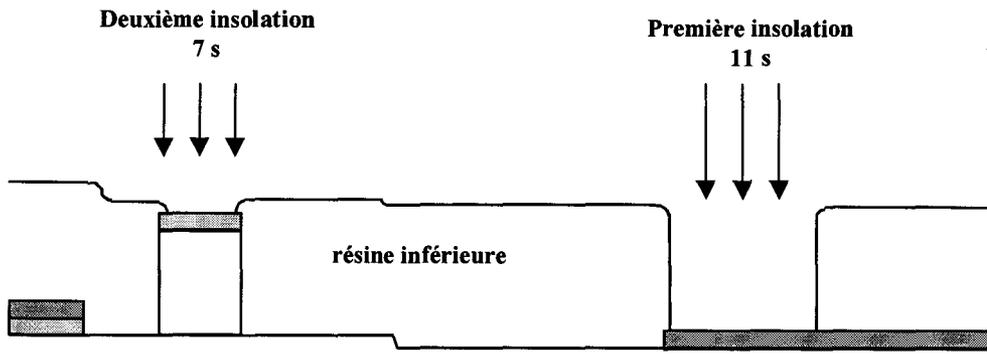


Figure II.27.a : Formation des piliers du pont à air.

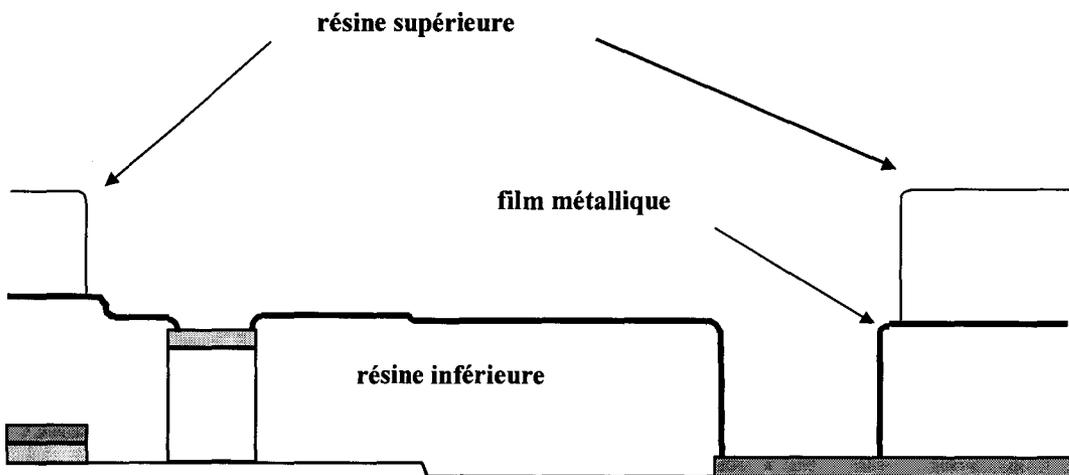


Figure II.27.b : Définition du tablier dans la résine supérieure.

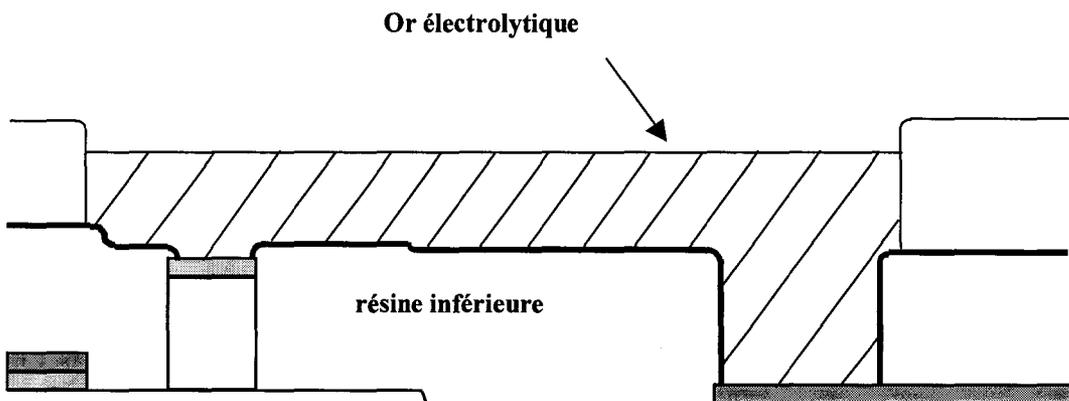
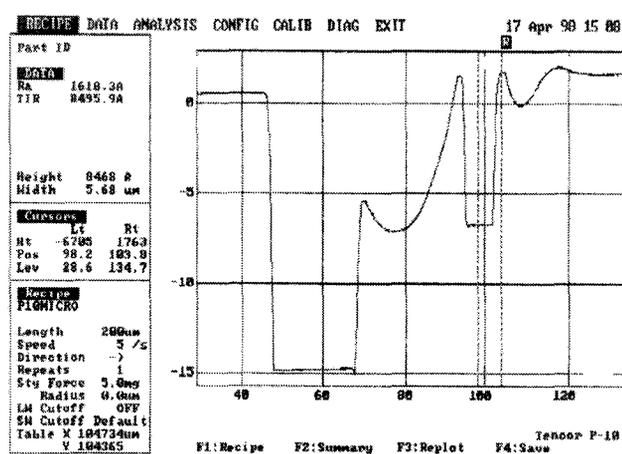
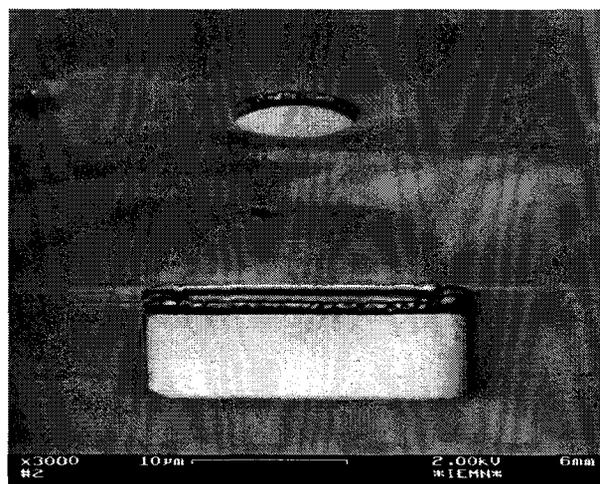


Figure II.27.c : Electrolyse de l'or dans le motif de résine.

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe II.2.2.a, nous avons dû séparer les niveaux de masquage du pilier haut et du pilier bas compte tenu de la différence importante existante entre les deux épaisseurs de résine ($1.3 \mu\text{m}$ pour le pilier haut et 3500 \AA pour le pilier bas). Nous pouvons observer sur la figure II.28.a un profil de résine mesuré au profilomètre TENCOR correspondant à l'ouverture des piliers hauts et bas dans la résine. La figure II.28.b réalisée au MEB nous permet de s'assurer de l'ouverture correcte de la résine. Nous remarquons, à ce titre, l'excellente définition des piliers réalisés par cette méthode de double masquage. Mentionnons ici que le pilier inférieur réside 30 s dans le bain de révélation alors que les paramètres de lithographie sont optimisés pour la définition du pilier supérieur.



a)



b)

Figure II.28 : Profil et ouvertures de résine pour la formation des piliers.

A ce stade, un film intermédiaire métallique assurant la continuité électrique lors de l'électrolyse doit être déposé. Dans notre laboratoire, deux types de film métallique ont été développés. Le premier consiste en dépôt d'un bicouche Ti/Au [17] par évaporation sous vide. L'autre possibilité consiste en un dépôt de 400 \AA de Nickel [18] par pulvérisation cathodique. Pour améliorer l'adhésion du film, il est conseillé d'effectuer un post recuit de la résine constituant les piliers avant le dépôt du film. Dans tous les cas, l'épaisseur de ce film ne doit pas excéder 500 \AA pour permettre un alignement optique du motif du tablier par rapport aux piliers.

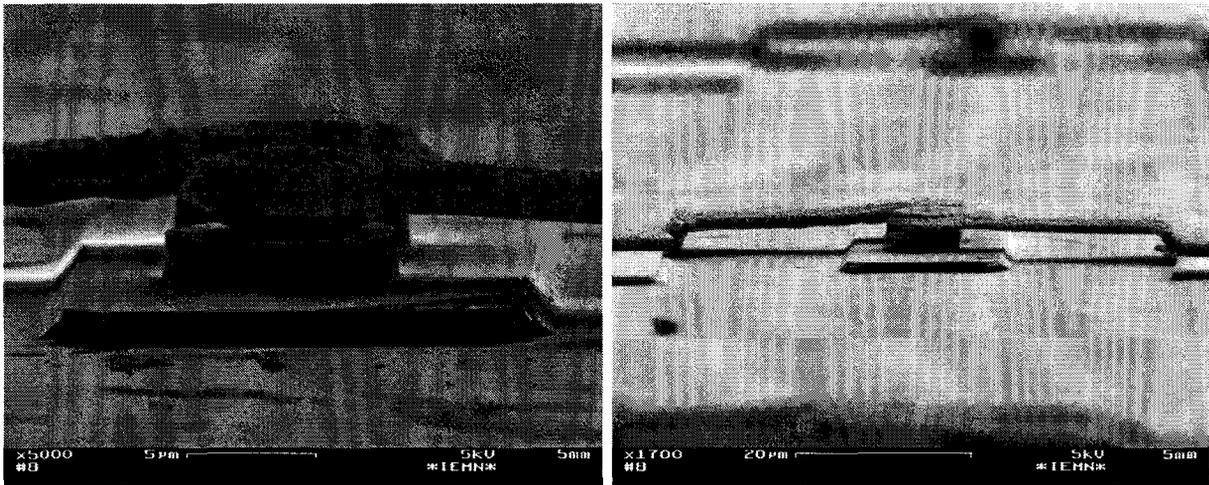


Figure II.29 : Exemples de pont électrolytique.

Si ce procédé a donné des résultats corrects, il comporte quelques phases critiques. La première est le dépôt du film intermédiaire métallique qui présente parfois une adhésion médiocre sur les anodes (dénivelé, état de surface). Ainsi, lors du retrait des résines, le pont à air peut se décoller et laisser le composant en circuit ouvert (figure II.30). De plus, ce film intermédiaire a tendance à se « friper » lors du dépôt de la seconde résine (centrifugation ou lors du recuit), la phase de lithographie suivante étant fortement compromise. La seconde phase critique est le retrait de la résine inférieure constituant les piliers du pont. En effet, il est très difficile d'enlever cette résine sans utiliser d'ultrasons, ce qui n'est pas favorable à une bonne tenue des ponts à air sur les anodes. Compte tenu des nombreuses sources d'échec présentées, amplifiées à l'échelle micronique, ce type de procédé ne correspond pas, à court terme, aux critères de haut rendement nécessaires avant la découpe des composants. Par conséquent, il nous a semblé plus prometteur de développer des techniques de réalisation des ponts à air par évaporation.

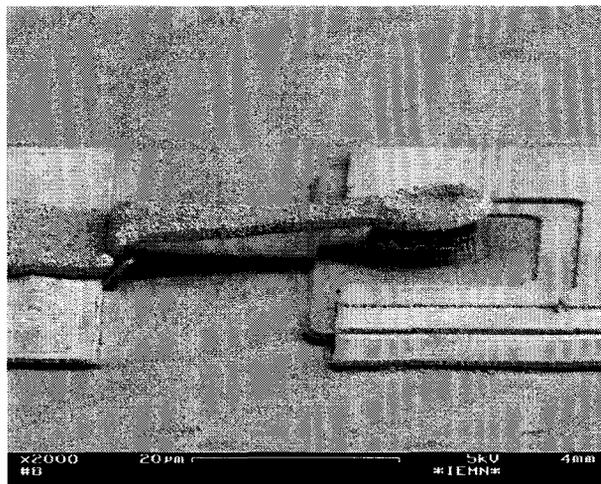


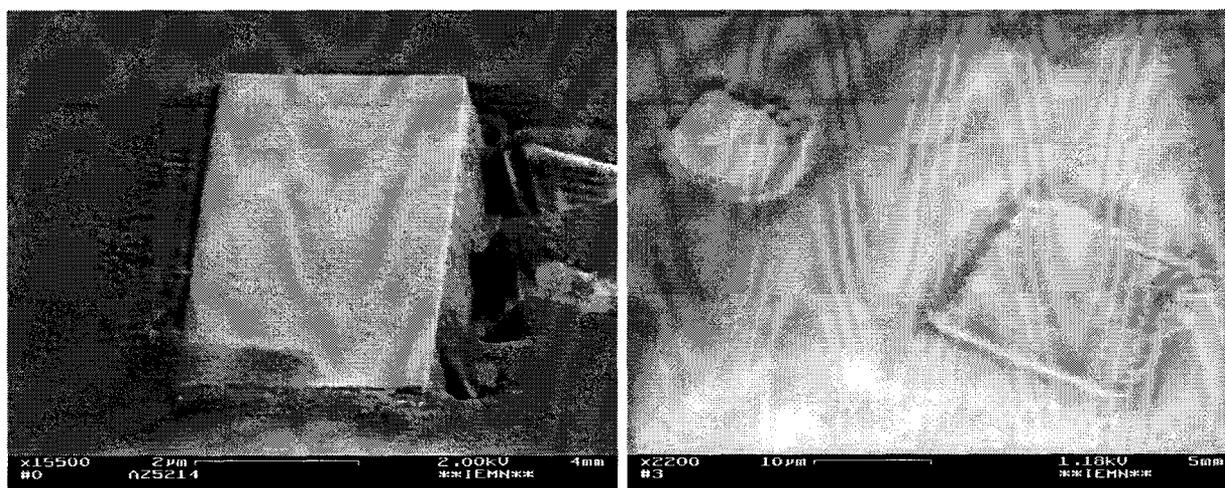
Figure II.30 : Mise en évidence de l'adhésion médiocre du film intermédiaire métallique.

II.3.2.f.ii. Pont par évaporation sous vide.

II.3.2.f.ii.1. Avec film intermédiaire métallique.

Ce procédé, très similaire à la fabrication du pont à air par électrolyse, a été réalisé au début de cette thèse et n'a concerné que le masque comportant les motifs de test coplanaire. Même s'il existe la présence d'un film intermédiaire métallique comme pour l'électrolyse, le rôle de ce film est quelque peu différent. En fait, son rôle est de séparer physiquement les deux résines formant le pont à air. En effet, les résines optiques possèdent des solvants de nature comparable et la superposition de ces résines va entraîner une miscibilité à l'interface de ces deux composés. Il sera, par conséquent, impossible de réaliser une lithographie correcte sur un tel bicouche de résine. En outre, ce film permet une isolation optique de la résine inférieure lors de l'insolation du tablier.

Les résines utilisées pour la formation du pont à air sont identiques à celles employées dans le procédé électrolytique. Dans ce jeu de masques, les deux piliers sont définis simultanément, ce qui introduit une contrainte supplémentaire quant à l'obtention des paramètres optimaux. Nous avons donc recherché un compromis sur les paramètres de lithographie satisfaisant l'ouverture correcte simultanée des deux piliers. Ainsi, une campagne d'essais a été menée sur la résine AZ5214 de Hoescht et a abouti à une optimisation sur le temps d'insolation de la résine. Ce temps a été ajusté à 8 secondes pour une puissance de lampe UV de 17 mW/cm^2 . La figure II.31 montre le résultat de ces essais. La figure II.31.a présente le cas d'une surexposition de la résine. Il apparaît alors un risque de court-circuit par le flanc de mesa. Sur la figure II.31.b, nous pouvons constater que les piliers sont correctement ouverts même si la définition des motifs est médiocre. Cependant, ce compromis de 8s semble suffisant pour poursuivre la fabrication du pont à air.



a) Pilier haut trop ouvert

b) Lithographie correcte des piliers

Figure II.31 : Exemples de compromis sur l'ouverture simultanée des piliers haut et bas.

Le dépôt du film métallique constitué de 250 Å de titane et de 250 Å d'or est réalisé par évaporation sous vide. La formation du tablier est obtenue par le dépôt de la résine 1400-27 commercialisée par Shipley avec un traitement au chlorobenzène pour établir le profil en casquette. La hauteur minimale mesurée sur le tablier est de l'ordre de 1.2 µm et permet des métallisations de l'ordre du micron. Néanmoins, le film métallique risque toujours de se « friper » lors du dépôt de la résine du tablier entraînant une difficulté supplémentaire pour l'alignement des motifs et l'adhésion des structures.

Cette métallisation constituée de 1000 Å de Titane et de 9000Å d'or est accomplie par évaporation sous vide. Elle est suivie du lift-off du métal dans un bain d'acétone. Il est nécessaire d'utiliser d'ultrasons pour assister la fracture du film métallique au niveau du tablier. Cette procédure entraîne souvent l'apparition de « lichettes » de métal sur le pourtour du pont à air. Si elles sont trop importantes, elles peuvent entrer en contact avec la zone n⁺ enterrée et générer un court-circuit des composants.

La figure II.32 montre des ponts à air élaborés par ce procédé. La première figure illustre un pont correctement défini dont la longueur avoisine les 20 µm. La seconde photographie présente le cas d'un composant comportant, sur le pourtour du tablier, des lichettes préjudiciables à son fonctionnement.

Cette technique de fabrication de ponts à air est valable et a abouti à des rendements acceptables pour des composants en configuration simple, même si la cassure du film lors du lift-off reste aléatoire. Cependant, le risque est trop grand pour une application à des configurations de composants en série. En effet, la proximité des anodes (de l'ordre de 4 µm) est incompatible avec la présence de lichettes autour du pont à air entraînant indubitablement un court-circuit de la structure. Des solutions ont été apportées dans la littérature pour contourner ce phénomène de lichettes. Par exemple, il est possible de venir graver le film métallique après ouverture de la résine du tablier [19]. Cette solution n'évite cependant pas les problèmes d'adhésion du film sur la résine.

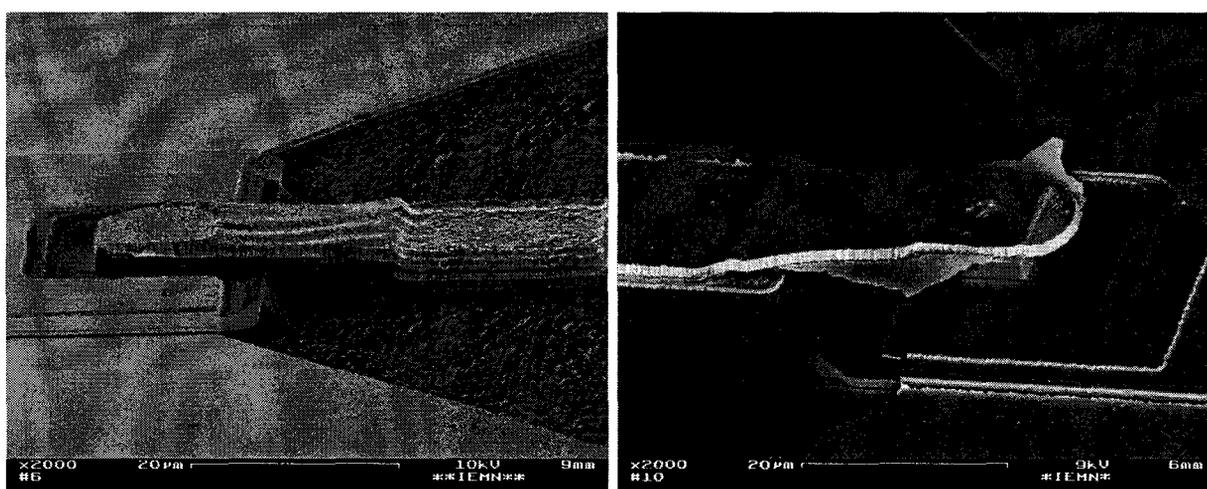


Figure II.32 : Pont à air effectué par évaporation sous vide. Mise en évidence du problème des lichettes.

II.3.2.f.ii.2. Sans film intermédiaire – Techniques de pyrolyse.

Nous avons pu constater que les principaux problèmes des procédés de fabrication de ponts à air étaient liés à la présence du film intermédiaire métallique. L'idée est donc de s'en affranchir. Pour cela, nous devons trouver un moyen de différencier les deux résines optiques nécessaires à la réalisation du pont. Les techniques de pyrolyse des résines semblent apporter des solutions technologiques acceptables sans remettre en cause le procédé de fabrication existant.

◆ Principe de la pyrolyse.

La pyrolyse consiste à effectuer un recuit thermique de la résine, à haute température, qui a pour conséquence de la rendre insensible aux différents solvants habituels comme l'acétone ou les solvants présents dans les résines. Ainsi, il est possible de déposer une résine optique sur une résine de même nature au préalable pyrolysée. Ce procédé a été démontré sur la résine optique OCG OiR 897-li de Olin Ciba Geigy par Porkolab [20] [21] et a permis de réaliser ainsi des ponts à air de 2 μm de hauteur. Le principe consiste à chauffer la résine au-delà de sa température caractéristique T_g pendant plusieurs minutes. Dès lors, le polymère devient amorphe et ses propriétés physico-chimiques sont fondamentalement transformées. En plus de son insensibilité aux solvants, la pyrolyse induit un fluage de la résine ayant pour effet d'adoucir les profils et de rendre favorable une métallisation du pont par évaporation. Enfin, une façon efficace d'éliminer cette résine pyrolysée consiste à effectuer un plasma d'oxygène. Ces réalisations n'ont pas été effectuées sur des composants. Nous avons par conséquent étendu l'étude de ce procédé à la réalisation de diodes HBV à l'aide de la résine AZ 5214.

◆ Etude de la pyrolyse de la résine optique AZ5214 de Hoescht.

Les essais ont été effectués sur des motifs d'échelle de résistance en faisant varier la température du recuit puis en étudiant le profil associé à chaque pyrolyse. Ainsi, la figure II.33 montre le profil de résine avant et après un recuit à 220 °C pendant 5 minutes. Nous constatons une variation significative de la morphologie de la surface de la résine tout en conservant les dimensions initiales quelle que soit la largeur du motif. Ainsi, les profils de résine à proximité des bords des motifs sont considérablement adoucis (fluage). D'autres essais ont montré qu'en maintenant la durée du recuit à 5 minutes, les effets de la pyrolyse étaient effectifs à partir de 170 °C. Cette température constitue un seuil pour le phénomène de fluage mais des phénomènes de miscibilité inter-résine et de transformation à l'acétone ont néanmoins été observés (l'insensibilité de la résine est jugée selon l'incapacité de l'acétone à modifier la définition des motifs).

- ◆ Application de la pyrolyse pour la fabrication d'un pont à air.

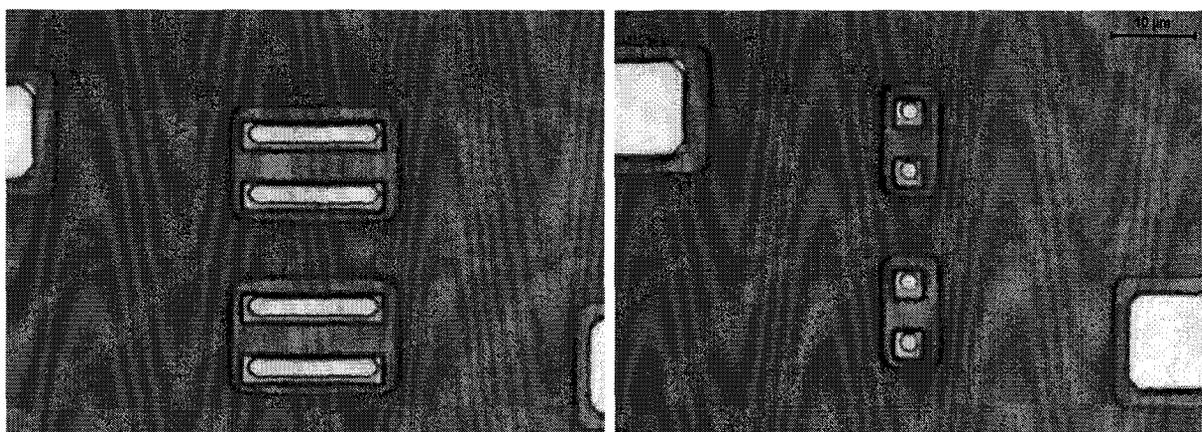
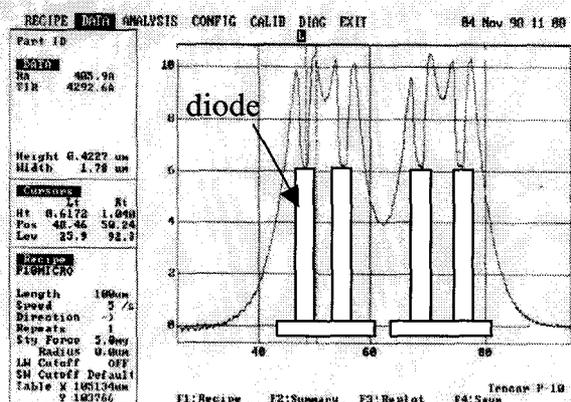


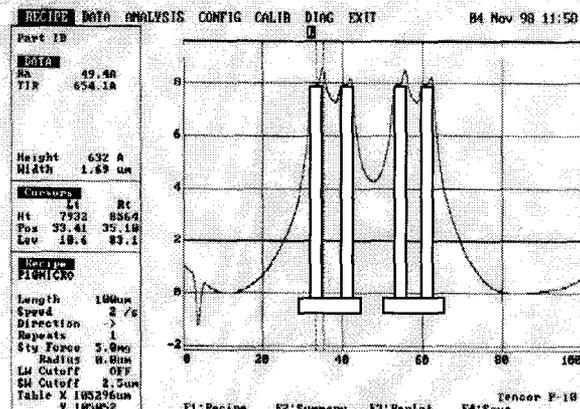
Figure II.34 : Vues d'ouvertures de piliers dans la résine AZ5214 sur des composants de dimensions $3 \times 16 \mu\text{m}^2$ et $3 \times 3 \mu\text{m}^2$

Dans les conditions de réalisation d'un composant, la première étape consiste à définir les piliers du pont à air. Ces paramètres sont totalement similaires à ceux concernant le pont électrolytique. La figure II.34 montre une vue des ouvertures des piliers pour différentes configurations de composants issues du masque QUAD. Cette étape de photolithographie est satisfaisante car elle nous a permis d'ouvrir convenablement des piliers de $2 \times 2 \mu\text{m}^2$. Nous réalisons alors la pyrolyse des motifs de résine. Les figures II.35.a et II.35.b donnent un aperçu des profils de résine avant et après la pyrolyse. Ces figures illustrent un aspect qualitatif du profil, étant donné les très faibles dimensions mises en jeu. En comparant ces deux figures, nous observons une légère diminution de l'épaisseur de résine. Ce phénomène n'est pas limitatif car il subsiste toujours suffisamment de résine pour définir les piliers des composants. A ce stade, un contrôle au microscope optique et au MEB est réalisé afin de s'assurer de l'ouverture des motifs.

La figure II.36 présente un relevé du profil de la résine inférieure dans le sens longitudinal. Nous remarquons un adoucissement effectif du profil de résine permettant ainsi un dépôt métallique plus favorable. De plus, les dimensions des plus petits composants ($2 \times 2 \mu\text{m}^2$) sont conservées systématiquement après traitement thermique.

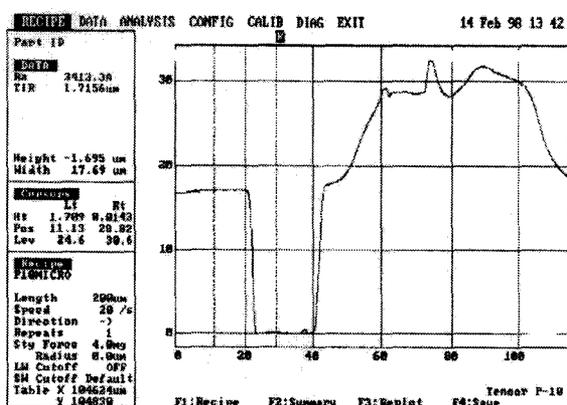


a) avant pyrolysis

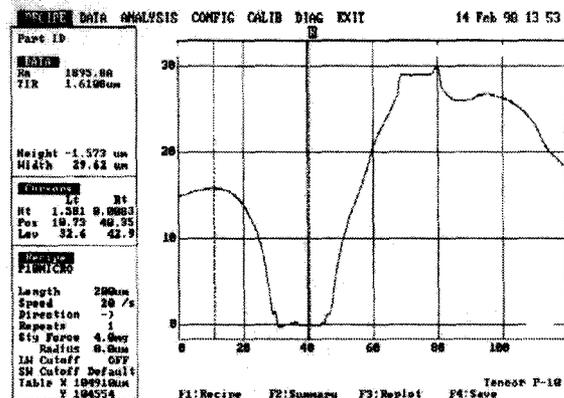


b) après pyrolysis

Figure II.35 : Influence de la pyrolysis sur le profil des ouvertures de piliers pour une configuration intégrant 4 diodes (huit barrières).



a) avant pyrolysis



b) après pyrolysis

Figure II.36 : Influence de la pyrolysis sur le profil du tablier d'une configuration coplanaire.

L'étape suivante consiste à former le tablier du pont à air. Nous utilisons la résine Shipley 1400-27 traitée au chlorobenzène pour établir le profil en casquette. Après révélation, nous pouvons observer, sur la figure II.37, le moule formé par la résine pyrolysée et la résine du tablier. Cet essai sur un motif de pont du masque coplanaire montre la compatibilité des deux résines optiques et l'obtention d'une structure tridimensionnelle sans film intermédiaire. Cette propriété est encore vérifiée sur les vues optiques de la figure II.38 où nous distinguons parfaitement le moule de résine réussi sur des composants de faibles dimensions.

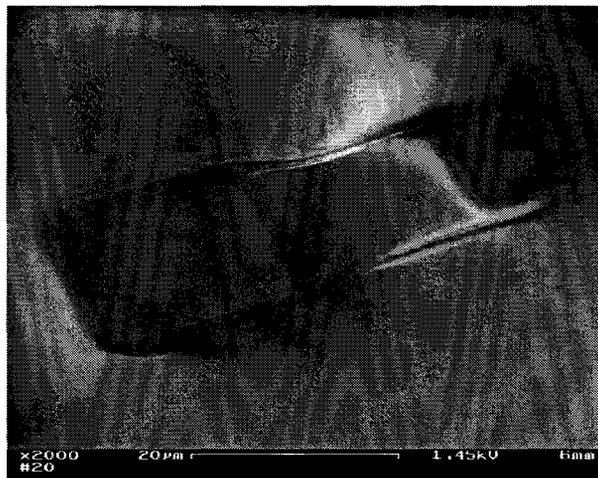


Figure II.37 : Configuration du moule de résine formé par la résine inférieure et la résine supérieure.

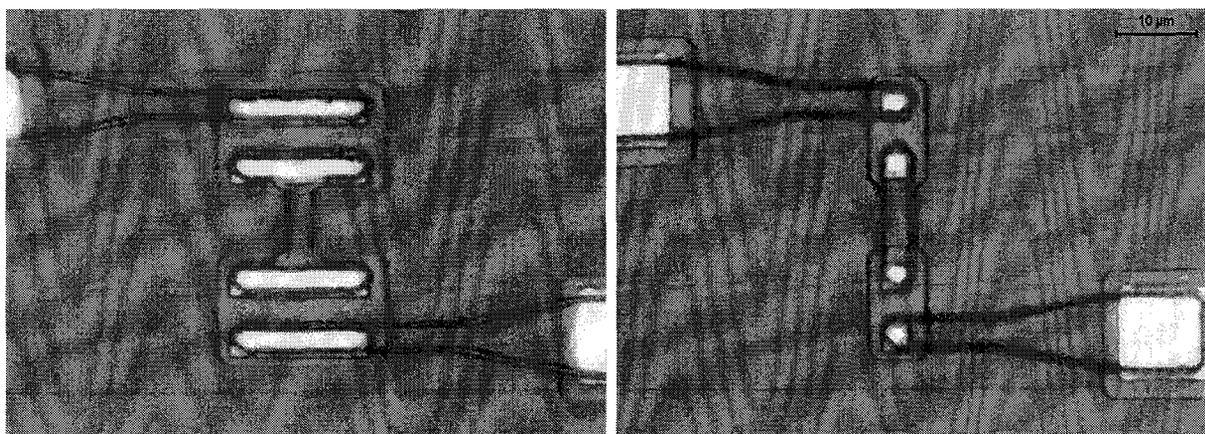


Figure II.38 : Vues optiques du moule de résine établi sur les motifs du masque QUAD.
Le pourtour en surbrillance du tablier correspond au profil en casquette de la résine supérieure.

L'évaporation de la séquence métallique et le lift-off de la structure dans l'acétone sont alors réalisés. Le lift-off ne nécessite pas l'utilisation d'ultrasons et préserve ainsi l'intégrité des composants. Durant cette étape, l'acétone vient dissoudre la résine supérieure supportant la métallisation et laisse la résine pyrolysée intacte. Le retrait de cette résine s'effectue grâce à un plasma d'oxygène dont les paramètres ont été fixés comme suit :

Flux : 50 sccm
Puissance : 100 W
Tension : 460 V
Pression : 300 mTorr

Au bout de 20 minutes, la résine pyrolysée apparente est totalement éliminée. Néanmoins, il subsiste encore de la résine sous les tabliers des ponts. Pour enlever le reste de cette résine, nous avons ajouté une étape supplémentaire de plasma d'oxygène, ainsi qu'un bain de Remover 1165 commercialisé par Shipley dont les paramètres ont été ajustés comme suit :

- ☑ Plasma O₂ pendant 40 min.
- ☑ Remover 1165 chauffé à 100 °C pendant 1 heure.

◆ Résultats de la pyrolyse.

Sur les figures II.39.a et II.39.b, nous montrons les différents composants obtenus après retrait total de la résine. Les épaisseurs de métallisation sont de l'ordre de 1 µm. Ces résultats ont montré un rendement très élevé associé à ce procédé. Cette technologie a été menée avec succès pour l'ensemble des jeux de masques dédiés à la fabrication des diodes HBV. Nous constatons également la réussite de l'intégration de quatre composants par l'intermédiaire de trois ponts à air. Ce procédé se révèle, par conséquent, très souple dans la conception et la réalisation de structures d'interconnexions tridimensionnelles.

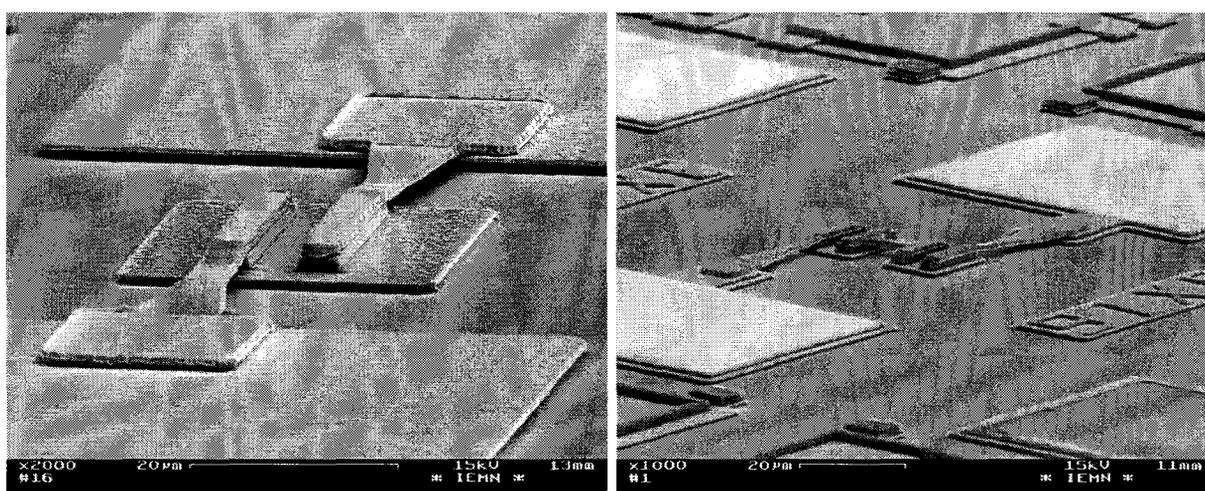


Figure II.39.a : Vues des composants après lift-off du métal.

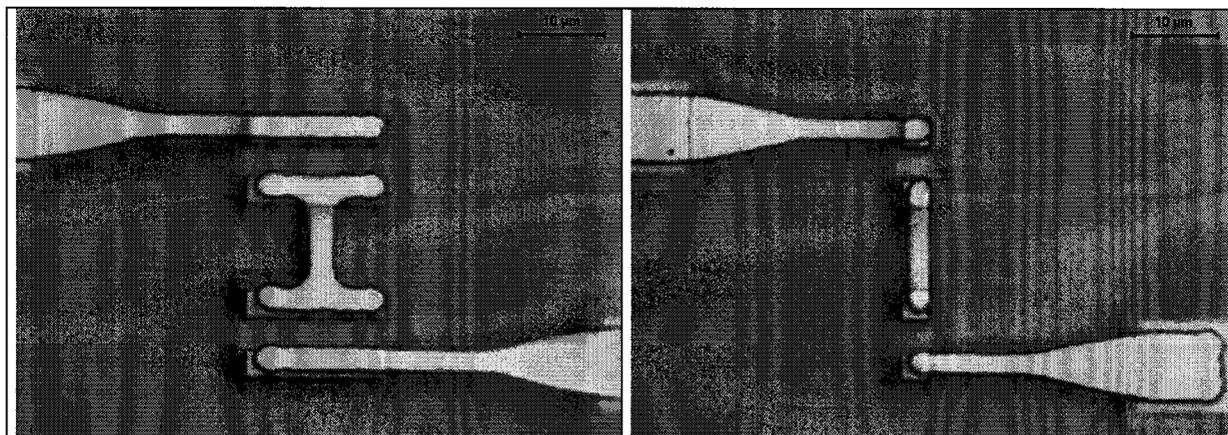


Figure II.39.b : Vues optiques des ponts à air longitudinaux et transverses du masque QUAD.

II.3.2.g. Amincissement et découpe des échantillons.

Ces étapes de découpe et d'amincissement ne sont nécessaires que pour les diodes destinées à être montées en cellule de multiplication. Elles permettent la mise aux dimensions des composants aux cotes requises par la structure du bloc multiplicateur. Ainsi, les dimensions latérales seront fixées à 220 μm et à 100 μm , alors qu'un amincissement minimum de 100 μm sera nécessaire.

La première étape consiste à effectuer une prédécoupe superficielle de l'échantillon sur la face avant. Ensuite, nous sommes amenés à amincir le substrat à l'épaisseur désirée, puis enfin à effectuer le clivage pour obtenir un composant discret.

Plusieurs méthodes ont été envisagées pour réaliser l'étape de prédécoupe. La première, utilisant des voies chimiques, consiste à graver l'InP en surface pour délimiter la zone utile des composants à l'aide d'une solution d'acide chlorhydrique. Elle nécessite, par conséquent, la protection des diodes par un masque de résine. Les phénomènes de sous gravure se sont trouvés accentués par une adhésion médiocre de la résine sur le semi-conducteur, notamment due à la topologie du composant. La gravure a dû être interrompue et une profondeur maximale de 4 μm a pu seulement être atteinte. Cette profondeur s'est révélée insuffisante pour un clivage efficace des composants. Une autre méthode consiste à utiliser la gravure sèche méthane/argon/hydrogène pour réaliser cette prédécoupe. Les profondeurs atteintes par ce procédé de gravure n'ont pas dépassé 3 μm . De plus, la résine masquant les diodes s'avère extrêmement difficile à enlever en raison de la durée excessive de la gravure qui modifie la nature de la résine. Finalement, nous avons opté pour une prédécoupe par voie mécanique. En effet, nous disposons dans notre laboratoire d'un appareillage capable de découper des matériaux semi-conducteurs sur de faibles dimensions. Il est équipé d'une lame diamant permettant de réaliser des traits de découpe d'une largeur minimale de 50 μm . Néanmoins, si la découpe du GaAs et du silicium semble être satisfaisante, celle de l'InP reste délicate. En effet, l'InP est un matériau extrêmement fragile et les traits de découpe effectués

par la lame engendrent des amorces de clivage dans différentes directions du cristal préjudiciables pour l'échantillon. Cependant, cette méthode se révèle relativement fiable si la profondeur de découpe reste de l'ordre d'une dizaine de microns. En outre, le positionnement de la lame qui est de l'ordre de quelques microns permet un dimensionnement précis de l'échantillon final comme l'illustre la figure II.40. Nous pouvons également remarquer quelques éclats d'InP sur les bords de chaque tranchée. Néanmoins, les zones sensibles des composants ont été préservées lors de cette procédure.

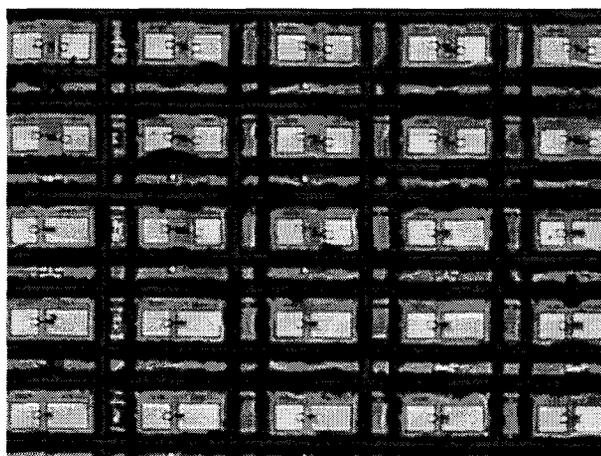


Figure II.40 : Vue de la prédécoupe superficielle de l'échantillon.

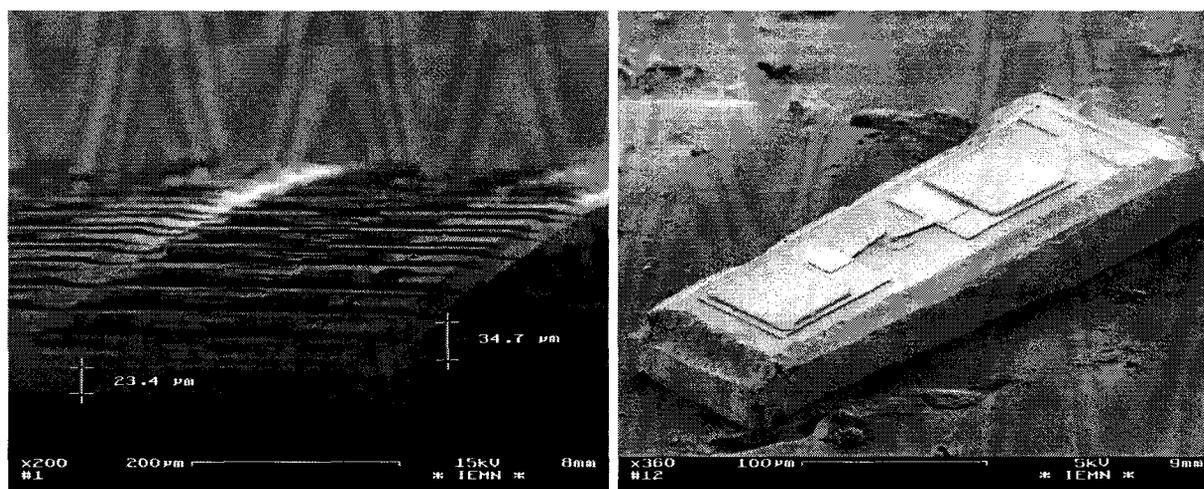
La seconde étape consiste à amincir le substrat d'InP à l'aide d'une solution d'acide chlorhydrique. Nous présentons, dans le tableau II.41, différentes concentrations de cette solution ainsi que les vitesses d'attaque associées, à température ambiante. Les amincissements devant être d'environ 100 μm , et compte tenu de l'épaisseur initiale du substrat (environ 400 μm), il est nécessaire d'utiliser une solution d'attaque relativement rapide et homogène. Nous avons, par conséquent, choisi la concentration d'acide chlorhydrique suivante : $\text{HCl}:5/\text{H}_2\text{O}:1$ permettant une vitesse de gravure de l'ordre de 8 $\mu\text{m}/\text{min}$ [22].

Dans un premier temps, les composants sont protégés à l'aide d'une résine photosensible de type AZ5214 déposée sur une épaisseur de plusieurs microns. Nous reportons ensuite l'échantillon sur un substrat hôte afin de faciliter les manipulations durant l'amincissement. D'un point de vue pratique, le matériau hôte est un substrat de Silicium inerte à l'attaque sur lequel l'échantillon est collé à l'aide de cire. Une mesure au comparateur en divers points de l'échantillon permet d'étalonner l'épaisseur initiale. A température ambiante, une première attaque permet de rendre compte de la cinétique de la gravure. Ensuite, plusieurs contrôles sont effectués afin d'obtenir l'épaisseur souhaitée. Une étape délicate consiste au décollage de l'échantillon qui est réalisé à l'aide de trichloréthylène régulé à 80 °C. Cette étape est suivie d'un rinçage et d'un dérésinage à l'acétone puis à l'alcool.

CONCENTRATION HCl:H ₂ O	VITESSE DE GRAVURE VERTICALE (μm/min)
10:1	14
5:1	8
5:2	5
5:3	2.5
5:5	~ 0

Tableau II.41 : Etalonnage de la vitesse de gravure de la solution HCl/H₂O.

Lors de notre étude, plusieurs amincissements ont été réalisés et des épaisseurs minimales de 35 μm ont pu être atteintes. La manipulation d'un tel échantillon est très délicate. En effet, compte tenu du rapport d'aspect entre la surface (quelques centimètres carrés) et l'épaisseur (quelques dizaines de micromètres), l'ensemble de la structure est fragilisée causant une baisse du rendement final du procédé de fabrication. Enfin, les composants ainsi amincis, peuvent être clivés individuellement. La figure II.42 présente des diodes HBV prédécoupées et amincies à 35 μm.



a)

b)

Figure II.42 : Vues des composants amincis à 35 μm.

La figure II.42.a permet de rendre compte du rapport d'aspect important de l'échantillon une fois aminci, ainsi que de la qualité du clivage par la prédécoupe face avant. La figure II.42.b illustre un composant final en configuration double pont prêt à être monté en cellule de multiplication.

Ces techniques se révèlent peu fiables et en font de ce fait les étapes critiques du procédé de fabrication des HBV. A moyen terme, il semble que la résolution des problèmes liés à la prédécoupe chimique des composants, ainsi que l'acquisition d'un système automatisé d'amincissement permette d'augmenter considérablement le rendement final du procédé.

II.4. Conclusion.

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes techniques utilisées pour la fabrication des HBV. Elles mettent en œuvre les technologies avancées de la micro-électronique telles que la gravure ionique réactive ou la lithographie électronique. Cette technologie a été réalisée sur trois configurations de composants. Les premières sont des motifs de test de type petit signal (motifs coaxiaux et motifs coplanaires) alors que la dernière a été spécialement conçue pour la caractérisation en cellule de multiplication. Ainsi, deux jeux de masques ont été créés intégrant des motifs de type micro-ruban. Cela nous a amené à développer et fiabiliser toute les étapes technologiques notamment grâce à une observation systématique au Microscope Electronique à Balayage. Nous avons pu réaliser une intégration tridimensionnelle en associant quatre diodes au sein du même composant. Cette technologie a nécessité le développement de techniques de moulage à base de résines optiques afin d'interconnecter les différents éléments entre eux. Nous avons pu ainsi étudier l'influence de la pyrolyse des résines tant au niveau des profils que de l'interaction susceptible d'intervenir lors de la superposition de deux résines de nature identique. Nous avons du aborder les techniques de micro-usinage volumique et surfacique afin de réaliser l'amincissement et la découpe des échantillons. Ce chapitre a également montré la souplesse et la reproductibilité de l'ensemble de ces techniques qui peuvent être étendues à la réalisation de nouvelles architectures basées sur des technologies similaires, telles les lignes de transmission non linéaires (NLTL).

Dans le chapitre suivant, nous nous attacherons à la caractérisation petit signal des motifs de test coaxiaux et coplanaires afin d'estimer la qualité de la couche épitaxiale et les paramètres extrinsèques rapportés par l'environnement du composant. Nous étudierons également l'influence de la géométrie du composant sur les phénomènes thermiques engendrés lors des transferts de puissance.

II.5. Bibliographie.

- [1] T.C Shen, G.B Gao and H. Morkoç
"Recent developments in ohmic contacts for III-V compound semiconductors"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B10, n°5, Sept/Oct 1992, p2113-2132.
- [2] C. Lin and C.P Lee
"Comparison of Au/Ni/Ge, Au/Pd/Ge, and Au/Pt/Ge Ohmic contacts to n-type GaAs"
Journal of Applied Physics
Vol 67, n°1, Jan 1990, p260-263.
- [3] W.L Chen, J.C Cowles, G.I Haddad, G.O Munns, K.W Eisenbeiser and J.R East.
"Ohmic contact study for quantum effect transistors and heterojunction bipolar transistors with InGaAs contact layers"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B10, n°6, Nov/Dec 1992, p2354-2360.
- [4] J. Stake
« Planar Heterostructure Barrier Varactor diodes for millimetre wave applications »
Thesis - Chalmers University of Technology
1999
- [5] E. Leduc
"Optimisation des contacts ohmiques sur GaAs et GaInAs en vue d'améliorer les performances des transistors TEGFET AlInAs/GaInAs sur substrat InP"
Rapport de stage de DEA – Université de Lille - Juillet 1994.
- [6] D. Malfoy
"Optimisation et mise au point de nouvelles technologies appliquées à la réalisation de composants de puissance et de circuits intégrés micro ondes"
Mémoire du CNAM – Mars 1990.
- [7] R. Williams
"Modern GaAs processing methods"
Artech House – 1990.
- [8] K.Y Hu et R.C Compton
"Fabrication of overpass microstructures in GaAs using isotropic reactive ion etching"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B10, n°6, Nov/Dec 1992, p2486-2487.

- [9] R.R LaPierre, B.J Robinson and D.A Thompson
"Role of atomic Hydrogen in Argon plasma-assisted epitaxy of InGaAsP/InP"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B15, n°5, Sept/Oct 1997, p1707-1714.
- [10] H.E.G Arnot, R.W Glew, G. Schiavini, L.J Rigby and A. Piccirillo
"Selective etching of InGaAsP over AlInAs using CH₄/H₂ reactive ion etching"
Applied Physics Letters
Vol 62, n°24, June 1993, p3169-3191.
- [11] J.E Schramm, E.L Hu, J. Merz, J.J Brown, M.A Melendes, M.A Thompson and A.S Brown
"Highly selective reactive ion etching ion etch process for InP-based device fabrication using methane/hydrogen/argon"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B11, n°6, Nov/Dec 1993, p2280-2283.
- [12] J.E Schramm, D.I Babic, E.L Hu, J.E Bowers, and J.L Merz
"Fabrication of high aspect ratio In-P based vertical-cavity laser mirrors using CH₄/H₂/O₂/Ar reactive ion etching"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B15, n°6, Nov/Dec 1997, p2031-2036.
- [13] O. Dupuis.
"Technologies et caractérisation hautes fréquences de composants III-V à effet tunnel résonnant"
Thèse de l'université de Lille 1.
Octobre 1999.
- [14] N. Samoto, Y. Makino, K. Onda, E. Mizuki and T. Itoh
"A novel electron-beam exposure technique for 0.1 μm T-shaped gate fabrication"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B8, n°6, Nov/Dec 1990, p1335-1338.
- [15] M.E Sherwin, R. Corless and J.R Wendt
"Submicron, footprint, airbridges defined by electron beam lithography"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B11, n°2, Mar/Apr 1993, p339-340.

- [16] R.E Muller, S.C Martin, R.P Smith, S.A Allen, M. Reddy, U. Bhattacharya and M.J.W Rodwell
" Electron beam lithography for the fabrication of air-bridged, submicron Schottky collectors"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B12, n°6, Nov/Dec 1994, p3668-3672.
- [17] E. Lheurette.
"Fabrication de composants non linéaires à hétérostructures pour les longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques"
Thèse de l'université de Lille 1.
Décembre 1996.
- [18] S. Boret.
"Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusqu'à 110 GHz"
Thèse de l'université de Lille 1.
Septembre 1999.
- [19] P. Marsh, D. Pavlidis and Kyushik Hong.
"InGaAs Schottky contacts made by in situ plated and evaporated Pt-An analysis based on DC and Noise characteristics"
IEEE Transactions on Electron Devices
Vol 45, n°2, February 1998, p349-360.
- [20] G.A Porkolab, Y.J Chen, S.A Tabatabaei, S Agarwala, F.G Johnson, O. King, R.E Frizzel, W.T Beard and D.R Stone.
"Air-bridges, air-ramps, planarization, and encapsulation using pyrolitic photoresist in the fabrication of three-dimensional microstructures"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B15, n°6, Nov/Dec 1997, p1961-1965.
- [21] G.A Porkolab, S.H Hsu, J.V Hryniewicz, W. Lin, Y.J Chen, S. Agarwala, F.G Johnson, O. King, M. Dagenais and D.R Stone
"Etch-mask of pyrolitic thin-film for self-aligned fabrication of smooth and deep faceted three-dimensionnal microstructures"
Journal of Vacuum Science and Technology.
Vol B14, No 6, Nov/Dec 1996, p3650-3653.
- [22] X. Mélique.
"Micro-usinage volumique et surfacique du système de matériaux GaInAs/InP"
Rapport de stage de DEA – Université de Lille 1.
Juillet 1995.

CHAPITRE III :

***CARACTÉRISATION ET ETUDE
THERMIQUE DES STRUCTURES***

III. Caractérisation et étude thermique des structures.

Ce troisième chapitre a pour objectif premier d'aborder la caractérisation aussi bien statique qu'hyperfréquence des diodes à hétérostructures précédemment fabriquées. Celle-ci est nécessaire car elle permet de mettre en évidence le comportement fortement non linéaire de ces composants et de prédire leur aptitude à être utilisés en multiplication de fréquence. Dans un premier temps, nous devons étudier la conductance en fonction de la tension afin de vérifier le caractère bloquant de l'hétérostructure. Il sera également utile d'établir l'influence résultante de la mise en série des structures tant au niveau épitaxial qu'au niveau technologique. En outre, il apparaît primordial de pouvoir décrire de façon extrêmement précise la relation capacité-tension régissant ces diodes. Ces dernières mesures sont réalisées en régime petit signal, c'est à dire pour des excursions alternatives de très faibles amplitudes autour du point de polarisation, grâce à un analyseur de réseau. Il convient de s'assurer que cette caractéristique est invariante dans une large gamme de fréquences, tout du moins jusqu'à la fréquence de pompe. Ces données seront le point d'entrée pour les simulations d'équilibrage harmonique mises en œuvre dans le dernier chapitre et ayant pour but d'optimiser les structures dans un régime grand signal.

En premier lieu, nous déterminons, les éléments intrinsèques à l'aide de mesures d'impédance jusqu'à 110 GHz grâce à la technologie coaxiale précédemment décrite. Cette étude nous permet de montrer la contribution prépondérante de la « spreading resistance » à la résistance série. Elle nous permet également de montrer la conservation de la modulation de capacité à des fréquences supérieures à 80 GHz.

En second lieu, nous établissons le schéma équivalent petit signal dans une configuration de type coplanaire. Cette analyse permet l'évaluation des paramètres extrinsèques ramenés par les éléments de connexion de la structure. Une étude en fonction de la surface des composants et en fonction de la tension est proposée et mène à une méthode d'extraction de l'ensemble de ces paramètres. Une évaluation des fréquences de coupure est proposée sur la base de ce schéma équivalent nous renseignant sur l'aptitude de la diode à multiplier à très haute fréquence.

Le second objectif de ce chapitre est d'étudier d'un point de vue thermique le comportement du composant. En effet, lors de son utilisation en tripleur, la diode subit des transferts non négligeables de puissance. Le bilan de ces transferts montre qu'il existe une puissance non convertie qui doit être dissipée par effet thermique. Cette dissipation mène à une élévation de température au sein même de la zone active pouvant aboutir à une dégradation des propriétés électriques du composant. Nous recherchons dans un premier temps à calculer les différentes contributions à la résistance thermique totale. Dans ce but, nous établissons un schéma équivalent thermique que nous pourrions traiter simplement grâce aux lois de Kirchoff pour déterminer la température de l'hétérostructure.

Enfin, nous quantifions l'influence d'une élévation de température sur les performances globales du composant en régime grand signal.

III.1. Caractérisation.

III.1.1. Détermination des éléments intrinsèques.

Les motifs de test pour déterminer les éléments intrinsèques de la diode sont issus de la technologie coaxiale décrite dans le précédent chapitre. Ce type de motif nous permet de réaliser des caractérisations aussi bien statiques qu'hyperfréquences. De plus, il nous permet d'obtenir une évaluation directe des éléments intrinsèques sans méthode d'extraction. En effet, les surfaces d'anode étant relativement élevées, les éléments parasites ou extrinsèques deviennent négligeables devant les grandeurs caractéristiques intrinsèques du composant. La figure III.1 montre les éléments constituant le schéma équivalent proposé. Il comprend deux composantes non linéaires, la conductance et la capacité, ainsi qu'une composante supposée linéaire, la résistance série. La conductance sera estimée par des mesures statiques tandis que la capacité et la résistance série seront déterminées par des mesures hyperfréquences. Des mesures d'échelle de résistance (TLM) seront également menées pour caractériser les résistances de contact et carrée de nos composants.

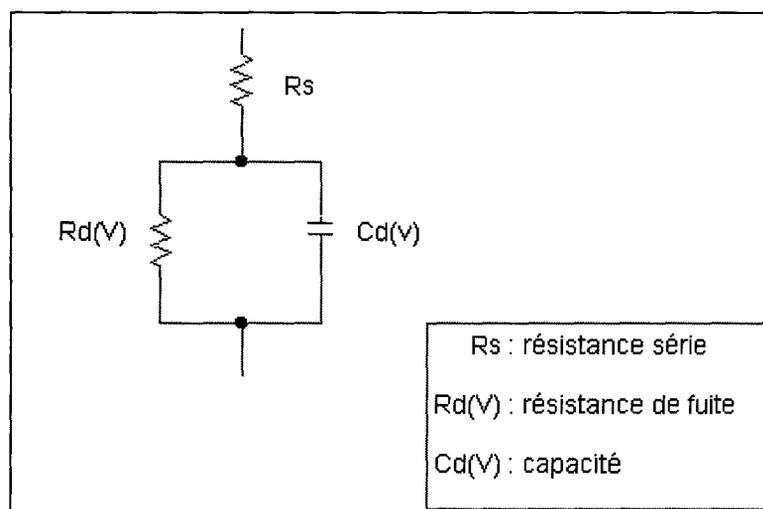


Figure III.1 : Schéma équivalent petit signal des HBV en configuration coaxiale.

III.1.1.a. Mesures statiques : détermination de la conductance.

Par la suite, la caractérisation est effectuée essentiellement sur des épitaxies comportant un empilement de deux hétérostructures élémentaires (DHBV). Cependant, en préambule, il semble utile de comparer les caractéristiques courant/tension I-V d'une structure simple

SHBV et d'une structure empilée DHBV[1]. Sur la figure III.2, nous reportons les résultats obtenus sur des diodes de section identique ($S=1256 \mu\text{m}^2$).

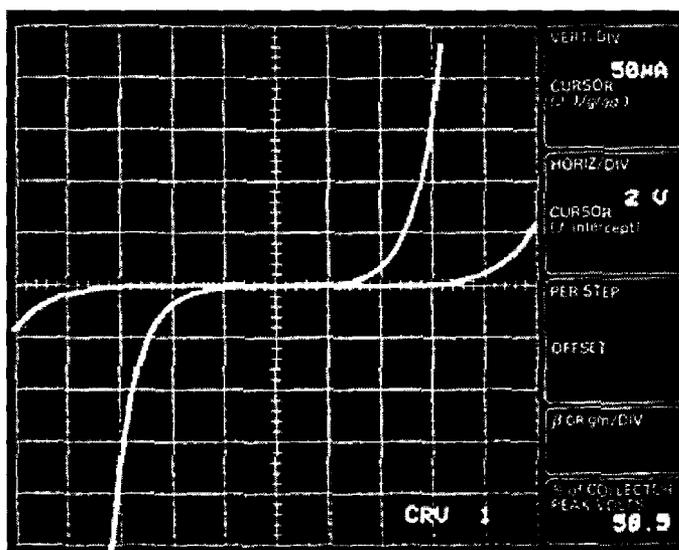
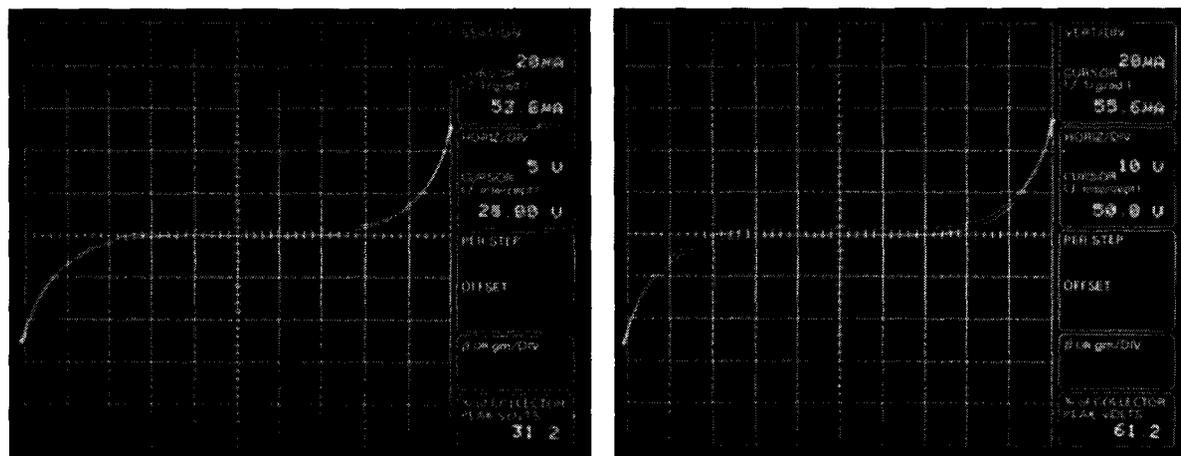


Figure III.2 : Caractéristiques de conduction d'une diode SHBV et DHBV.

Nous constatons que la tension de seuil à la conduction d'une structure DHBV, référencée pour un niveau de densité de courant de 10 A/cm^2 , est égale à 12 V . Cette valeur est, comme attendue, deux fois plus élevée que celle présentée par une structure SHBV. Il semble, par conséquent, que la tenue en tension des composants puisse être augmentée de manière significative en empilant par épitaxie des hétérostructures simples. De façon pratique, il devient délicat de faire croître des matériaux en accord de maille sur InP pour des épaisseurs de plusieurs microns. En conséquence, nous nous limiterons à l'empilement de deux structures. Sur la figure III.2, nous pouvons noter que les caractéristiques sont très symétriques attestant d'une très grande maîtrise des interfaces directe et inverse. De plus, la valeur de la densité de courant est extrêmement faible mettant en évidence le caractère bloquant de la HBV. Précisons que des niveaux de courant de fuite beaucoup plus importants ont été publiés [2] pour des structures sur GaAs.

Cette tenue en tension peut également être augmentée par l'association technologique de DHBV. Ainsi, sur la figure III.3, nous présentons les résultats obtenus sur des diodes cette fois ci réalisées en technologie micro ruban de surface identique égale à $9 \mu\text{m}^2$. La première diode associe deux structures DHBV (quatre barrières) tandis que la seconde en associe quatre (soit huit barrières). Nous obtenons ainsi des tensions de seuil extrêmement importantes de l'ordre de 25 V pour le premier composant et de 50 V pour le second, tout en maintenant une densité de courant constante de l'ordre de 600 A/cm^2 . Les caractéristiques courant-tension sont ici parfaitement symétriques car la technologie employée dans ce cas aboutit à des topologies symétriques de composants.



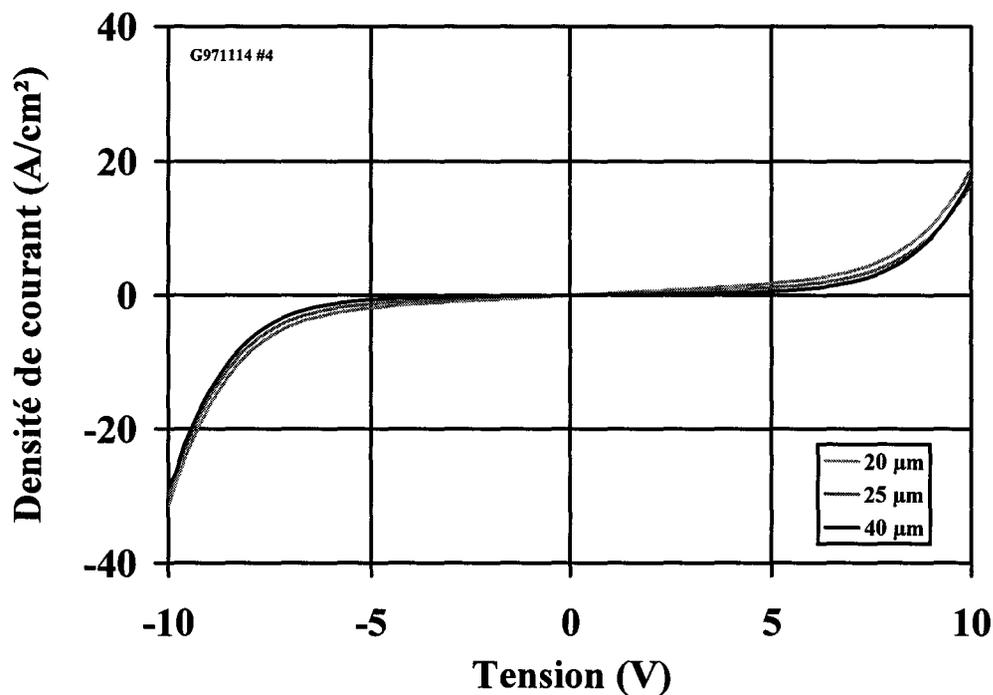
a) Intégration de 4 barrières.

b) Intégration de 8 barrières.

Figure III.3 : Caractéristiques courant-tension de HBV en configuration micro-ruban.

Nous pouvons également montrer que les densités de courant restent constantes quelle que soit la dimension des surfaces d'anode. Sur la figure III.4, nous reportons les caractéristiques I-V de composants DHBV dont les diamètres sont compris entre 20 et 40 μm . Pour une tension de seuil de 10 V, nous obtenons des densités de courant équivalentes extrêmement faibles de l'ordre de 40 A/cm^2 .

Sur une même couche épitaxiale, un changement d'échelle de la surface n'affecte pas les valeurs de courant normalisées. Cependant, d'épitaxie à épitaxie, des différences notables peuvent être induites tout en gardant des limites raisonnables

**Figure III.4 :** Caractéristiques de conduction en fonction de la dimension des Composants.

III.1.1.b. Caractéristique capacité-tension.

Les mesures de capacité sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel nous permettant d'obtenir la matrice de répartition [S]. Autour de 500 MHz, la partie imaginaire de l'admittance ne dépend que de la capacité de la diode. Par conséquent, il est extrêmement aisé d'extraire la valeur de la capacité intrinsèque à cette valeur de fréquence.

La figure III.5 montre la comparaison de la modulation de capacité en fonction de la tension entre une structure SHBV et une structure DHBV de même surface ($S=1256 \mu\text{m}^2$). Les valeurs de la capacité à l'équilibre sont égales à $2\text{fF}/\mu\text{m}^2$ pour la SHBV et de l'ordre de $1\text{fF}/\mu\text{m}^2$ pour la DHBV. Nous retrouvons un facteur 2 entre ces grandeurs comme pour les tensions de seuil mesurées précédemment conformément à la mise en série de deux diodes élémentaires. Un contraste de capacité invariant quelque soit le type de structure de l'ordre de 5:1 est, par ailleurs, obtenu. Rappelons qu'une parfaite symétrie ainsi que de forts contrastes en capacité sont nécessaires pour la réalisation d'un tripleur de fréquence. En effet, la symétrie de la caractéristique C-V conditionne la réjection des harmoniques pairs et le contraste en capacité élevé est primordial pour l'obtention de bons rendements de conversion. Notons également que les variations de capacité les plus marquées se font sur la plage de tension comprise entre -4 V et +4 V. En ce qui concerne la reproductibilité de ces résultats pour des épitaxies différentes, elle s'est révélée satisfaisante avec une sensibilité moindre en comparaison avec les caractéristiques de conduction.

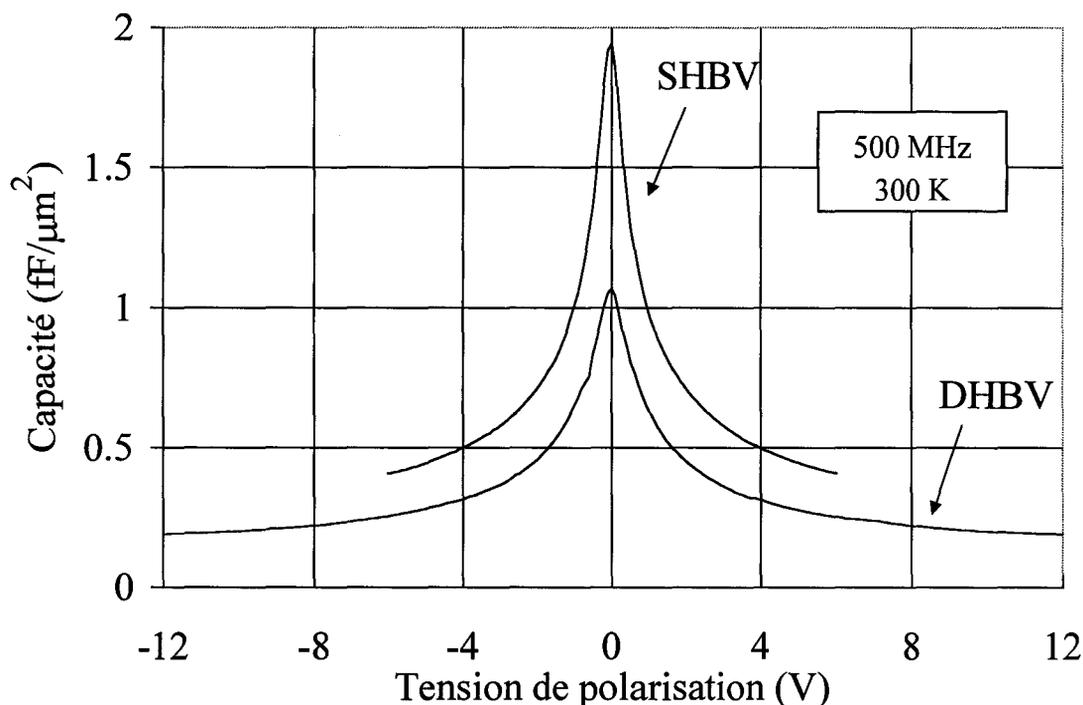


Figure III.5 : Caractéristiques capacité-tension de diodes SHBV et DHBV.

Nous pouvons également montrer l'invariance de la capacité normalisée par rapport à différentes surfaces d'anode. La figure III.6 indique les caractéristiques C-V pour des composants DHBV dont le diamètre est compris entre 20 et 40 μm . Nous constatons que les diodes possèdent toutes une capacité à l'équilibre identique de l'ordre de 1 $\text{fF}/\mu\text{m}^2$. Le contraste en capacité, de l'ordre de 6:1, est lui même également conservé.

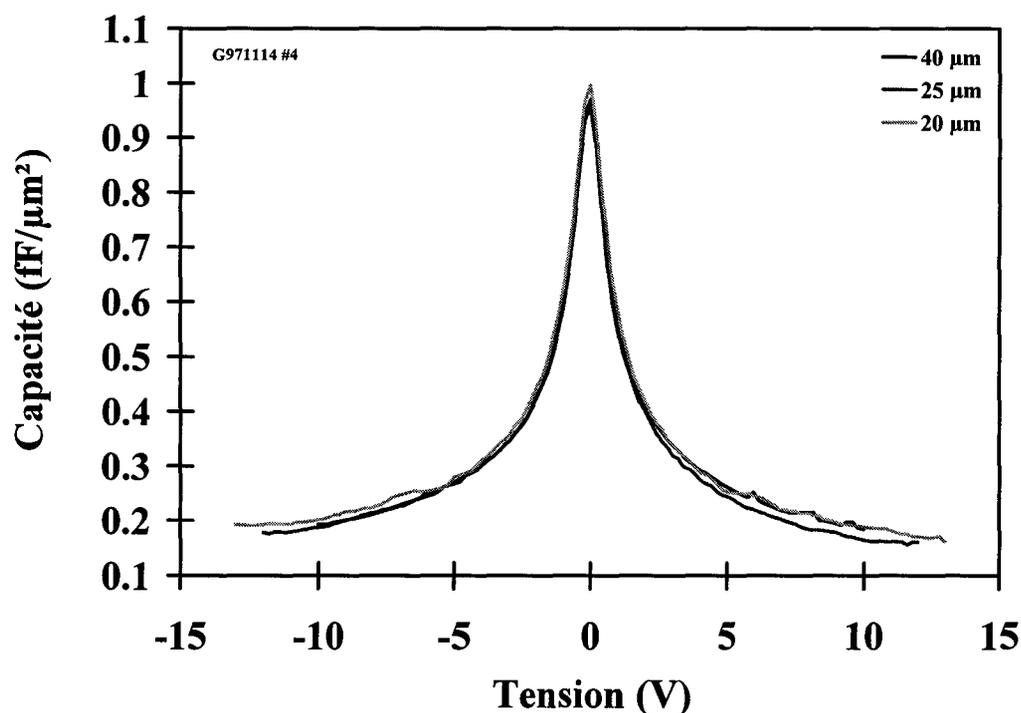


Figure III.6 : Caractéristiques de modulation de capacité en fonction du diamètre des composants.

Ces propriétés montrent la souplesse d'association et d'architecture des structures. En effet, ces mesures réalisées sur des composants de sections importantes pourront être extrapolées, en première approximation, pour déterminer les éléments intrinsèques de diodes de plus petites dimensions mais également de composants associant plusieurs structures.

La figure III.7 montre la comparaison entre la mesure de la capacité intrinsèque à 500 MHz et à 85 GHz d'un composant DHBV de section 491 μm^2 . L'extraction de la capacité à cette fréquence nécessite l'estimation de la résistance série qui fera l'objet du paragraphe suivant. Nous constatons que les évolutions de la capacité en fonction de la tension de polarisation sont tout à fait identiques pour les fréquences 500 MHz et 85 GHz. Ceci démontre principalement que les effets de modulation sont relativement purs sans implication d'états de piège ou d'impuretés non contrôlées. Cependant, ces caractérisations petit signal n'augurent en rien du comportement d'une diode DHBV sous excitation grand signal. En effet, les valeurs de courant de déplacement proportionnel à la fréquence et à l'amplitude du signal primaire ne sont pas suffisamment importantes pour que l'on soit confronté à des effets liés à la vitesse de saturation des porteurs. [3]

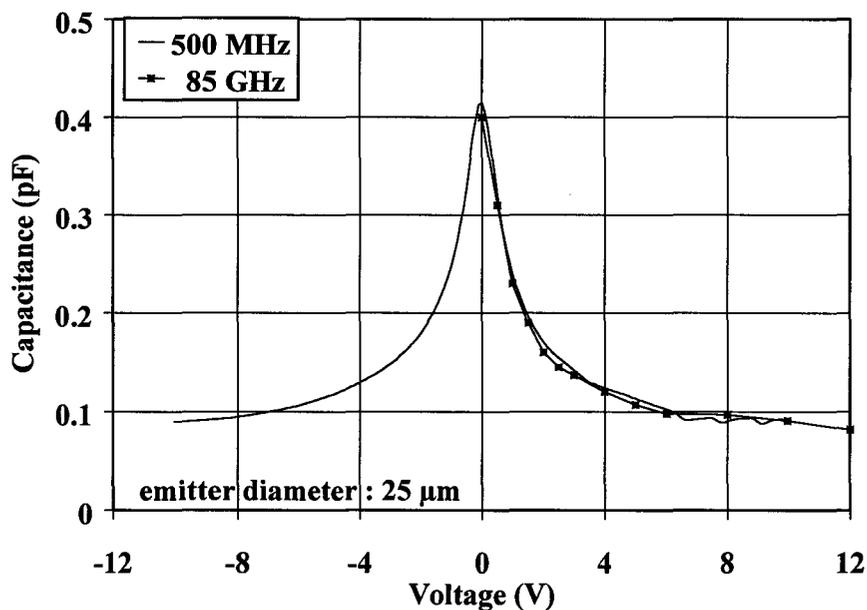


Figure III.7 : Evolution de la capacité à 500 MHz et à 85 GHz.

Les caractérisations de la capacité peuvent être également exploitées pour déterminer le niveau de dopage des zones de modulation en GaInAs. Comme pour des composants Schottky, l'étude de la dérivée de la relation $1/C^2$ en fonction de la tension de polarisation permet d'obtenir le dopage Nd. La figure III.8 illustre ce point. Nous avons pu vérifier que le niveau de dopage des zones d'espaceur situées en amont et en aval de la barrière est bien de l'ordre de 1.10^{17} at/cm³.

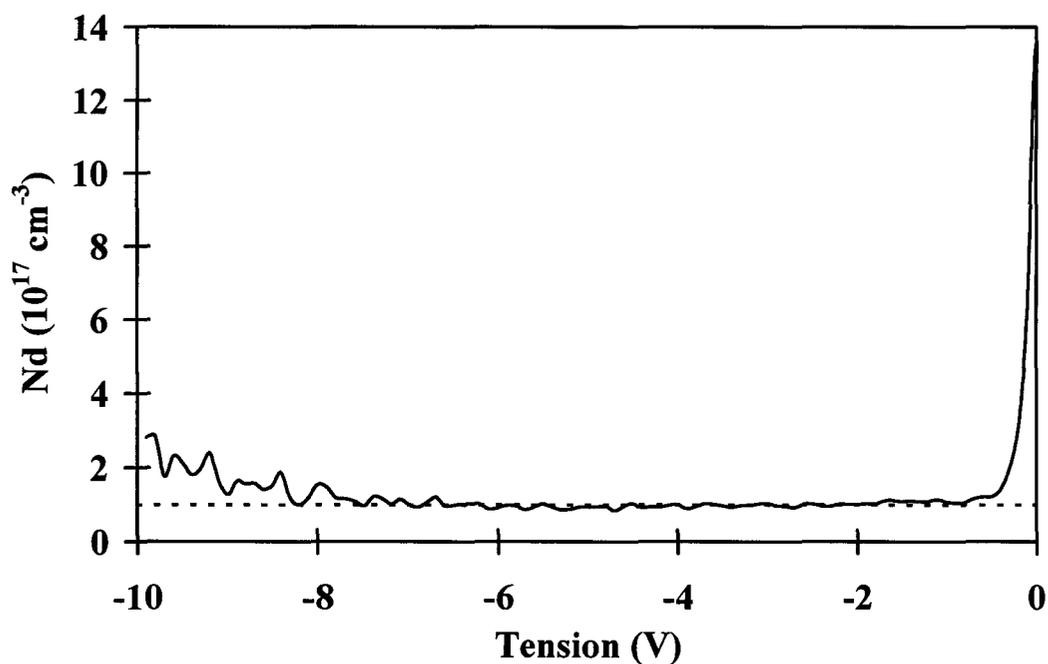


Figure III.8 : Détermination du dopage des zones de modulation.

III.1.1.c. Détermination de la résistance série.

III.1.1.c.i. Mesure de la résistance série.

La technologie coaxiale permet également d'obtenir des informations sur la répartition des pertes séries avec des contributions attendues au niveau des contacts ohmiques, de la zone non désertée et des couches d'accès. La topologie coaxiale étant trop éloignée de celle utilisée en multiplication de fréquence, nous n'en ferons qu'une analyse qualitative.

L'expression de l'impédance théorique Z_{th} correspondant à celle du schéma équivalent, présentée figure III.1, est :

$$Z_{th}(F, V) = R_s + \frac{R_d(V)}{1 + (R_d(V) \cdot C_d(V) \cdot \omega)^2} - j \cdot \left(\frac{R_d^2(V) \cdot C_d(V) \cdot \omega}{1 + (R_d(V) \cdot C_d(V) \cdot \omega)^2} \right)$$

On constate une dépendance de la fréquence mais également de la polarisation. Pour déterminer la résistance série d'une telle structure, nous avons effectué des mesures d'impédance petit signal (Z_{exp}) dans la plage de fréquences 0.5 – 50 GHz sur plusieurs diodes de diamètre compris entre 20 et 40 μm . L'épitaxie utilisée est de type DHBV incluant un buffer de GaInAs dopé $5 \cdot 10^{18}$ at/cm³ d'une épaisseur de 1 μm . Les valeurs de R_s , R_d , et C_d sont déterminées à l'équilibre et sont définies de façon à avoir un bon accord entre Z_{th} et Z_{exp} . Le tableau III.9 présente les différents résultats ainsi obtenus. La validité de la méthode d'extraction est accréditée par la figure III.10 qui met en évidence un bon accord entre les évolutions de Z_{th} et Z_{exp} (ou Y_{th} et Y_{exp}) dans une large bande de fréquences.

	R_s (Ω)	R_d (V=0 V) (Ω)	C_d (V=0 V) (pF)
Diode DHBV (S=491 μm^2)	1.9	10^4	0,5

Tableau III.9 : Valeurs des éléments du schéma équivalent petit signal d'une structure DHBV en technologie coaxiale à l'équilibre (S = 491 μm^2).

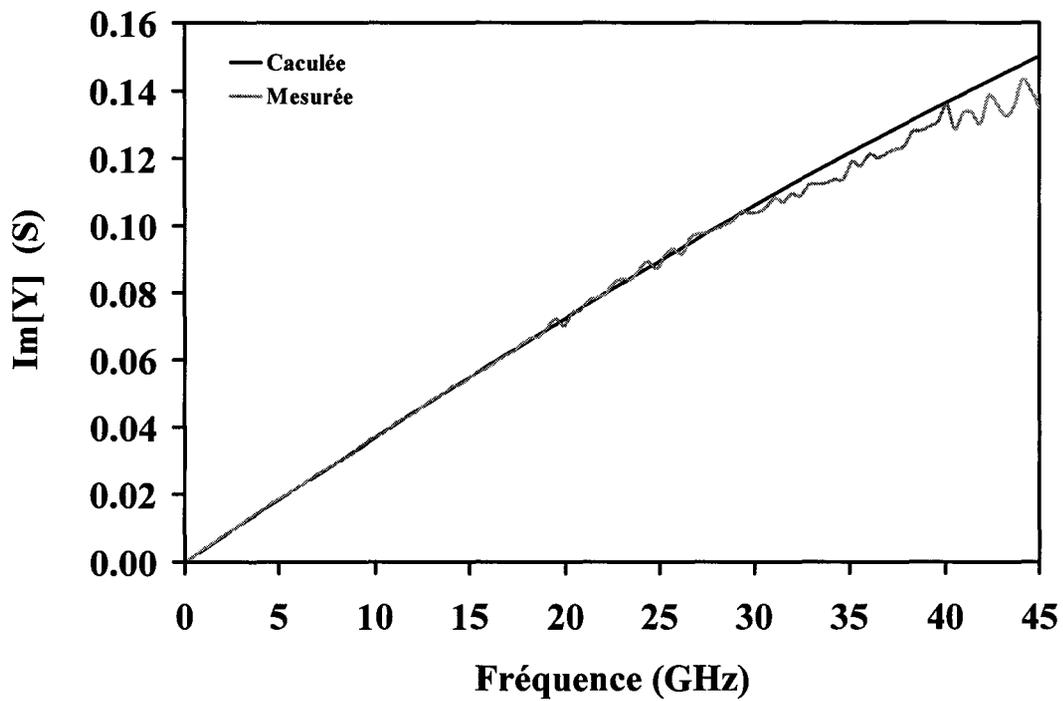
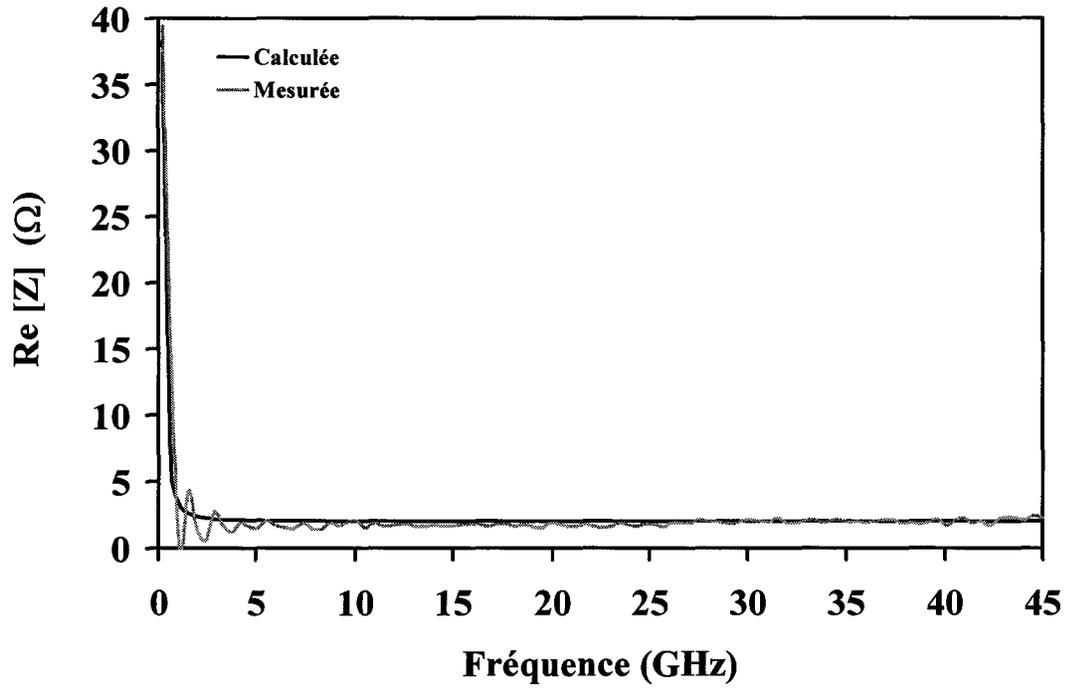


Figure III.10 : Evolutions de $Z_{\text{exp}}(V=0 \text{ V})$ et $Z_{\text{th}}(V=0 \text{ V})$ en fonction de la fréquence pour une structure DHBV en technologie coaxiale à l'équilibre ($S = 491 \mu\text{m}^2$).

III.1.1.c.ii. Composantes de la résistance série.

La figure III.11 montre les différentes contributions susceptibles de prendre une part importante dans la valeur de R_s . Il s'agit en premier lieu de la résistance de contact R_{oc} ramenée par chaque contact ohmique. En second lieu, il faut considérer la résistance de la zone épitaxiale et la « spreading resistance » qui se localise dans la zone InGaAs enterrée. Il semble utile maintenant de quantifier chaque composante de cette résistance série.

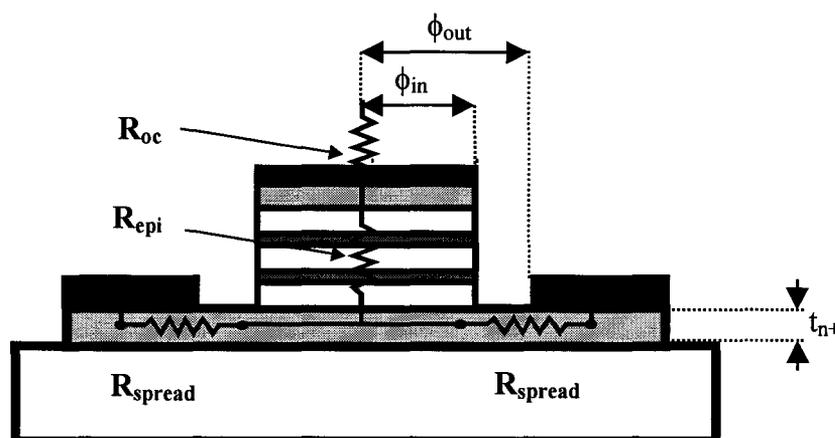


Figure III.11 : Présentation des diverses contributions à la résistance série.

◆ Résistance de contact.

La résistance de contact peut être évaluée par l'intermédiaire de mesures d'échelle de résistance. La figure III.12 montre un exemple de résultat typique. Nous obtenons une droite dont l'ordonnée à l'origine représente deux fois la résistance de contact de la structure. Quant à l'abscisse à l'origine, elle détermine la longueur de transfert qui caractérise la zone sous le contact où s'établit la majorité du courant [4]. Enfin, la pente de la droite a un lien direct avec la résistance carrée de la couche. Cette résistance dépend à la fois de la conductivité électrique du GaInAs et de l'épaisseur de la zone enterrée.

Les mesures montrent des résultats excellents en termes de résistance de contact puisque des valeurs de l'ordre de $0.008 \Omega \cdot \text{mm}$ sont obtenues pour une longueur de transfert proche de $2.5 \mu\text{m}$ soit une résistivité de contact de $2 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}^2$.

La résistance de contact correspondant aux motifs coaxiaux est obtenue en effectuant le rapport de cette résistivité par la surface de l'anode.

Les résultats sont reportés dans le tableau III.13. Il montre des résistances de contact extrêmement faibles dénotant une excellente qualité de contact ohmique.

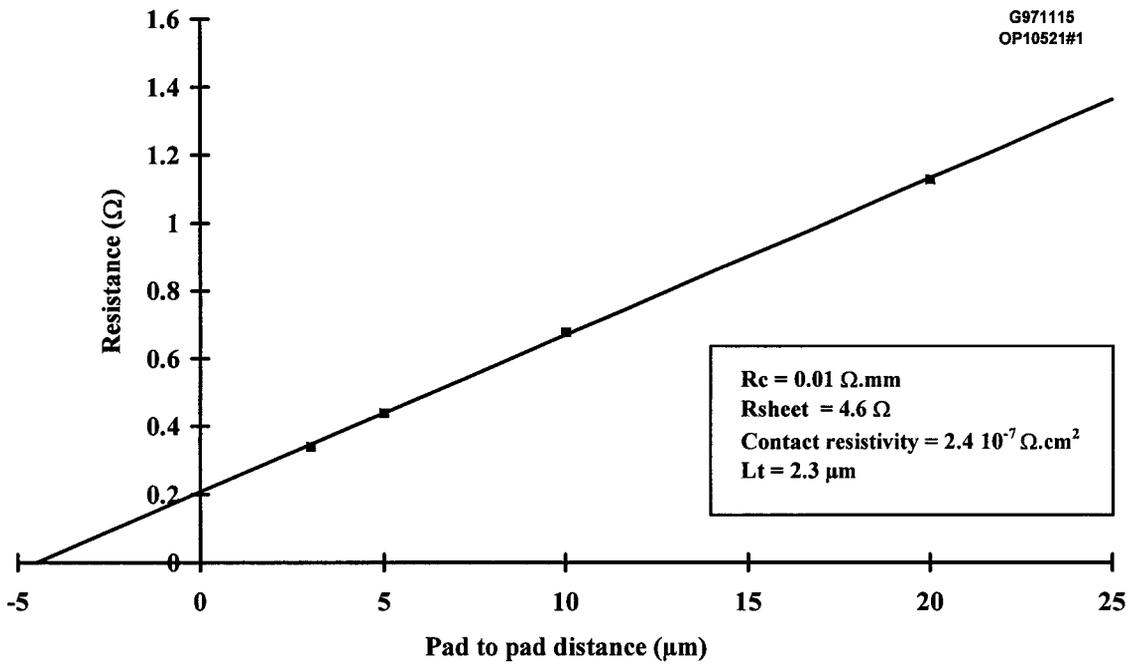


Figure III.12 : Mesures d'échelle de résistance.

	Ø 20 μm	Ø 25 μm	Ø 40 μm
R _{contact} (Ω)	0.06	0.04	0.02

Tableau III.13 : Résistances de contact.

◆ Résistance de la zone épitaxiale.

Cette seconde contribution a pour expression :

$$R_{\text{epi}} = \frac{t_{\text{epi}}}{\sigma_{\text{epi}} \cdot S} \text{ avec } \sigma_{\text{epi}} = q N_d \mu_{\text{epi}}.$$

Où σ_{epi} et μ_{epi} sont respectivement la conductivité et la mobilité de la couche considérée. Les calculs sont effectués en prenant pour t_{epi} l'épaisseur totale de la couche épitaxiée.

La valeur de la mobilité est de l'ordre de $7500 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ pour des niveaux de dopage de l'ordre de $1.10^{17} \text{ at/cm}^3$. Le tableau III.14 résume les différents résultats calculés.

	Ø 20 µm	Ø 25 µm	Ø 40 µm
$R_{\text{epi}} (\Omega)$	0.4	0.22	0.09

Tableau III.14 : Résistances épitaxiales.

Ces valeurs montrent que la résistance est pratiquement négligeable pour ces dimensions mais qu'elle peut avoir une contribution plus importante si la surface des anodes diminue fortement.

◆ Spreading resistance.

Cette dernière contribution, qui fait intervenir des effets bidimensionnels, se localise dans la zone InGaAs enterrée, dopée $5.10^{18} \text{ at/cm}^3$. Son expression est reportée ci-dessous [5] [6]:

$$R_{\text{spr}} = \frac{1}{\sigma_{n+} \cdot \pi \cdot \phi_{in}} \cdot \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{out}}{\phi_{in}}\right) + \frac{1}{\sigma_{n+} \cdot \pi \cdot t_{n+}} \cdot \ln\left(\frac{\phi_{out}}{\phi_{in}}\right)$$

Où ϕ_{in} et ϕ_{out} sont respectivement les rayons intérieur et extérieur de la structure ; σ_{n+} et t_{n+} sont respectivement la conductivité et l'épaisseur de la zone enterrée.

La valeur de σ_{n+} est prise égale à $3200 \Omega^{-1}\cdot\text{cm}^{-1}$ et celle de t_{n+} à 8000 \AA . Cette dernière valeur prend en compte la marge que nous nous laissons en technologie afin de parvenir jusqu'à la zone enterrée.

Le tableau III.15 regroupe l'ensemble de résultats sur la « spreading resistance ».

	Ø 20 µm	Ø 25 µm	Ø 40 µm
$R_{\text{spr}} (\Omega)$	2.16	1.93	1.48

Tableau III.15 : Spreading resistances.

Ces résultats mettent en évidence la part prépondérante de la « spreading resistance » dans la résistance série. Il faudra par conséquent essayer d'optimiser les éléments du composant en vue de minimiser cette contribution en réduisant l'espace interanode et en augmentant, autant que possible, l'épaisseur de la zone enterrée.

III.1.1.c.iii. Bilan sur la résistance série.

Le tableau III.16 récapitule l'ensemble des résultats aussi bien calculés que mesurés sur la résistance série.

Diamètre (μm)	R_{spr} (Ω)	R_{epi} (Ω)	R_{contact} (Ω)	$R_{\text{s total}}$ (Ω)	$R_{\text{s mesurée}}$ (Ω)
20	2.16	0.40	0.06	2.63	3.3
25	1.93	0.22	0.04	2.19	1.9
40	1.48	0.09	0.02	1.59	1.4

Tableau III.16 : Résistance série.

Une comparaison entre les valeurs de R_{s} mesurées et calculées montrent que ces grandeurs, validant cette première approche, sont concordantes. L'évolution de R_{s} est croissante avec la diminution du diamètre des anodes avec des variations dans le poids respectif des différentes contributions.

Pour optimiser cette résistance, il peut s'avérer judicieux d'augmenter très fortement l'épaisseur de la couche n^+ enterrée. Cette solution est communément employée à l'Université de Virginia où une épaisseur de plusieurs micromètres est utilisée [7]. Cependant, les technologies sont de type GaAs et, par conséquent, en adaptation de maille. Il n'en est pas de même pour la technologie InP utilisée ici où l'adaptation de maille requiert de contrôler de façon extrêmement précise la concentration d'Indium. C'est pourquoi, dans les procédés développés actuellement, nous essayons de travailler avec des épaisseurs de couche n^+ enterrée de l'ordre du micron. L'influence de l'épaisseur de la couche n^+ peut être mise en évidence par la comparaison des différentes résistances série mesurées sur des épitaxies pour un composant de diamètre 40 μm . Le tableau III.17 regroupe l'ensemble des résultats pour trois cas de figure. L'épaisseur de la zone enterrée n'est qu'une estimation car il est difficile de déterminer précisément ce paramètre technologique. On constate également que la résistance carrée subit la même évolution que la résistance série. Si une mise en relation directe de ces paramètres ne semble pas simple, la connaissance de $R_{\text{carrée}}$ permet de juger de la qualité de la technologie et peut être un moyen de comparaison entre différents procédés de fabrication.

Le second paramètre permettant de réduire la valeur de R_{s} est le niveau de dopage. Notre choix s'est porté sur 5.10^{18} at/cm^3 pour des raisons essentiellement technologiques et notamment de température de cellule de Silicium dans l'équipement de croissance par jets moléculaires.

Enfin, la distance entre le pied de mesa et les contacts latéraux apparaît comme le dernier critère permettant de diminuer la valeur de R_{s} . Les procédés actuels tendent à diminuer cette distance qui n'est plus que de quelques microns. De plus, il est montré que des

anodes, dont la forme est en doigt, ont leur résistance série considérablement diminuée [8] en distribuant linéiquement les différentes contributions. C'est pourquoi nous avons adopté cette solution pour les composants destinés à être utilisés en cellule de multiplication.

Il est à noter que, dans tout ce qui précède, nous n'avons pas tenu compte des effets pouvant être induits par l'épaisseur de peau. En effet, celle-ci est encore bien supérieure à l'épaisseur de la couche n^+ enterrée pour $F=250$ GHz.

Épaisseur du buffer (Å)	Résistance série mesurée (Ω)	Résistance carrée (Ω)
2500	4.5	20
5000	3.4	10.5
8000	1.4	3.2

Tableau III.17 : Résistances série et carrée en fonction de l'épaisseur du buffer.

III.1.2. Détermination des éléments extrinsèques.

Les mesures précédentes ont montré la bonne qualité de nos couches épitaxiales avec des niveaux de capacité de l'ordre de $1\text{fF}/\mu\text{m}^2$ pour des contrastes proches de 6. Elles nous ont également permis d'établir la contribution des différentes composantes résistives constituant la résistance série. Cependant, elles ne nous renseignent pas sur la valeurs des éléments réactifs apportés par les éléments de connexion.

En effet, il est maintenant établi que les éléments métalliques (plots de contact, ligne de propagation ou pont à air) induisent des termes selfique et capacitif. Afin de les déterminer, nous avons la possibilité de caractériser en hyperfréquence les composants dans un environnement de type coplanaire, grâce aux jeux de masques décrits dans le précédent chapitre. Cependant, nous devons garder à l'esprit que les termes que nous essayons d'évaluer sont de l'ordre de quelques femtoFarads et de quelques picoHenrys et qu'ils sont par conséquent difficilement mesurables.

Le composant et ses éléments de connexion peuvent être décrits par un schéma équivalent au moyen d'éléments localisés. Cette approximation est justifiée car, aux fréquences considérées, la longueur d'onde électromagnétique guidée est très supérieure aux dimensions de nos composants (même en tenant compte de la réduction de cette longueur d'onde due à l'utilisation de matériaux à forte constante diélectrique). En effet, les dimensions caractéristiques de nos diodes sont, pour la partie active, de quelques microns et, pour les éléments passifs, de quelques dizaines de microns.

Le schéma équivalent petit signal, donné figure III.18, regroupe les différents termes intrinsèques et extrinsèques. L'inductance parasite L_p et la capacité parasite C_p résultent

principalement de la contribution des tronçons de ligne d'accès et du pont à air. Comme précédemment, la résistance série est constituée par des composantes dues à la « spreading resistance », à la résistance de contact et à la résistance épitaxiale. Si l'on peut s'attendre à retrouver des paramètres normalisés intrinsèques équivalents à ceux mesurés au moyen des motifs coaxiaux, il n'en est pas de même pour la résistance série qui est un élément dépendant de la topologie.

L'approche de type schéma équivalent localisé sera également justifiée par des simulations électromagnétiques effectuées sur des composants en configuration coplanaire ou micro-strip.

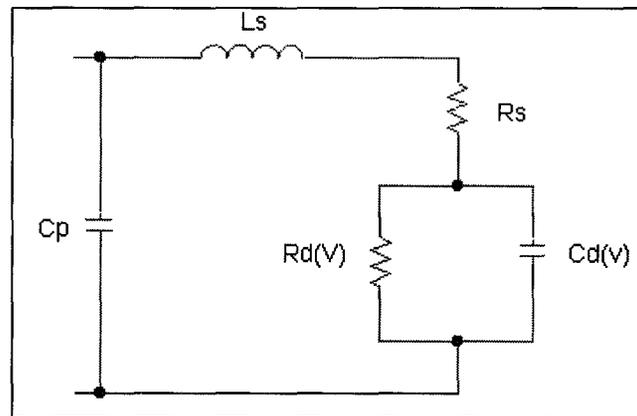


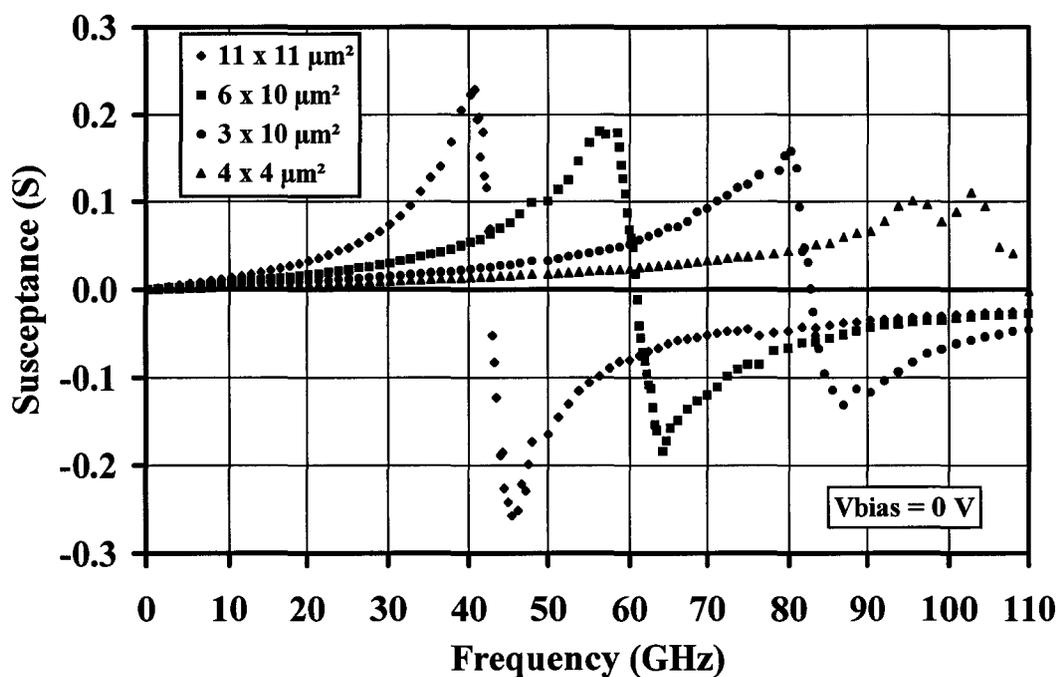
Figure III.18 : Schéma équivalent petit signal des HBV en configuration coplanaire.

III.1.2.a. Mesures hyperfréquences.

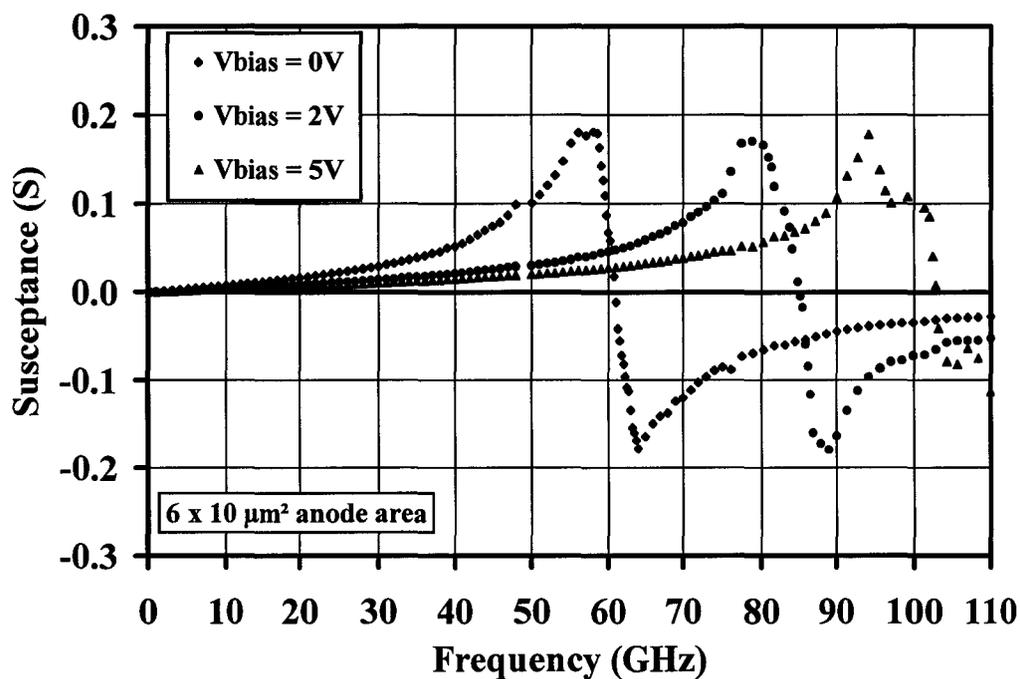
Nous disposons de différents jeux de masques comportant des motifs de test coplanaires. Nous nous appuierons sur les mesures de ce type de motif pour expliquer la méthode d'extraction des éléments du circuit équivalent.

Tout d'abord, nous présentons sur la figure III.19, l'évolution de la susceptance présentée par la diode en fonction de la fréquence. Ces mesures sont réalisées dans la bande de fréquence 500 MHz – 110 GHz [9]. La figure III.19.a reporte l'évolution à l'équilibre de cette susceptance pour les quatre surfaces d'anode disponibles sur le masque. La figure III.19.b représente la même évolution pour un composant de section $60 \mu\text{m}^2$ à différents points de polarisation. Toutes ces courbes montrent un phénomène de résonance qui dépend de la surface des composants ainsi que de leur polarisation. En effet, la résonance intervient entre le terme selfique parasite et la capacité intrinsèque pour des surfaces actives importantes ($> 30 \mu\text{m}^2$) pour lesquelles ce dernier terme est prépondérant. Ayant une connaissance de cette

capacité intrinsèque grâce aux mesures sur les motifs de test coaxiaux, nous pouvons déduire finement l'inductance parasite apportée par les éléments de connexion.



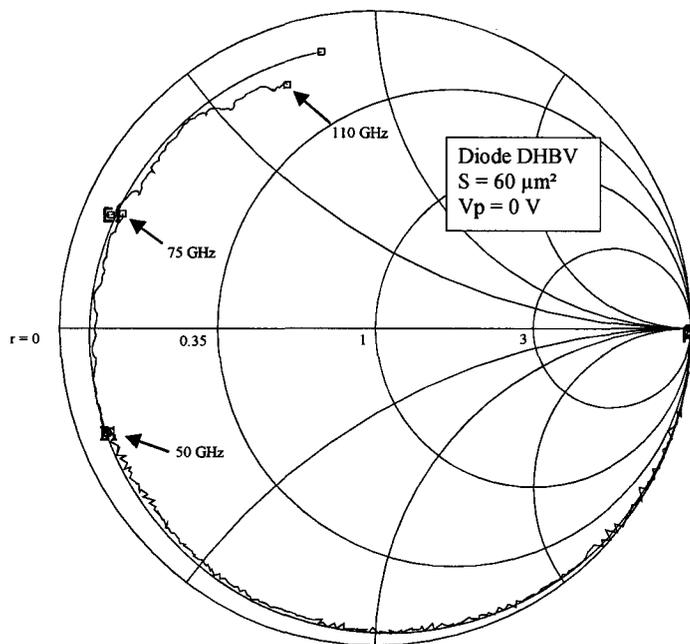
a) En fonction des dimensions d'anodes.



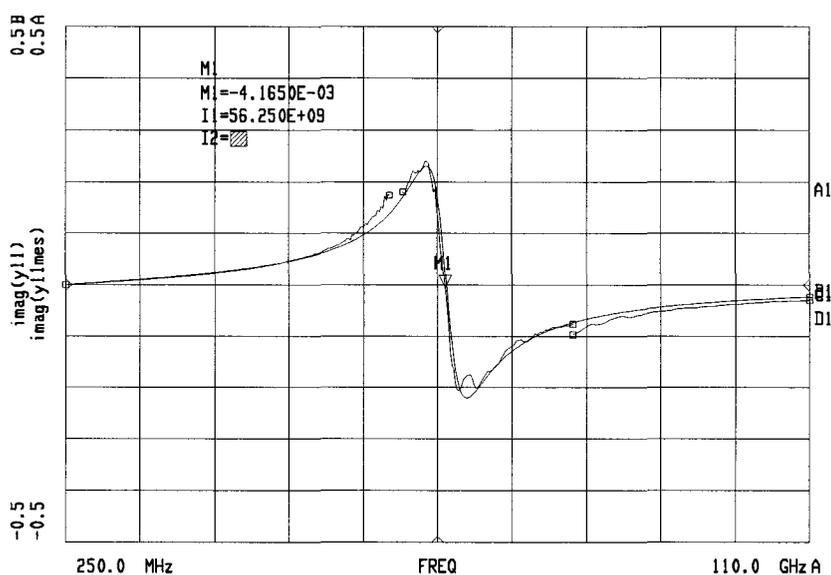
b) En fonction de la tension de polarisation.

Figure III.19 : Evolution de la susceptance présentée par la diode entre 250 MHz et 110 GHz.

De plus, la résistance série a un rôle prépondérant dans la qualité de cette résonance et peut donc être estimée très précisément. Après cette première analyse des éléments extrinsèques à partir des éléments intrinsèques connus, nous réajustons par essais successifs l'ensemble du schéma en minimisant les écarts en amplitude et en fréquence. Pour illustrer ce point, nous présentons, sur la figure III.20.a, les évolutions de l'impédance calculées à partir du schéma équivalent petit signal et celles mesurées à l'analyseur de réseau. Ces résultats sont tracés sur abaque de Smith pour une tension de polarisation nulle dans la plage de fréquence [0.25 ; 110] GHz. Nous reportons également sur cette figure la comparaison entre les évolutions de la susceptance calculée et mesurée (figure III.20.b). Ces courbes montrent le bon accord sur l'ensemble de la plage de fréquence.



a) Evolution de l'impédance sur abaque de Smith.



b) Evolution de la susceptance.

Figure III.20 : Comparaison des valeurs mesurées et calculées.

III.1.2.b. Bilan des mesures.

Nous avons reporté dans le tableau III.21 les différents résultats issus de ces mesures hyperfréquences sur les masques référencés CPW et QUAD. Nous constatons que l'inductance parasite est de l'ordre de 60 pH et que la capacité parasite a une valeur proche de 20 fF. Ces valeurs seront utilisées par la suite pour effectuer des simulations par équilibrage harmonique. Les résistances série sont de l'ordre de quelques ohms quelle que soit la taille du composant. Nous pouvons noter une différence entre les résistances série du composant de surface 30 μm^2 du masque CPW et celle du masque QUAD qui s'explique par des différences dans l'épaisseur de la couche n^+ enterrée. En effet, la zone fortement dopée utilisée pour le masque QUAD possède une épaisseur de 7500 Å alors que celle du masque CPW est de 1.5 μm . Nous pouvons également remarquer que les niveaux de résistance série sont du même ordre de grandeur que ceux mesurés dans la procédure coaxiale bien que les surfaces des composants soient beaucoup plus faibles pour la technologie coplanaire. En fait plusieurs points ont été améliorés. Conformément aux critères énoncés dans le paragraphe III.1.1.c, les contacts ohmiques sont plus proches du mesa de diode et la géométrie des anodes est rectangulaire. Enfin, les contrastes en capacité sont conservés en fonction de la fréquence et sont de l'ordre de 4 à 6.

	Masque CPW				QUAD
	11 x 11 μm^2	6 x 10 μm^2	3 x 10 μm^2	4 x 4 μm^2	3 x 10 μm^2
Cp (fF)	16	16	16	16	23
Lp (pH)	59	59	59	59	59
Rs (Ω)	2.2	2.5	3.8	5.5	5.5
Cmax/Cmin	4.6	3.9	4.1	3.9	5.9
Fréquence de coupure (THz)	1.2	1.5	2.1	2.4	3.4

Tableau III.21 : Valeurs des différents éléments du schéma équivalent.

Bien que plusieurs phénomènes limitatifs interviennent dans les mécanismes physiques régissant la diode comme la saturation en courant [10], il est possible d'établir une fréquence limite intrinsèque en termes d'efficacité de conversion [11] :

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{\min}} \left(1 - \frac{C_{\min}}{C_{\max}} \right)$$

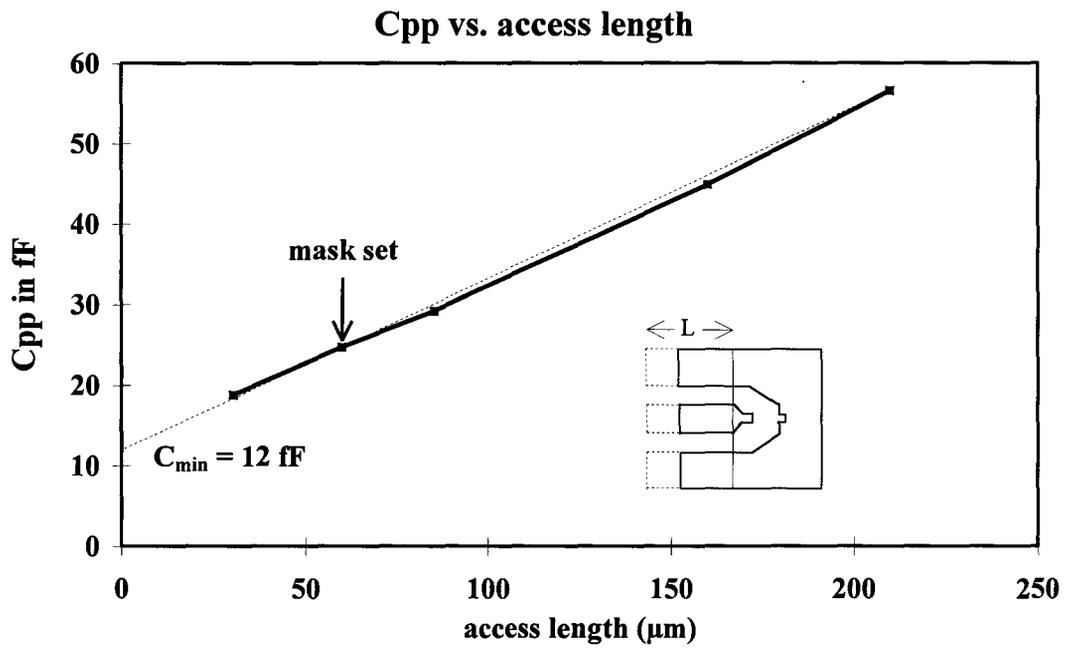
Où C_{min} désigne la capacité en saturation et C_{max} la capacité à l'équilibre. Le tableau III.21 reporte les fréquences de coupure calculées. Nous constatons que ces fréquences sont supérieures à un Terahertz quelle que soit la surface d'anode du composant avec un maximum à 3.8 THz pour la structure coplanaire du masque QUAD. D'une certaine manière, cette fréquence de coupure intrinsèque nous renseigne sur les rendements de conversion susceptibles d'être obtenus. En effet, on peut montrer que plus cette fréquence de coupure est élevée par rapport à la fréquence de travail, plus on tend vers des rendements importants. Il faut cependant garder à l'esprit les limitations liées au fonctionnement grand signal. Nous reviendrons dans le Chapitre 4 sur ces aspects.

III.1.2.c. Simulations électromagnétiques des éléments extrinsèques.

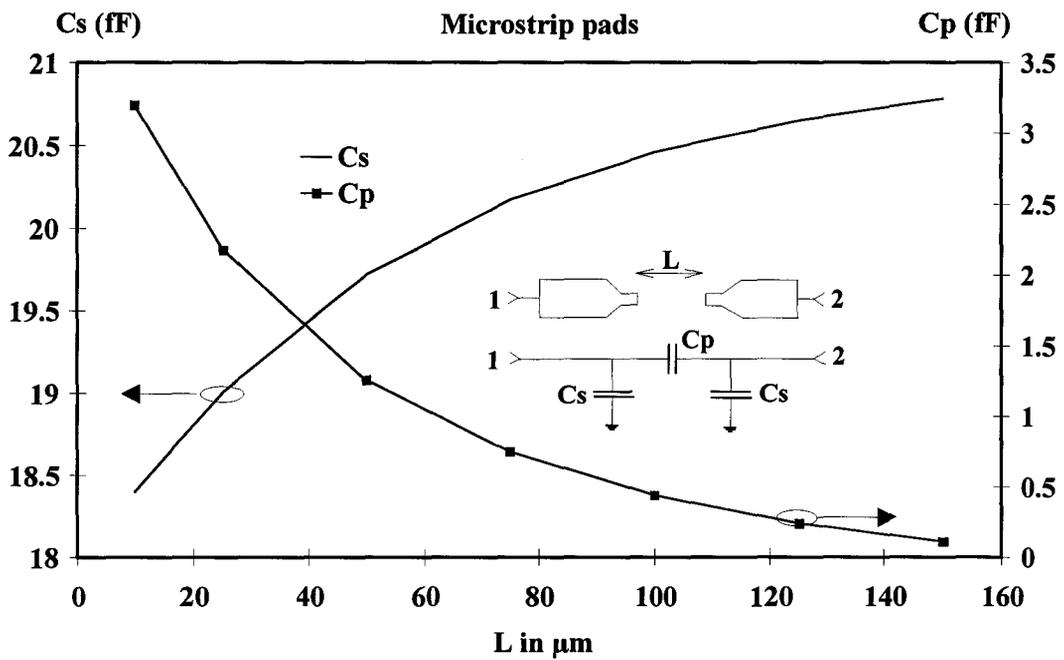
L'estimation par la mesure des éléments extrinsèques n'a pu être réalisée que sur des motifs de type coplanaire. Pour les analyser dans des configurations micro-rubans utilisées en pratique en multiplication de fréquence, des simulations électromagnétiques ont été menées au sein de notre équipe. On trouvera dans la thèse de J. Carbonell [12] le détail de ces simulations effectuées à l'aide du logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) de Hewlett-Packard. Néanmoins, nous en rappellerons les résultats principaux.

Sur la figure III.22.a, nous reportons l'évolution de la capacité parasite C_{pp} d'une configuration coplanaire en fonction de la longueur du tronçon de ligne. Nous constatons que celle-ci est quasiment linéaire. En outre son extrapolation à une longueur nulle montre une valeur de capacité proche de 12 fF qui correspond à la contribution de la transition de la ligne vers la diode. De plus, la valeur calculée pour une longueur de ligne correspondant au masque CPW est de l'ordre de 23 fF, ce qui est tout à fait en accord avec les mesures précédemment réalisées.

Après cette phase de validation sur les motifs caractérisables, une étude complémentaire a été effectuée sur une configuration micro-ruban comportant deux plots métalliques en vis à vis. Cette configuration s'apparente à celle des masques QUAD et SERPON avec comme unique différence la présence d'un plan de masse à l'arrière du substrat. La figure III.22.b montre le circuit équivalent décrivant ces deux plots métalliques. L'épaisseur du substrat est prise à 100 μm . Cette figure montre également l'évolution des différentes capacités en fonction de la distance entre les plots. A titre d'exemple, nous obtenons, pour une longueur de 50 μm correspondant à la distance de séparation du masque SERPON, une capacité parasite C_p proche de 1.5 fF. Même si cette configuration n'est pas totalement comparable à la structure finale, en raison du plan de masse, nous observons une diminution significative de la capacité parasite par rapport aux structures de type coplanaire. Précisons cependant que cette simulation ne prend pas en compte les contributions apportées par chaque pont à air et que, par conséquent, la valeur de la capacité parasite peut être sous estimée.



a) Configuration de type coplanaire.



b) Configuration de type micro-ruban.

Figure III.22 : Evolution des capacités parasites pour différentes configurations de composant.

III.2. Etude thermique des HBV.

Nous avons vu dans la partie précédente que nos composants présentaient des niveaux de résistance série non négligeables. Ces résistances série ont une forte incidence sur la fréquence de coupure intrinsèque de la diode et par voie de conséquence sur le rendement de conversion du tripleur de fréquence, comme nous le verrons dans le prochain chapitre. La dégradation de ce rendement va entraîner une augmentation significative de la puissance totale dissipée ($P_{\text{dis}}[\text{totale}]$) par effet Joule. Cette puissance est d'autant plus élevée que la valeur de R_s est grande. Elle est égale à la somme des puissances dissipées à la fréquence fondamentale ($P_{\text{dis}}[F_0]$) et aux harmoniques impairs ($P_{\text{dis}}[(2n+1)F_0]$). Par conséquent, nous avons les relations suivantes :

$$P_{\text{dis}}[\text{totale}] = \sum_{n=0}^{\infty} P_{\text{dis}}[(2n+1) \cdot F_0]$$

$$\text{avec } P_{\text{dis}}[(2n+1) \cdot F_0] = \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}^2$$

où I_{2n+1} est le courant existant au sein de la structure à la fréquence harmonique $2n+1$.

La puissance dissipée au sein du composant tend à augmenter la température de la zone active. Ceci peut, par conséquent, entraîner une dégradation sensible du rendement de conversion. En effet, il peut résulter, de cette élévation de température, une augmentation des courants de fuite et de la valeur de la résistance série puisque la mobilité électronique diminue dans ce cas.

L'analyse thermique présentée dans ce chapitre est basée sur le calcul des différentes contributions à la résistance thermique en fonction de la puissance à dissiper. De ces résultats, nous déduisons l'élévation de température à travers la zone active de la diode. Nous utilisons pour cela des simulateurs de type Kirchoff et un programme de simulation tridimensionnelle de résolution de l'équation de la chaleur. Ce dernier a été élaboré dans notre équipe afin de déterminer la résistance thermique au niveau du substrat où les effets tridimensionnels sont les plus marqués. Enfin, nous appliquons cette étude pour un tripleur de fréquence et nous analysons l'influence de la température sur les caractéristiques des composants.

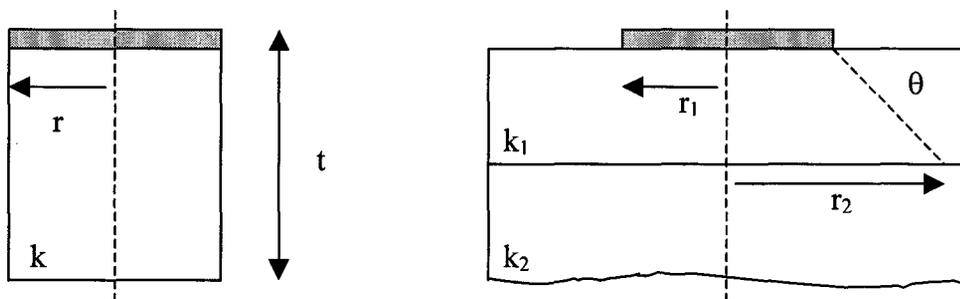
III.2.1. *Notion de résistance thermique.*

Les modèles thermiques présentés dans ce paragraphe utilisent des expressions analytiques pour la détermination des résistances [13]. Nous verrons que la résistance thermique du substrat ne peut pas être décrite analytiquement. Dès lors, nous avons mis au point un simulateur tridimensionnel pour calculer cette résistance thermique. Nous étudierons

en détail les différents paramètres de l'algorithme dans un prochain paragraphe. Notons également que pour tous les éléments en milieu ambiant, nous supposons que l'air est un parfait isolant et par conséquent nous considérerons que les parois de nos structures seront de nature adiabatique (pas d'échange thermique avec le milieu extérieur). De plus, il paraît utile de rappeler que ces simulations ont été effectuées sur la base de composants en série de type micro-ruban du masque SERPON.

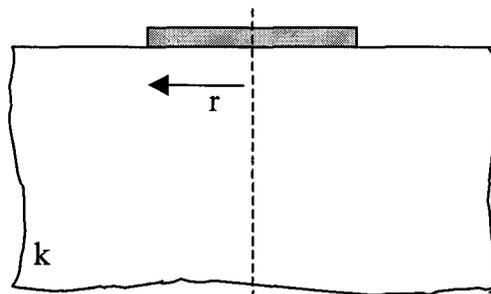
III.2.1.a. Résistances thermiques des différents éléments.

Les équations thermiques que nous utilisons sont analogues aux équations régissant les phénomènes électriques dans un matériau. En pratique, nous aurons équivalence entre les grandeurs de courant électrique et de puissance dissipée. De plus, les grandeurs de température et de tension pourront être traitées similairement. Nous définirons alors la résistance thermique comme le rapport entre la température et la puissance dissipée. Elle sera notée R_{th} .



a) Section volumique de matériau.

b) Empilement de matériaux de natures différentes.



c) Structure semi-infinie.

Figure III.23 : Géométrie des différentes configurations constituant les éléments des composants.

Pour un flux de chaleur à travers une section volumique de matériau entouré d'air (figure III.23.a) la résistance thermique s'écrit :

$$R_{th} = \frac{t}{k\pi r^2} \quad (3.1)$$

où t est l'épaisseur de la section, r est le rayon de la structure et k la conductivité thermique du matériau.

Pour un flux de chaleur injecté par un disque localisé (zone en grisé), dans le cas d'un empilement de couches épitaxiées (figure III.23.b), la résistance thermique de la première couche est estimée à :

$$R_{th} = \frac{t}{k_1 \pi (0.5 \cdot (r_1 + r_2))^2} \quad (3.2)$$

où r_1 est le rayon du disque par lequel est injecté le flux de chaleur et $r_2 = r_1 + t \tan(\theta)$. Le flux de chaleur est ici supposé localisé dans un cône tronqué d'angle θ . Nous utilisons un angle de 45° qui est en accord avec des simulations thermiques de telles structures.

Pour un flux de chaleur à travers une structure semi-infinie (figure III.23.c), la résistance thermique est donnée par :

$$R_{th} = \frac{1}{4kr} \quad (3.3)$$

Pour une topologie donnée, nous déduisons de ces expressions les différentes contributions à la résistance thermique globale tout en analysant leurs évolutions respectives. Ainsi, nous déterminons les résistances thermiques du pont à air, des plots métalliques mais également celles des différentes couches épitaxiales.

III.2.1.b. Résistance thermique du substrat.

Pour calculer le flux de chaleur traversant un conducteur de forme arbitraire, on peut montrer, en première approche, que le problème se réduit à calculer la distribution de température au sein même du conducteur. Les lois de Fourier permettent de prédire la nature des équations de la chaleur [14]. Celle-ci s'écrit dans le cas d'un régime stationnaire :

$$\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \frac{\dot{q}_g}{k} = 0 \quad (3.4)$$

où k est la conductivité du matériau, T la température de l'élément de volume $dx dy dz$ et \dot{q}_g les sources internes de chaleur. Cette équation s'apparente à l'équation de Poisson pour les

semi-conducteurs et peut donc par conséquent être traitée numériquement de la même manière. Nous avons repris un algorithme de résolution de l'équation de Poisson existant dans notre équipe et nous l'avons adapté pour les phénomènes thermiques [15]. L'équation 3.4 se simplifie dans notre cas car il n'existe pas au sein du substrat de zones génératrices de chaleur. Elle s'écrit donc :

$$\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) = 0 \quad (3.5)$$

III.2.1.b.i. Résolution de l'équation de la chaleur.

Au préalable, nous devons définir la géométrie du substrat. Nous le modélisons comme un parallélépipède rectangle comprenant des ports d'entrée et de sortie (figure III.24) situés sur la face supérieure. Ces ports seront définis plus précisément dans la suite de ce paragraphe.

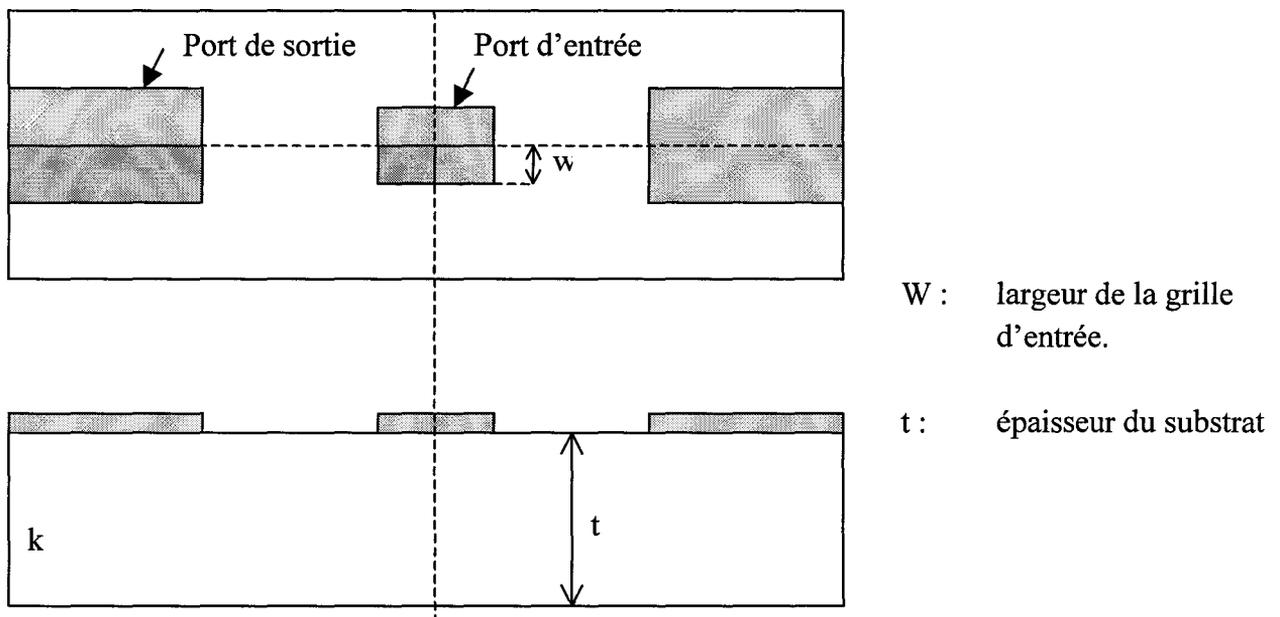


Figure III.24 : Définitions des ports d'entrée et de sortie.

◆ Conditions aux limites.

Nous supposons qu'il n'y a pas d'échange de chaleur entre les parois du substrat et l'air ambiant. Cette approximation est justifiée car les surfaces mises en jeu sont extrêmement faibles et donc les surfaces d'échange sont par conséquent réduites. Les conditions aux limites près des parois seront donc de type Neumann. Dans ces conditions, dans la direction x perpendiculaire à la paroi, nous satisfaisons l'équation :

$$\frac{\partial T(x+dx)}{dx} = \frac{\partial T(x)}{dx}$$

Les conditions aux limites au voisinage des ports d'entrée et de sortie où l'on impose les températures seront de type Dirichlet :

$$T(x,y,0) = \text{constante} \quad (x,y) \text{ appartenant aux ports d'entrée/sortie.}$$

◆ Définition des ports d'entrée et de sortie.

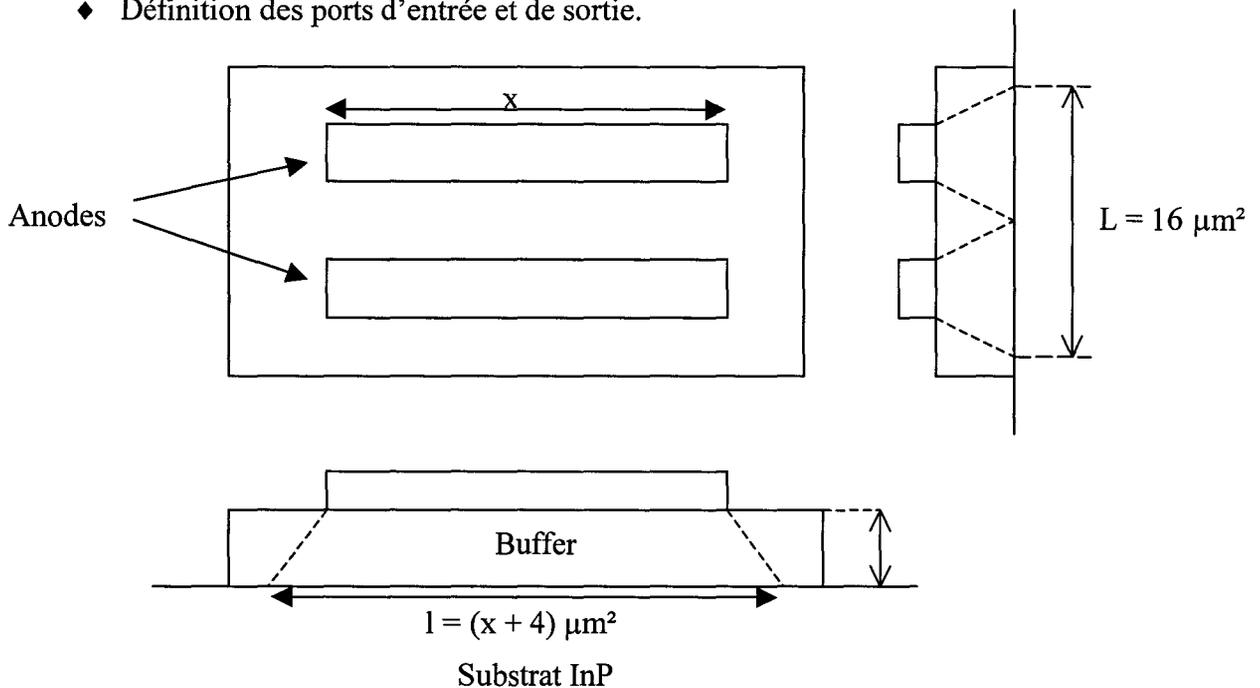


Figure III.25 : Formation du port d'entrée au niveau du substrat.

Considérons la figure III.25 représentant la formation du port d'entrée. Nous pouvons y observer les zones actives de forme rectangulaire surmontant la zone de buffer dont l'épaisseur est prise ici à $2 \mu\text{m}$ (correspondant à la couche épitaxiée comportant $1 \mu\text{m}$ de

GaInAs n^{++} et $1 \mu\text{m}$ d'InP n^{++}). Nous constatons sur cette figure que le cône de chaleur (dont l'angle est égal à 45°) s'étale dans le buffer et crée au niveau du substrat un port d'alimentation dont les dimensions dépendent de la taille des diodes et de l'épaisseur du buffer. Nous définissons la surface du port d'entrée comme suit :

$$S_{\text{entrée}} = (x + 4) \times 16 \mu\text{m}^2$$

Où x est la longueur latérale de la diode.

Le port de sortie, quant à lui, est défini par les plots de contact et mesure approximativement : $70 \times 70 \mu\text{m}^2$.

◆ Méthode de résolution.

Comme le montre la figure III.24 notre problème présente un certain nombre de symétries et il nous suffit de traiter le quart de la structure pour pouvoir déterminer les surfaces isothermes dans le substrat.

Nous devons également noter que pour un système adiabatique, la quantité de chaleur (ou puissance à dissiper) traversant le port d'entrée doit être égale à celle qui traverse le port de sortie traduisant la conservation du flux. En d'autres termes, la quantité de chaleur traversant les surfaces isothermes doit être constante. A partir d'une surface isotherme, nous déduisons par résolution de l'équation de la chaleur les températures locales au voisinage de cette isotherme. En intégrant ensuite sur les différents éléments de volume constitués par le maillage, il est alors possible de remonter au flux thermique et à la résistance thermique.

Deux surfaces isothermes sont définies sans équivoque, il s'agit des ports d'entrée et de sortie de la structure. De plus, pour de telles surfaces il est aisé de définir le volume adjacent. Nous calculons donc à chaque itération les puissances traversant le port d'entrée et traversant celui de sortie. Le critère de convergence est basé sur l'équivalence des flux en entrée et en sortie. La différence des flux entrant et sortant est alors minimisée par itérations successives. La puissance étant ainsi calculée et connaissant les températures aux ports d'entrée/sortie, il est facile de déduire la résistance thermique globale du substrat. La précision du calcul est dépendante du pas de discrétisation du domaine de simulation et l'influence de ce paramètre sera traitée par la suite.

III.2.1.b.ii. Résultats de la simulation.

Nous avons effectué nos simulations en faisant varier d'une part les dimensions du port d'entrée (qui varie en fonction des dimensions de la diode) et d'autre part l'épaisseur du substrat. Nous avons pris une conductivité thermique de matériau constante même si ce

paramètre évolue avec la température. Nous reviendrons sur cette dépendance dans la prochaine partie.

◆ Représentation des surfaces isothermes.

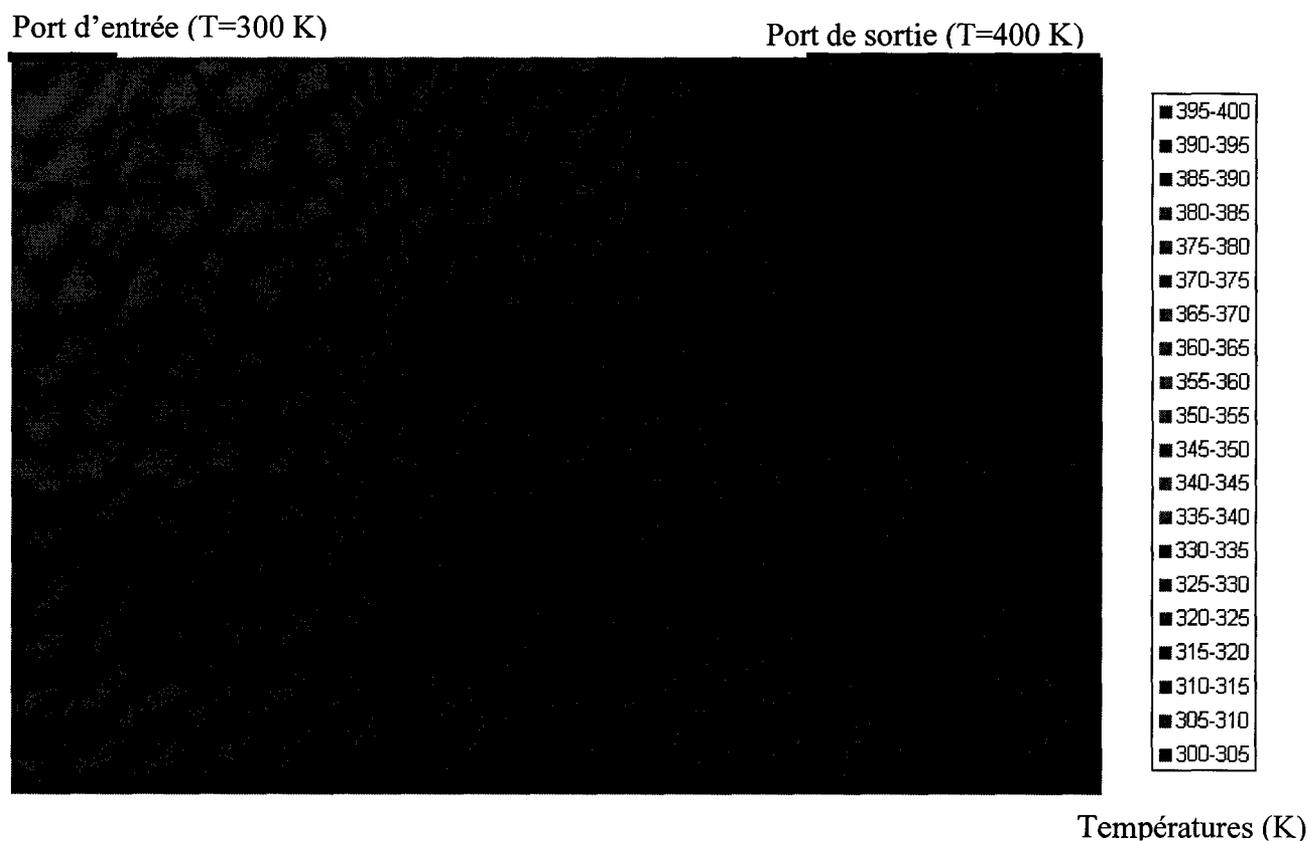


Figure III.26 : Distribution des isothermes au sein du substrat.

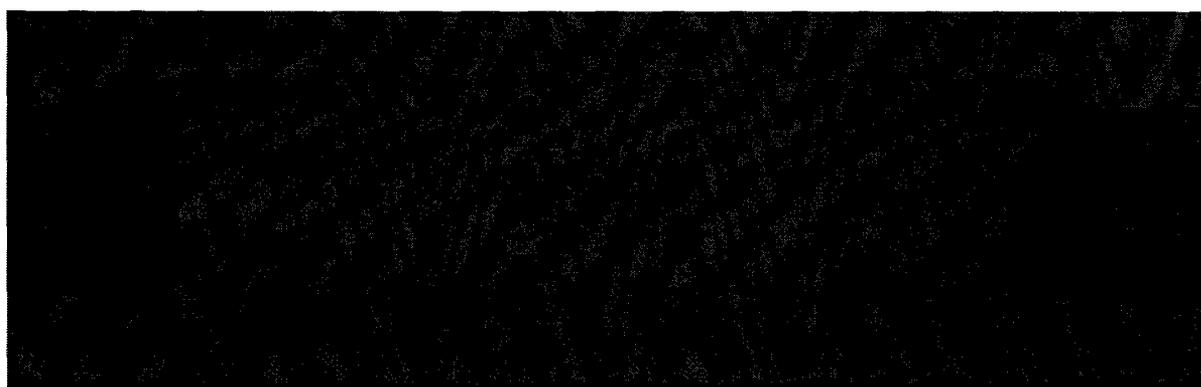


Figure III.27 : Distribution des isothermes en surface.

Sur les figures III.26 et III.27, nous représentons des vues en coupe de nos structures où nous pouvons observer la distribution des isothermes. La figure III.27 présente un aperçu de cette répartition en surface du substrat, les ports d'entrée et de sortie étant aisément reconnaissables. La figure III.26 offre un vue en coupe latérale et met en évidence la répartition des isothermes dans le volume du substrat d'épaisseur $75 \mu\text{m}$.

◆ Influence du pas de discrétisation.

Les figures III.28 et III.29 montrent l'influence du maillage sur les résultats de simulation pour deux ports d'entrée de différentes dimensions et épaisseurs de substrat. Pour quantifier cette influence, nous avons calculé l'erreur relative entre les puissances de sortie et d'entrée après stabilisation des valeurs de sortie. Nous constatons que pour le port mesurant $10 \times 15 \mu\text{m}^2$, l'erreur relative devient acceptable pour une maille de $1 \mu\text{m}$ (de l'ordre de 2%). Par contre, sur la figure III.29 correspondant à un port de $10 \times 5 \mu\text{m}^2$, nous observons une erreur relative très importante pour des mailles supérieures à $0.5 \mu\text{m}$ avec un maximum à 32% pour une maille de $5 \mu\text{m}$. Cette imprécision est prévisible car la maille élémentaire devient de l'ordre de grandeur de la dimension du port d'entrée. Pour un maillage fin de $0.5 \mu\text{m}$, nous obtenons une précision suffisante sur le calcul de l'ordre de 3%. De plus, ces courbes tendent vers 0% pour un pas infinitésimal. Néanmoins, la diminution de la maille élémentaire induit un temps de calcul prohibitif. Une solution possible serait d'effectuer un maillage adaptatif qui n'a pas été mis en œuvre dans le cadre de ce travail.

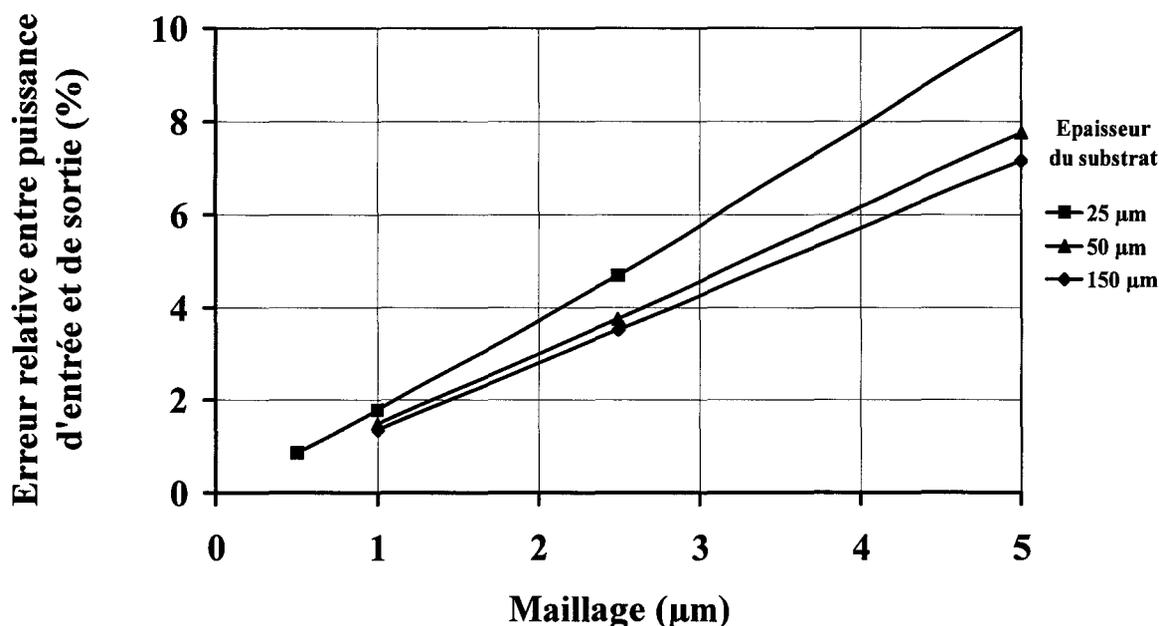


Figure III.28 : Influence du maillage sur la précision du calcul pour un port d'entrée $10 \times 15 \mu\text{m}^2$.

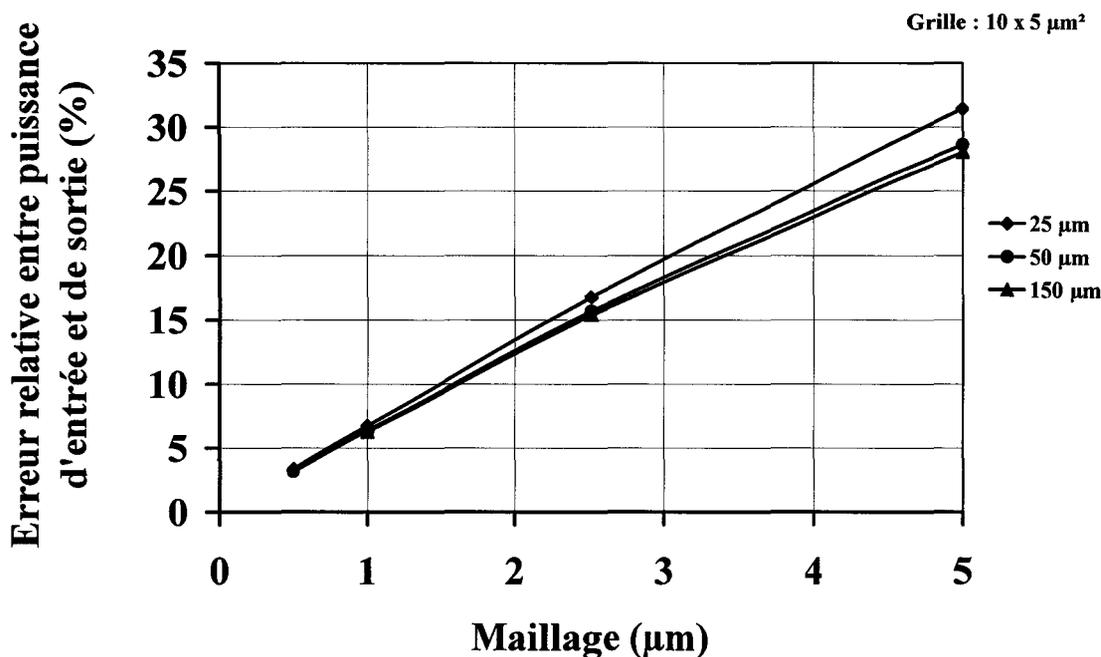


Figure III.29 : Influence du maillage sur la précision du calcul pour un port d'entrée 10 x 5 µm².

- ◆ Calcul de la résistance thermique du substrat.

La figure III.30 nous donne les valeurs de résistance thermique d'un substrat InP ($k = 0.8 \text{ W/K.cm}$) en fonction des dimensions du port d'entrée et de l'épaisseur du substrat. La valeur de la maille élémentaire est prise ici à 1 µm. Nous observons une dépendance significative en fonction de l'épaisseur du substrat avec une augmentation marquée de la résistance lorsque l'épaisseur est inférieure à 50 µm quelles que soient les dimensions du port d'entrée. De plus, on constate l'influence accrue de la taille du port d'entrée avec une élévation significative de la valeur de R_{th} pour une diode de dimensions proches de 4 x 3 µm². Nous notons ici toute la difficulté d'optimiser les structures à la fois d'un point de vue thermique et d'un point de vue électromagnétique. Il apparaît en particulier qu'il ne faille pas amincir le substrat à moins de 50 µm d'épaisseur d'un point de vue thermique alors qu'une optimisation électromagnétique tend à supprimer la totalité du substrat. Des compromis sont donc à trouver.

La figure III.31 présente la résistance thermique du substrat en fonction de la conductivité thermique du matériau. Cette courbe montre l'intérêt de remplacer le substrat par un matériau plus adéquat. Nous observons par exemple que la résistance thermique d'un substrat Silicium est deux fois moins importante qu'un substrat à base de GaAs. De plus, si des considérations électromagnétiques tendent à remplacer le substrat semi-conducteur par un substrat quartz (cristallin) de plus faible permittivité, il semble que d'un point de vue thermique cela soit pénalisant. Le quartz présente une conductivité thermique relativement faible de l'ordre de 0.15 W/K.cm. Par contre, le diamant possède une conductivité proche de 13 W/K.cm

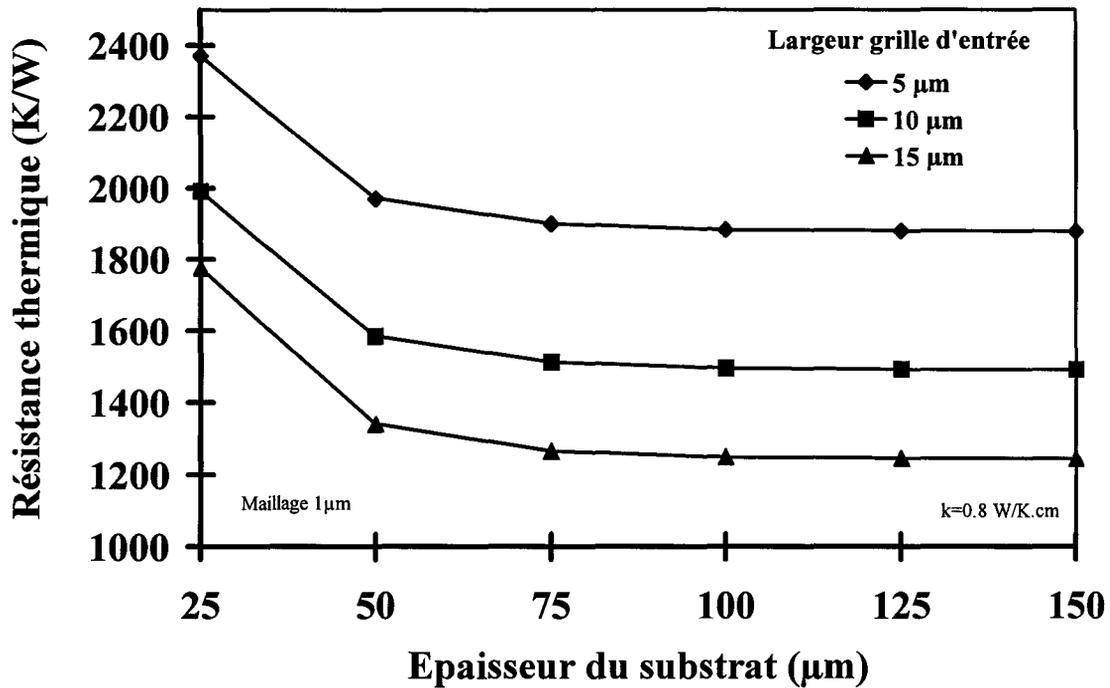


Figure III.30 : Evolution de la résistance thermique du substrat en fonction de son épaisseur et de la largeur du port d'entrée.

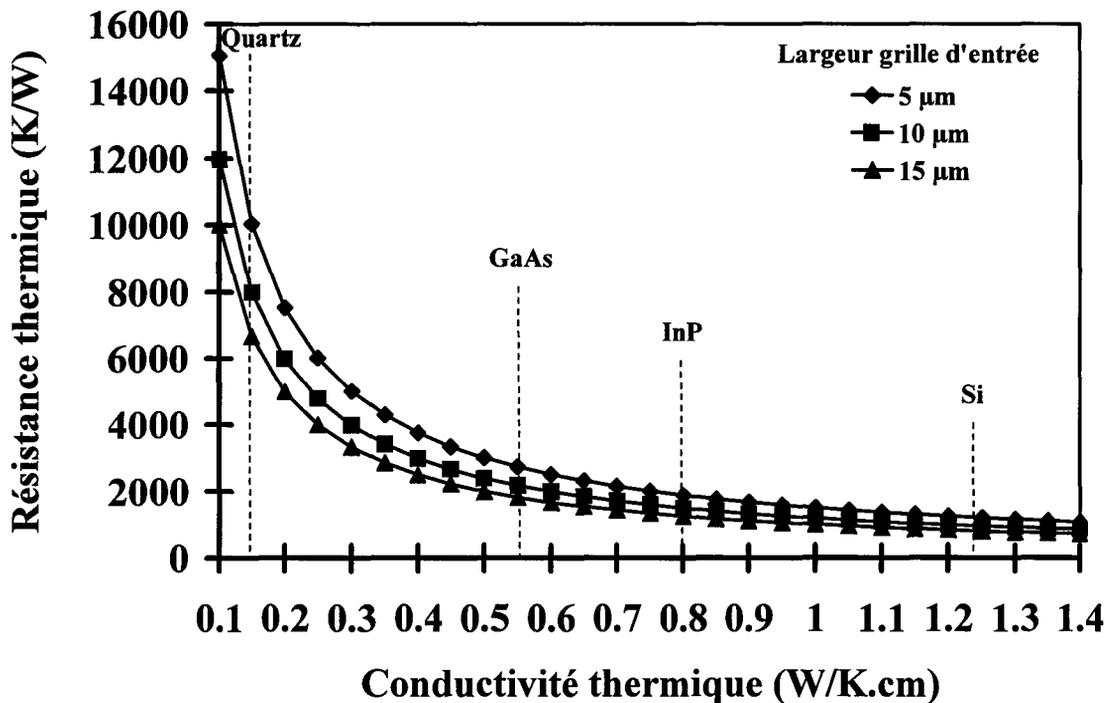


Figure III.31 : Influence de la conductivité thermique sur la résistance thermique du substrat en fonction de la largeur du port d'entrée.

III.2.2. Calcul de la température de jonction du composant.

III.2.2.a. Schéma équivalent thermique.

La figure III.32 montre les différents chemins thermiques. Nous supposons que la source de chaleur se situe au centre de la zone active et que son flux transite vers les plots métalliques soit par l'intermédiaire du pont à air (chemin n°1) soit par le substrat (chemin n°2). Nous supposons également que les plots métalliques sont reliés à un radiateur thermique (pouvant être constitué par le corps de la cellule de multiplication) qui permet l'échange de la chaleur entre le système et l'air ambiant. Ceci nous permet de définir une référence thermique au niveau de ce radiateur qui est à la température de l'air ambiant.

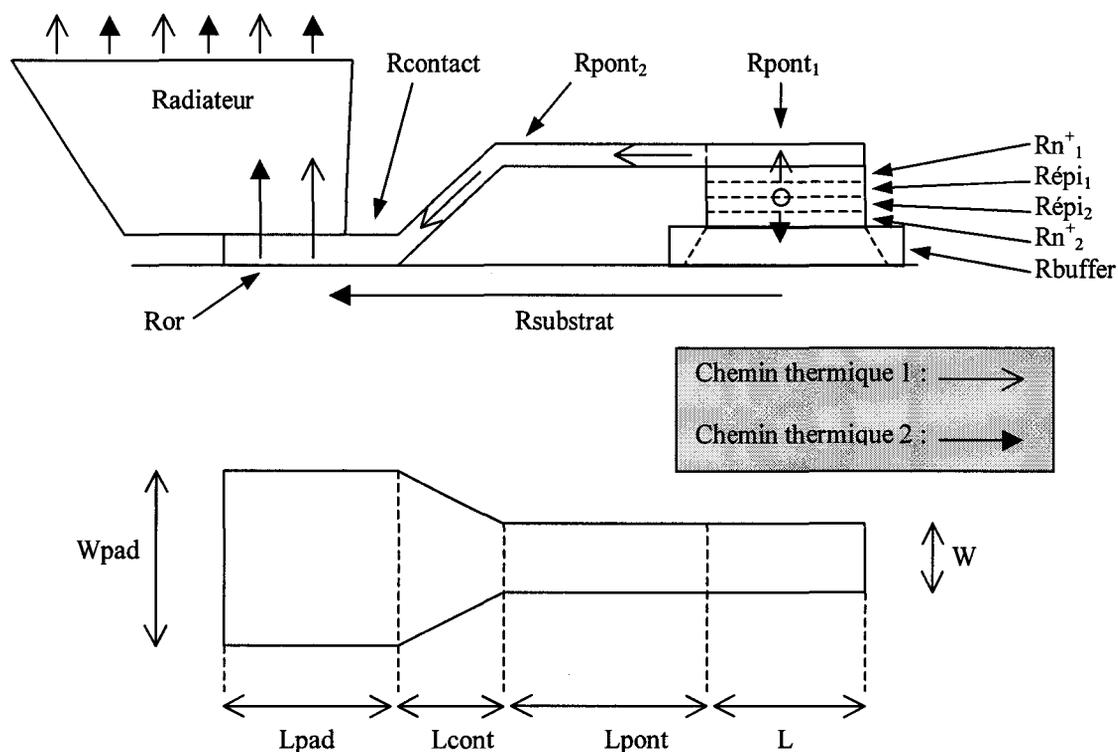


Figure III.32 : Chemins thermiques et résistances thermiques associées.

Nous présentons sur la figure III.33 le schéma équivalent thermique pour une configuration de deux composants en série. Chaque élément constitutif est modélisé par une résistance thermique dont nous donnons les formulations dans le tableau III.34. Nous pouvons noter que toutes les résistances thermiques peuvent être calculées grâce aux équations 3.1 et 3.2 à l'exception de celle du radiateur thermique. En effet, le radiateur englobe aussi bien le circuit micro-ruban de l'élément filtrant que le bloc de multiplication. Il en résulte une géométrie complexe difficile à modéliser. Cet élément est approximé par un radiateur semi-infini pour en faciliter l'analyse thermique.

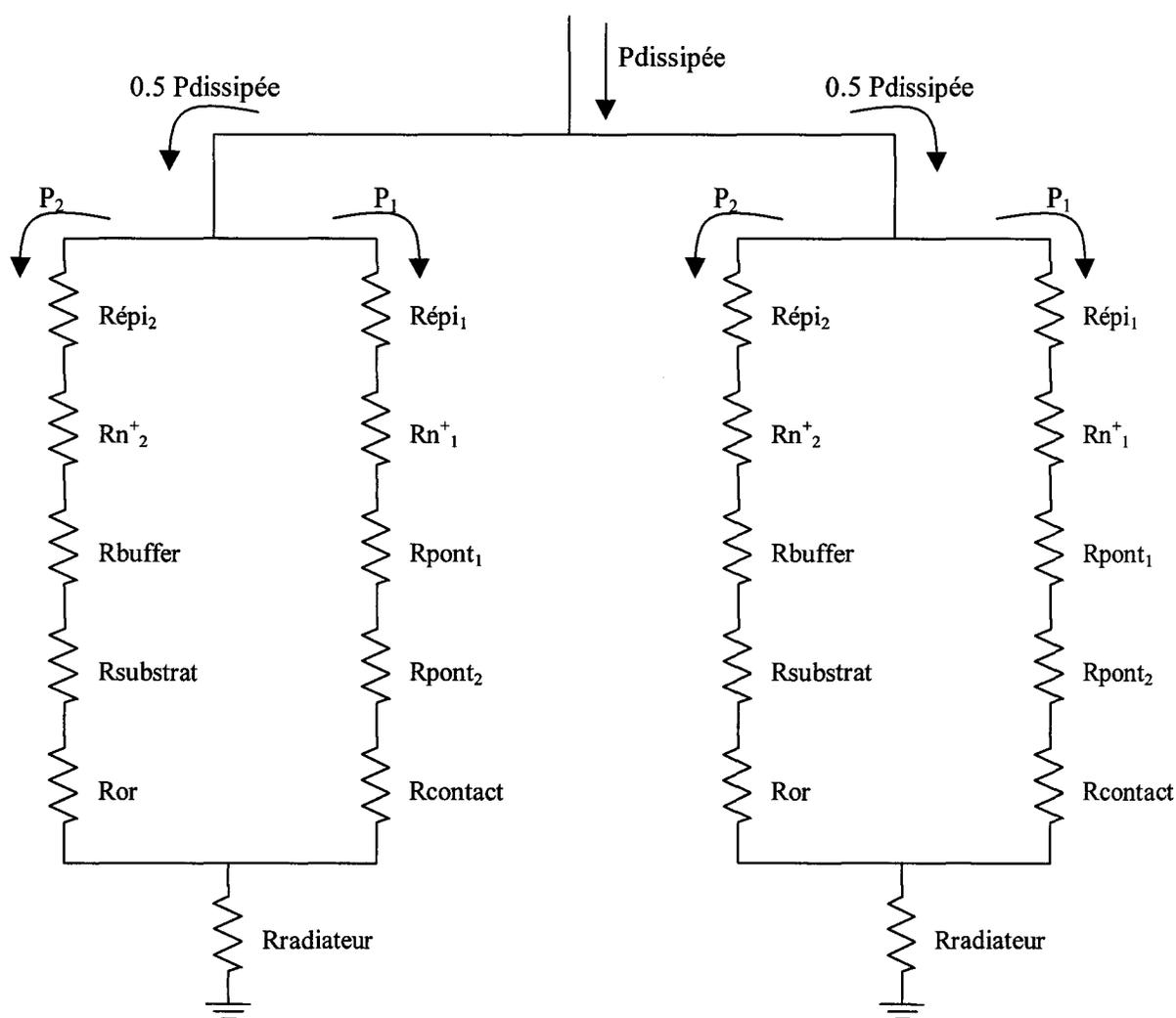


Figure III.33 : Schéma thermique équivalent de la structure du composant.

$A_{\text{anod}} = L \cdot W$	$A_{\text{buffer}} = (L + T_{\text{buffer}}) \cdot (W + T_{\text{buffer}})$
$R_{\text{épi}_{1,2}} = \frac{T_{\text{épi}_{1,2}}}{k_{\text{GaAs}(n)} \cdot A_{\text{anod}}}$	$R_{n_{1,2}^+} = \frac{T_{n_{1,2}^+}}{k_{\text{GaAs}(n^+)} \cdot A_{\text{anod}}}$
$R_{\text{buffer}} = \frac{T_{\text{buffer}}}{k_{\text{InP}} \cdot (0.5 \cdot (A_{\text{anod}} + A_{\text{buffer}}))}$	$R_{\text{or}} = \frac{T_{\text{pad}}}{\text{kor} \cdot W_{\text{pad}} \cdot L_{\text{pad}}}$
$R_{\text{cont}} = \frac{0.5 \cdot (L + T_{\text{pont}})}{\text{kor} \cdot (0.5 \cdot W \cdot (L + T_{\text{pont}}))}$	$R_{\text{cont}} = \frac{0.5 \cdot (L_{\text{pad}} + T_{\text{pont}})}{\text{kor} \cdot (0.5 \cdot W_{\text{pad}} \cdot (L_{\text{pad}} + T_{\text{pont}}))}$
$R_{\text{pont}_2} = \frac{L_{\text{pont}}}{\text{kor} \cdot W \cdot T_{\text{pont}}} + \frac{L_{\text{cont}}}{\text{kor} \cdot (0.5 \cdot T_{\text{pont}} \cdot (W + W_{\text{pad}}))}$	
$R_{\text{radiateur}} = \frac{1}{4 \cdot k_{\text{radiateur}} \cdot \sqrt{\frac{0.5 \cdot L_{\text{pad}} \cdot W_{\text{pad}}}{\pi}}}$	

Tableau III.34 : Expressions des différentes résistances thermiques.

III.2.2.b. Dépendance des conductivités thermiques en fonction de la température.

Pour simplifier l'analyse, la conductivité thermique de chaque élément métallique dans le circuit est prise constante. Les températures des portions métalliques varient entre 200 K et 500 K et la conductivité thermique associée n'est pas très sensible dans cette plage de température. Par contre, les éléments constitués de semi-conducteurs subissent des variations significatives de leur conductivité thermique en fonction de la température. La conductivité thermique d'un matériau semi-conducteur suit la loi suivante en fonction de la température :

$$k_{\text{sc}} = \frac{A}{T^{1.2}}$$

où A varie en fonction du dopage du semi-conducteur. A titre d'ordre de grandeur, pour l'InP non dopé $A=760$ [16], $A=488$ pour le GaAs dopé à $N_d = 1.10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $A=366$ pour le GaAs fortement dopé et $A=544$ pour le GaAs du substrat [7]. Bien que la zone active soit constituée de GaInAs, nous supposons que sa conductivité thermique est proche de celle du GaAs.

Pour effectuer le calcul, nous déterminons, au moyen des lois de Kirchoff, les températures à chaque nœud et les puissances distribuées dans chaque branche. Nous réitérons ce processus en répercutant le changement des valeurs des conductivités thermiques fluctuant avec la température. Nous obtenons la convergence lorsque l'écart de température entre deux itérations n'est que de 0.1 K.

III.2.2.c. Résultats de la simulation.

Les simulations sont effectuées en prenant comme température de boîtier la température ambiante égale à 300 K. Nous reportons sur les figures III.35 et III.36 les évolutions des températures de jonction sur GaAs et InP en fonction de la puissance dissipée pour différentes surfaces d'anode. Nous constatons que le fait de travailler sur substrat InP par rapport au GaAs est un atout supplémentaire pour l'évacuation de la chaleur. Notons également que les températures deviennent élevées (environ 450 K) lorsque l'on dépasse 70 mW de puissance dissipée. De plus une réduction de la surface des anodes induit une forte augmentation de la température. A titre d'exemple, il existe un écart de plus de 80 K pour des surfaces comprises entre 12 et 96 μm^2 pour une puissance de 100 mW.

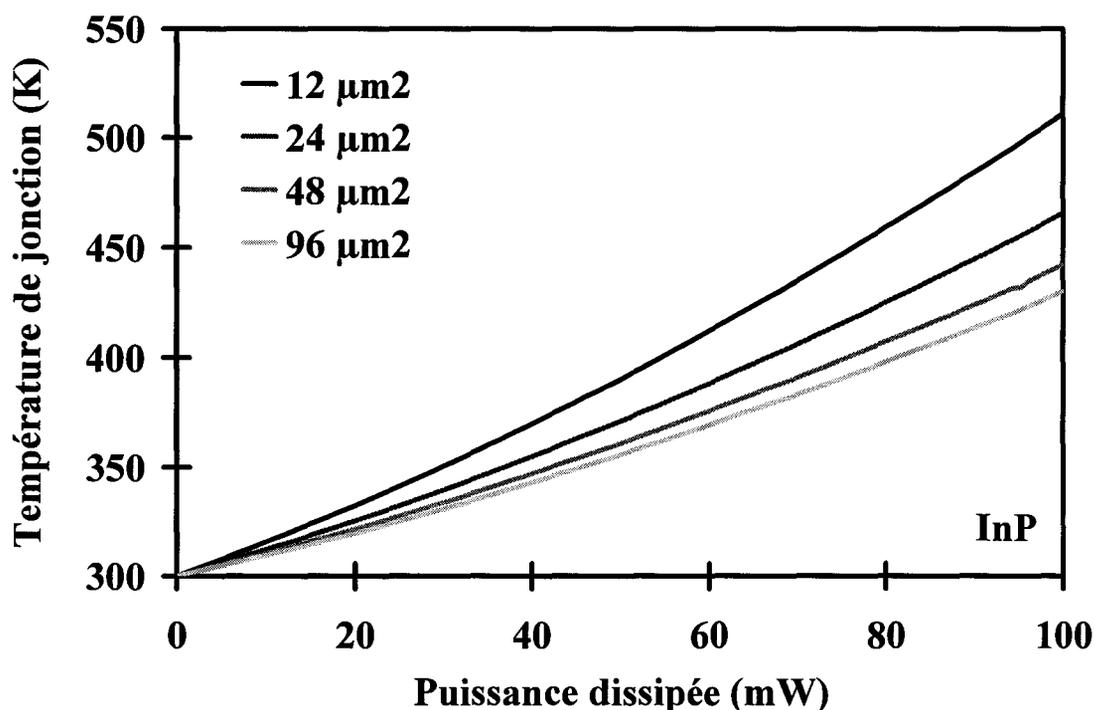


Figure III.35 : Température de jonction d'une structure sur substrat InP en fonction des dimensions des anodes.

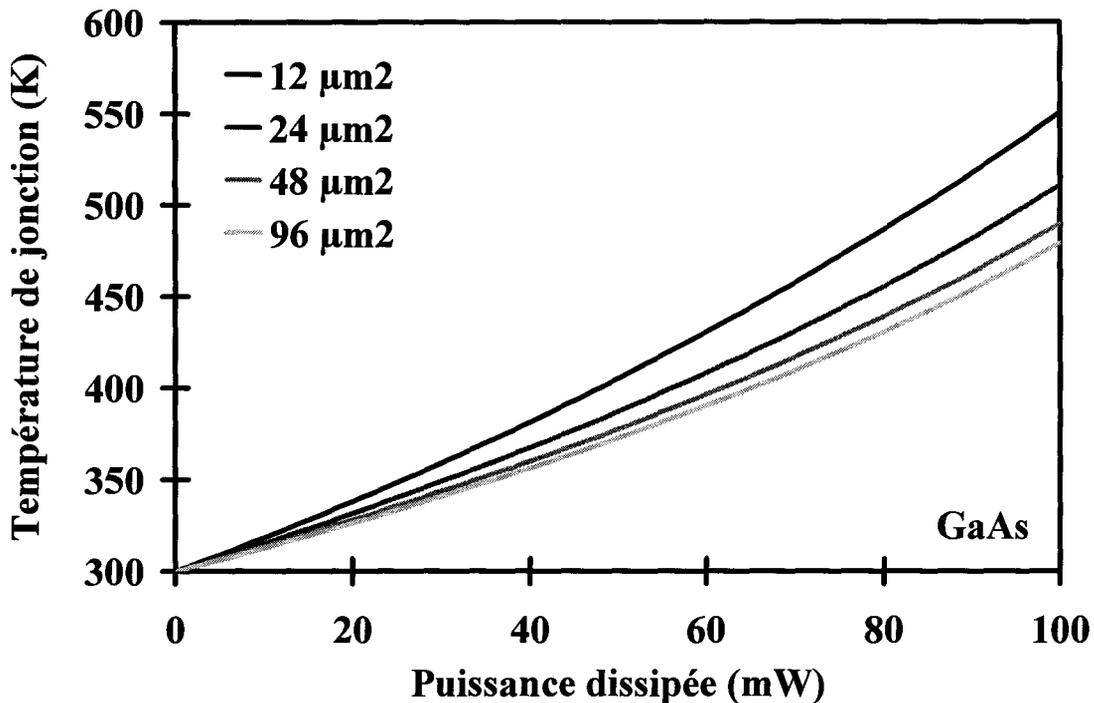


Figure III.36 : Température de jonction d'une structure sur substrat GaAs en fonction des dimensions des anodes.

Les éléments du circuit qui présentent les résistances thermiques les plus élevées sont le substrat et le pont à air. Pour des diodes de grande dimension et pour une puissance dissipée de 50 mW, nous obtenons une résistance de l'ordre de 1.5 K/mW alors que le pont à air présente une résistance de plus de 6 K/mW. Ces éléments seront par conséquent les premiers à devoir être optimisés. Le substrat pourra être éventuellement remplacé par une structure à meilleure conductivité comme le silicium ou le diamant. Une autre possibilité sera d'épaissir le pont à air afin de diminuer sa résistance thermique. Néanmoins, la réalisation de cet épaissement devra se faire de préférence par évaporation sous vide et non par électrolyse. En effet, il semble que la texture granulaire résultant de cette dernière technique soit défavorable d'un point de vue thermique. Nous constatons que les règles d'optimisation thermique et électromagnétique impliquent des raisonnements antinomiques sur la géométrie des composants (épaisseur du substrat et surface d'anode). Il faudra par conséquent chercher un compromis dans la conception des structures afin de prendre en compte chacun de ces paramètres.

III.2.3. Application en tripleur de fréquence.

Pour étudier l'incidence des phénomènes thermiques, considérons le tableau III.37. En effet, celui-ci présente les performances calculées d'un tripleur de fréquence 3×80 GHz utilisant une structure DHBV de section $50 \mu\text{m}^2$ ($R_s = 3 \Omega$) en condition de pompe optimale ($V_{cd} = 12$ V pour $P_{in} = 52$ mW).

DHBV $A=50 \mu\text{m}^2$ (sans éléments extrinsèques)	P_{in} (mW)	η (%)	P_{out} (mW)	$P_{dissip}[totale]$ (mW)	$P_{dissip}[Fo]$ (mW)	$P_{dissip}[3Fo]$ (mW)
$R_s=3 \Omega$	51.9	58.6	30.4	21.5	15.8	5.7

Tableau III.37 : Présentation des performances d'un tripleur de fréquence 3×80 GHz utilisant une structure DHBV de section $50 \mu\text{m}^2$ ($R_s=3$ ohms) en condition de pompe optimale ($V_{cd} = 12$ V).

Au vu de ces résultats, on constate que la puissance totale dissipée est de 21.5 mW avec des contributions à la fréquence fondamentale et à l'harmonique 3 respectivement égales à 15.8 mW et 5.7 mW. Si l'on se réfère aux calculs thermiques précédemment effectués nous obtenons des résistances thermiques globales de l'ordre de 1 K/mW. Cette estimation de la valeur de la résistance thermique a été confirmée par l'étude effectuée à Matra Marconi Space de la fiabilité d'un sondeur millimétrique d'humidité. Les valeurs obtenues expérimentalement étaient alors majorées par 1.5 K/mW.

Sur la base de ces ordres de grandeur de R_{th} , nous obtenons pour une puissance de pompe de 100 mW et un rendement de conversion défavorable, une élévation de la température interne comprise entre 100 K et 150 K au dessus de la température ambiante. En ce qui concerne le cas illustré par le tableau III.37, nous nous sommes placés dans des conditions très défavorables d'une résistance thermique égale à 3.5 K/mW. L'élévation de température de la zone active de la structure est, dans ces conditions de faible pompe, égale à 70 K. Globalement, ceci correspond à une température de jonction inférieure à 100°C , ce qui est favorable au plan de la fiabilité.

Les caractéristiques courant-tension d'une diode DHBV de section $50 \mu\text{m}^2$ correspondant aux cas de figure $T = 300$ K et $T = 373$ K sont reportées sur la figure III.38. Ces caractéristiques I-V ont été implantées au sein du modèle de la diode dans le logiciel M.D.S sous forme polynomiale à l'ordre 9 avec un bon accord théorie-expérience.

En pratique, en dépit de la dégradation de la tenue en tension mise en évidence sur la figure III.38, l'abaissement du niveau de conductance à $T = 373$ K n'est pas suffisant pour assurer un effet de "shunt" de la capacité non linéaire.

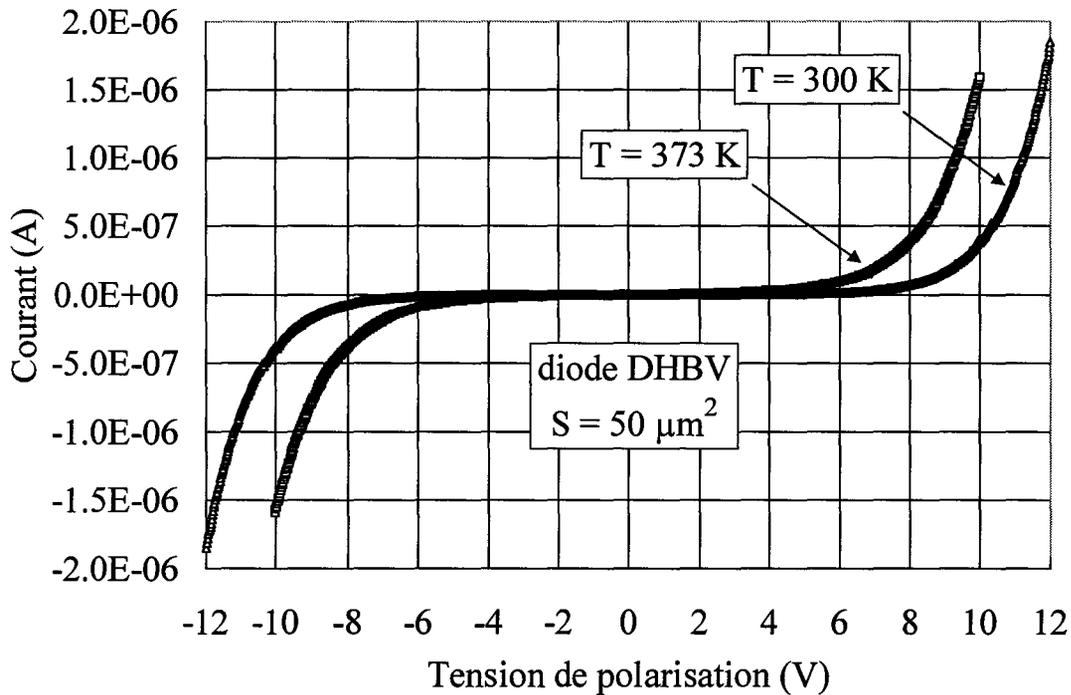


Figure III.38 : Caractéristiques courant-tension d'une diode DHBV de section $50 \mu\text{m}^2$ pour les températures $T = 300 \text{ K}$ et $T = 373 \text{ K}$.

En conclusion, il nous semble que les structures sur InP grâce à leur efficacité dans le blocage de la conduction soient bien adaptées à des applications en puissance. Il n'en est pas de même pour les structures GaAs/AlGaAs comme cela a été montré dans la référence [2]. Dans ce travail publié dans IEEE Transactions on Electron Devices, est reportée une détérioration très importante du rendement de conversion sous l'influence d'une augmentation de la température. Cet effet est identifié sous la dénomination anglo-saxonne "self heating effects". Ce terme rend compte d'un effet de contre-réaction thermique qui peut s'expliquer de la façon suivante :

Toute élévation de température se traduit par une augmentation de la conductance de fuite. Dans ces conditions, les courants thermoïonique et tunnel activé thermiquement augmentent ainsi que la résistance série. En conséquence, on observe une dégradation du rendement de conversion qui entraîne à son tour une augmentation de la puissance dissipée et corrélativement de la température. Compte tenu de cet aspect, les équipes de Chalmers et UVA envisagent à présent de travailler à la température de l'azote liquide. En ce qui nous concerne, ne souffrant pas de ces effets d'auto-échauffement, nous conservons l'avantage indéniable d'un fonctionnement à température ambiante.

III.3. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé les différentes structures élaborées au laboratoire afin de déterminer les éléments intrinsèques et extrinsèques du schéma équivalent. Nous avons montré la bonne qualité des épitaxies fabriquées grâce à des contrastes en capacité très élevés et des niveaux de conduction extrêmement faibles. Nous avons pu également évaluer les niveaux de résistance série, élément clé pour l'obtention de bons rendements de conversion. En outre, nous avons essayé d'établir les différentes contributions résistives qui constituent cette résistance série. La caractérisation hyperfréquence nous a permis d'évaluer les éléments extrinsèques amenés par les connexions. Ces mesures nous ont montré les remarquables potentialités des HBV en vue d'une utilisation en tripleur de fréquence.

Dans ce chapitre, nous avons également traité des phénomènes thermiques qui peuvent survenir lorsque les puissances dissipées deviennent importantes. Grâce à une modélisation tridimensionnelle et à l'utilisation des lois de Kirchoff, nous avons effectué une première analyse en calculant la température de la zone active. Nous avons également démontré que les HBV sur substrat InP ne « souffraient » pas d'une élévation importante de température et conservaient de bonnes propriétés électriques. De ces simulations, nous avons pu dégager quelques critères d'optimisation en termes de matériaux et d'architecture afin d'obtenir un meilleur comportement thermique des diodes.

Nous allons, à présent, passer à l'étude grand signal des HBV afin de valider les potentialités des composants.

III.4. Bibliographie

- [1] E. Lheurette, P. Mounaix, P. Salzenstein, F. Mollot and D. Lippens
«High Performance InP based heterostructure barrier varactors in single and stack configuration»
Electronics Letters
Vol 32, No 15, July 1996, p 1417-1418

- [2] J. Stake, L. Dillner, S.H. Jones, C. Mann, J. Thornton, J.R. Jones, W.L. Bishop and E. Kollberg.
« Effects of self-heating on planar heterostructure barrier varactor diodes »
IEEE Transactions on Electron Devices
Vol. 34, No 19, September 1997, p. 1860

- [3] R. Havart, E. Lheurette, O. Vanbésien, P. Mounaix, F. Mollot and D. Lippens.
"Step-Like Heterostructure Barrier Varactor"
IEEE Transactions on Electron Devices
Vol 45, No 11, Nov 1998, p2291-2297.

- [4] D. Sawdai, D. Pavlidis and D. Cui
« Enhanced Transmission Line Model Structures for Accurate Resistance Evaluation of Small-size Contacts and for More Reliable Fabrication »
IEEE Transactions on Electron Devices
Vol 46, No 7, July 1999, p1302-1311.

- [5] L.E. Dickens
«Spreading resistance as a function of frequency»
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 15, No 2, p.101, February 1967.

- [6] U. V. Bhapkar
«An investigation of the series impedance of GaAs Schottky barrier diodes»
Master thesis, University of Virginia, Charlottesville
May 1990.

- [7] J.R. Jones
«CAD of millimeter wave frequency multipliers : An experimental and theoretical investigation of the heterostructure barrier varactor»
PhD, University of Virginia
January 1996.

- [8] I. Mehdi, S.C. Martin, R.J. Dengler, R.P. Smith and P.H. Siegel
«Fabrication and performance of planar Schottky diodes with T-gate like anodes in 200 GHz subharmonically pumped mixers»
IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol. 6, No 1, p. 49, January 1996.
- [9] X. Mélique, J. Carbonell, R. Havart, P. Mounaix, O. Vanbésien and D. Lippens
«InGaAs/InAlAs/AlAs heterostructure barrier varactors for harmonic multiplication»
IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol. 8, No 7, p. 254, July 1998.
- [10] R. Havart
« Fonctions électroniques non linéaires pour les applications spatiales au dessus de 100 GHz »
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.
Mars 1999
- [11] P. Penfield Jr and R.P Rafuse
« Varactor applications »
ed The M.I.T. Press
- [12] J. Carbonell Olivares
«Analyse électromagnétique de composants actifs et passifs pour des applications spatiales»
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille
Juin 1998.
- [13] L.H. Holway Jr, and M.G. Adlerstein
« Approximate Formulas for the thermal resistance of IMPATT diodes compared with computer simulations »
IEEE Transactions on Electron Devices
Vol. 24, No 2, February 1977, p 156-159.
- [14] S.V Patankar
« Numerical heat transfer and fluid flow »
Series in computational methods in mechanics and thermal
1980
- [15] O. Vanbésien, D. Wojciechowski, V. Sadaune et D. Lippens
« Modelling of resonant tunneling effects in laterally confined heterostructures at nanometer scales »
Physics of semiconductor devices
Ed : Krishan Lal, 1993, p 637-639.

- [16] Handbook of Chemistry and Physics
Ed David R. Lide
73^{ème} édition – 1992-93.

CHAPITRE IV :

***ETUDE EN MULTIPLICATION DE
FRÉQUENCE DES HBV***

IV. Etude en multiplication de fréquence des HBV.

Nous nous proposons essentiellement, dans ce chapitre, de reporter les résultats des tests en régime grand signal effectués en étroite collaboration avec le département micro-ondes de Matra Marconi Space, le DEMIRM de l'Observatoire de Paris et l'Ecole Normale Supérieure. En préambule, nous reportons les simulations par équilibrage harmonique qui nous ont permis, sur la base des résultats expérimentaux reportés dans le chapitre précédent, d'étudier les conditions d'adaptation grand signal. Nous en déduisons quelques critères relatifs à la dimension optimale d'anode en gardant omniprésent à l'esprit le rôle prépondérant de la résistance série. Ensuite, nous nous intéressons à la simulation électromagnétique du bloc de multiplication dont la fabrication a été effectuée à Toulouse. Ces simulations concernent les circuits d'entrée ainsi que les circuits de sortie de type guide d'onde, les transitions se faisant par l'intermédiaire d'un circuit planaire de type quartz. Sur la base de ces simulations, nous nous intéressons à la caractérisation en tripleur avec l'obtention de résultats record en terme de rendement de conversion et de puissance délivrée à la fréquence de 250 GHz. Nous terminons cette présentation de l'étude en multiplicateur de fréquence des HBVs par une discussion générale concernant la possibilité d'atteindre le Terahertz. Deux thèmes ayant trait aux critères de conception seront plus particulièrement abordés: au niveau du composant la possibilité de nouvelles architectures comportant des composants discrets ou distribués. Enfin, au niveau du bloc de multiplication en considérant la possibilité de structures ouvertes ou fermées.

IV.1. Simulation des diodes en régime grand signal.

Dans l'ensemble des études précédentes, nous avons travaillé avec des signaux alternatifs d'amplitude faible devant les grandeurs caractéristiques des composants, l'excursion se faisant essentiellement à l'aide d'une tension continue. Pour un fonctionnement en tripleur la situation est totalement différente puisque le composant est non polarisé et que la modulation des grandeurs électriques se fait à l'aide d'un signal de pompe de grande amplitude limité par les tensions de claquage. Malheureusement au laboratoire, nous ne disposons pas de moyens de caractérisation dans ce régime grand signal aux fréquences considérées et seule une étude des composants en multiplication peut nous permettre de démontrer l'aptitude de ces derniers à fonctionner en très haute fréquence avec des rendements de conversion significatifs. Cependant, les caractérisations petit signal servent comme données d'entrée pour les études théoriques en régime grand signal dans des logiciels de type équilibrage harmonique.

IV.1.1. Rappel sur l'équilibrage harmonique.

Le concept de base des simulations d'équilibrage harmonique consiste à scinder le dispositif à étudier en deux sous ensembles respectivement linéaire et non linéaire. Le circuit linéaire englobe tous les éléments localisés du schéma équivalent dont les valeurs seront indépendantes de celles des signaux électriques à leurs bornes. C'est notamment le cas des éléments extrinsèques de connexion : l'inductance série L_s et la capacité parasite C_p . La valeur de la résistance série R_s , peut également être considérée dans la plupart des cas comme indépendante de la valeur de la tension. Les circuits de filtrage et d'adaptation d'impédance font partie également du sous ensemble linéaire. En revanche, la capacité et la conductance intrinsèques sont des fonctions fortement non linéaires (figure IV.1).

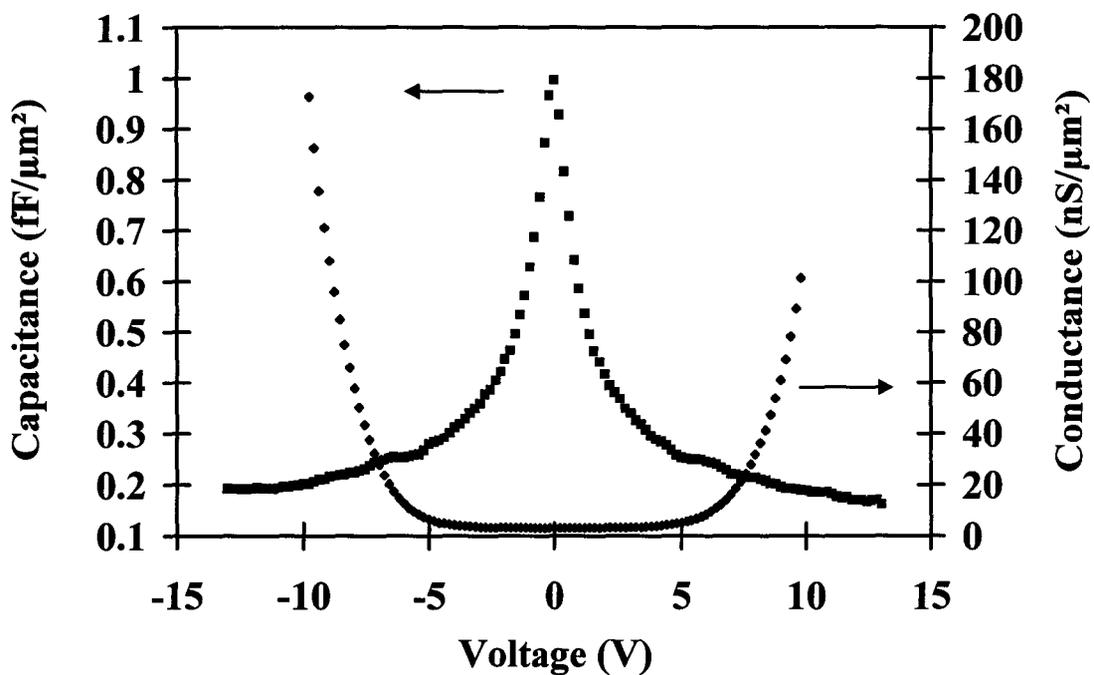


Figure IV.1 : Evolution de la capacité et de la conductance intrinsèques d'une HBV.

La partie circuit linéaire est analysée dans le domaine fréquentiel alors qu'une analyse temporelle est utilisée pour les éléments non linéaires avec un passage entre les deux sous systèmes par transformée de Fourier. Le terme équilibrage désigne la procédure qui consiste à comparer les valeurs des signaux en amplitude et en phase pour les fréquences fondamentale et harmoniques dans le but de définir un état d'équilibre des signaux électriques. L'obtention de cet état stationnaire se fait progressivement, la convergence ainsi que la précision dépendant fortement de la richesse en harmonique définie dans la simulation. Lorsque la convergence est atteinte sur les différentes valeurs de courant et de tension aux différents nœuds et branches de l'ensemble du dispositif étudié, il est possible de déterminer les

performances en multiplicateur. Celles-ci peuvent être définies à partir de la puissance délivrée par la diode à la charge pour chaque harmonique considéré suivant l'expression :

$$P_i = \frac{1}{2} \text{Real}[V_i \cdot I_i^*]$$

Où i est le rang d'harmonique V_i et I_i^* sont respectivement les tension et courant complexe conjugué dans la branche de charge. L'autre grandeur fondamentale définissant les performances en multiplication est le gain de conversion qui s'exprime en normalisant la puissance délivrée à l'harmonique i par rapport à la puissance disponible de la source en entrée.

IV.1.2. Application aux diodes HBV.

En pratique, les simulations ont été effectuées à l'aide du code numérique d'équilibrage harmonique disponible dans l'environnement Microwave Design System de Hewlett Packard. Le schéma de principe utilisé est donné figure IV.2.

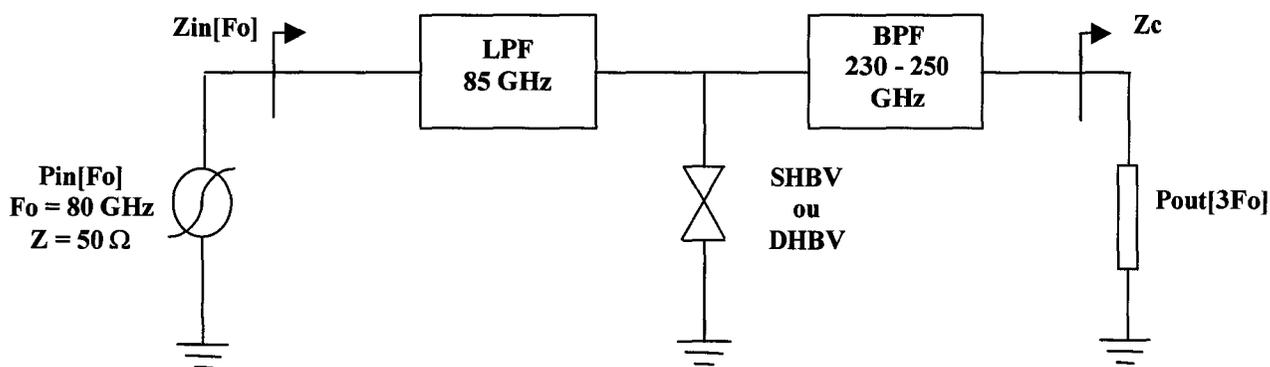


Figure IV.2 : Principe du circuit utilisé pour étudier sur la base de simulations en équilibrage harmonique les potentialités d'un tripleur de fréquence 3×80 GHz à structure SHBV ou DHBV.

Un générateur de pompe défini ici à la fréquence de 80 GHz d'impédance interne 50Ω forme la source d'excitation. La diode, en configuration simple hétérostructure (SHBV) ou double hétérostructure (DHBV), est insérée entre deux filtres respectivement passe-bas et

passe-bande, supposés idéaux. La fréquence de coupure du passe bas est prise à 85 GHz alors que le gabarit du passe-bande (BPF) présente une bande passante entre 230 et 250 GHz. La diode délivre uniquement de la puissance à l'harmonique trois, compte tenu du filtrage en amont, dans la charge. Cette dernière, notée Z_c , peut être complexe. Cette impédance de fermeture des courants multipliés est une des grandeurs les plus importantes dans l'obtention de performances élevées car elle fixe les transferts de puissance vers la sortie sous condition d'adaptation. Il en est de même pour l'impédance d'entrée $Z_{in}(f_0)$ qui est par contre, définie ici par rapport au coefficient de réflexion de la diode. La description de l'excitation, de la charge et des filtres est réalisée dans l'environnement MDS qui comporte également une bibliothèque mathématique de composants actifs conventionnels de type transistor et diode. Compte tenu de la nouveauté des diodes varactor à hétérostructure, il n'existe aucun modèle relatif à ce composant. La première étape du travail est donc de décrire la diode par son schéma équivalent. Nous avons adapté le schéma équivalent utilisé avec succès dans le chapitre III pour décrire l'évolution fréquentielle en régime petit signal conformément à la figure IV.3. Pour l'utilisation des HBVs, il faut définir mathématiquement les non linéarités de conductance et de capacité permettant ainsi de déterminer les transferts tension/courant en régime grand signal.

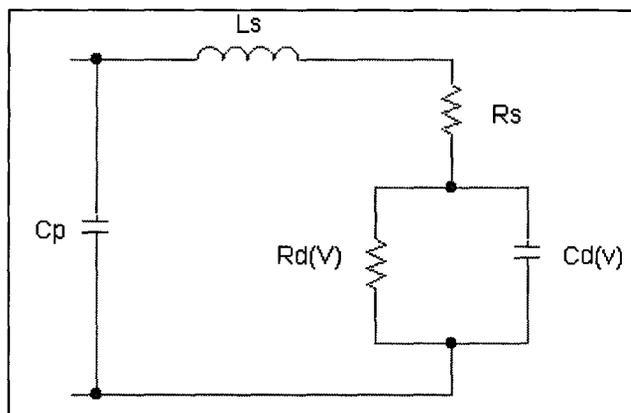


Figure IV.3 : Schéma équivalent petit signal d'une hétérostructure simple barrière varactor en technologie CPW.

◆ Définition de la non linéarité capacitive

La description analytique de la non linéarité capacitive peut se faire de plusieurs façons, notamment celles ayant recours à un développement polynomial. Comme nous l'avons montré sur la figure IV.1 les évolutions de la capacité intrinsèque sont extrêmement abruptes notamment autour de l'équilibre et il ne semble pas judicieux d'utiliser un développement polynomial, nécessairement d'ordre élevé pour rendre compte de cette non linéarité marquée. En revanche, les évolutions sont tout à fait conformes à un modèle physique basé sur une approximation condensateur plan tenant compte des longueurs d'écrantage du champ électrique de part et d'autre de la barrière. En conséquence, nous avons

adopté un tel modèle basé sur la relation qui relie les champs internes aux densités de charge locales (équation de Poisson). Cette approche a été également adoptée à l'Université de Chalmers et nous reproduisons ici l'équation obtenue [1] :

$$V(q) = N \left(\frac{b \cdot q}{\epsilon_b \cdot A} + \text{sign}(q) \cdot \left(\frac{q^2}{2 \cdot e \cdot Nd \cdot \epsilon_d \cdot A^2} + \frac{4 \cdot Ld^2 \cdot e \cdot Nd}{\epsilon_d} \left(1 - \exp\left(\frac{-|q|}{2 \cdot Ld \cdot A \cdot e \cdot Nd} \right) \right) \right) \right)$$

$$\text{avec } Ld = \sqrt{\frac{k \cdot T \cdot \epsilon_d}{Nd \cdot e^2}}$$

où Ld est la longueur de Debye des électrons, ϵ_b et ϵ_d les permittivités diélectriques respectives de la barrière d'épaisseur b et de la zone de désertion de dopage Nd , N le nombre de structures élémentaires empilées et A la surface de l'échantillon.

Cette relation fait apparaître trois contributions. La première correspond à la zone d'accumulation qui se forme en amont de la barrière. La longueur d'écrantage est difficile à apprécier en faisant intervenir une évolution exponentielle de la charge accumulée. La seconde s'apparente à un condensateur plan pour un diélectrique formé par la barrière (ceci correspond au premier terme de l'équation). La dernière est relative à la zone de désertion en aval de la barrière de potentiel.

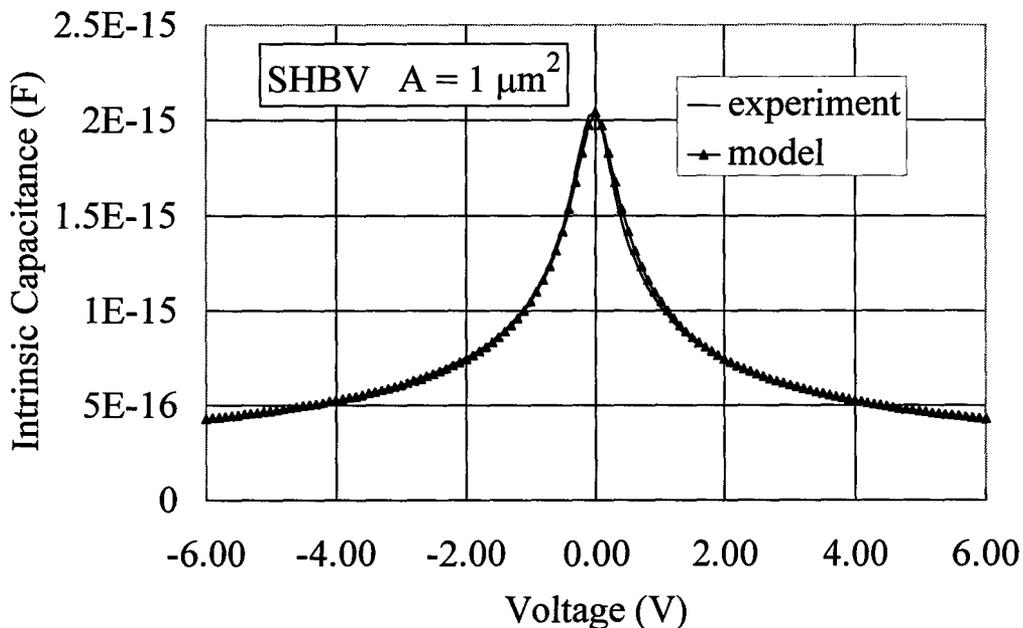


Figure IV.4 : Comparaison des évolutions des caractéristiques capacité-tension mesurée et modélisée pour une diode SHBV de section $1 \mu\text{m}^2$ en fonction de la tension de polarisation.

Sur la figure IV.4 nous avons tracé et comparé aux valeurs de l'expression analytique les variations expérimentales normalisées pour une diode SHBV de section $1 \mu\text{m}^2$ en fonction de la tension. On constate une excellente concordance entre les valeurs calculées et mesurées dans l'ensemble de la plage de tension. En ce qui concerne la caractéristique $G(V)$, nous rappelons son évolution sur la figure IV.5 ainsi que la caractéristique courant-tension $I(V)$. On constate que les niveaux de conductance sont pratiquement négligeables sur la plage de tension. Dans ces conditions, il semble illusoire d'établir une non linéarité de conductance compte tenu que l'effet de « shunt » par la conductance intervient au second ordre. Nous avons donc négligé pour les simulations d'équilibrage harmonique la conductance de fuite et seule la non linéarité de capacité a été prise en compte. L'étude détaillée des conditions d'adaptation en régime grand signal a été effectuée par R. Havart et on pourra trouver dans la référence [2] de plus amples informations. Trois aspects nous semblent devoir être soulignés ici et nous permettront par la suite d'analyser les résultats de mesure qui concernent respectivement l'influence de la section des composants, le rôle joué par les éléments intrinsèques et les aspects liés à la résistance série.

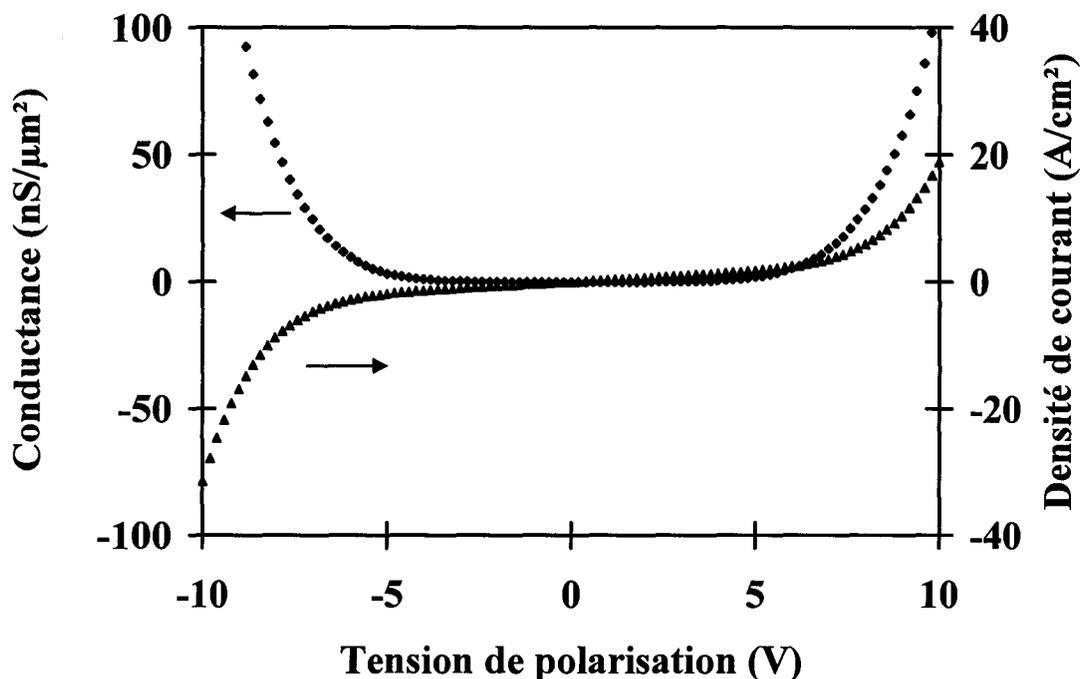


Figure IV.5 : Evolution de la densité de courant et de la conductance associée en fonction de la tension de polarisation.

◆ Rôle de la section.

Le tableau IV.6 regroupe un certain nombre de données concernant la puissance de pompe (P_{in}), le rendement de conversion (η), la puissance délivrée (P_{out}), l'impédance de charge (Z_c) et l'impédance d'entrée (Z_{in}) pour quatre valeurs de section comprises entre 30 et 60 μm^2 .

Section (μm^2)	P_{in} (mW)	η (%)	P_{out} (mW)	Z_c (Ω)	Z_{in} (Ω)
30	38.5	36.3	14	48+j55	5.2-j57.3
40	59.9	27.9	16.7	30+j72	6.2-j46
50	85.6	21.9	18.7	19+j72	7-j36.9
60	116.5	17.5	20.4	13+j70	7.8-j29.4

Tableau IV.6 : Présentation des performances d'un tripleur de fréquence 3x80 GHz utilisant une diode DHBV de section variable en condition de pompe optimale ($V_{cd} = 12$ V). Les éléments extrinsèques ont été pris en compte dans les simulations et la valeur de la résistance série a été fixée pour les quatre sections étudiées à 10 Ω .

Notons que le masque comporte plusieurs tailles de diodes qui s'étalent entre 12 μm^2 et 100 μm^2 pour SERPON et entre 9 μm^2 et 50 μm^2 pour QUAD. Nous évaluons ici les performances en tripleur 3 x 80 GHz pour une diode de type DHBV. Dans ces conditions, on peut estimer les tensions de claquage à 12 Volts, valeur qui constitue le point de butée de la tension admissible aux bornes de la diode. En d'autres termes, les performances optimales sont définies lorsque la tension de pompe permet d'imposer un signal alternatif crête de 12 V. La résistance série est ici prise indépendante de la section ce qui n'est pas totalement vérifié en pratique. Nous avons cependant pris une valeur de 10 Ω qui constitue une limite supérieure pour les plus faibles sections. Une première remarque concerne le niveau de puissance de pompe. D'environ 40 mW pour 30 μm^2 , il passe à plus de 110 mW pour 60 μm^2 . Rappelons que l'obtention d'un niveau de puissance aussi élevé à 80 GHz est loin d'être triviale comme nous le verrons par la suite. En revanche, sous couvert de pouvoir fournir une puissance

suffisante, la puissance délivrée augmente notablement puisque les simulations prédisent plus de 20 mW pour une section de $60 \mu\text{m}^2$. Les rendements de conversion s'améliorent pour des sections plus faibles pour atteindre plus de 36 %, alors que celui ci n'est que de 17 % pour une section double. Les niveaux d'impédance en entrée et en sortie reproduisent les évolutions attendues par le changement de diamètre. On conçoit en effet qu'une section plus faible diminue le niveau de capacité avec pour corollaire une augmentation des niveaux d'impédance associés. L'impédance de charge optimale est complexe. Enfin, précisons que ces simulations sont réalisées sans éléments extrinsèques. Pour l'impédance Z_{in} , qui correspond au coefficient de réflexion de la diode, la partie réactive est capacitive avec des valeurs absolues comprises entre 30 et 60Ω .

Les premières indications apportées par ces simulations sont la possibilité d'obtenir des rendements théoriques relativement importants au niveau du composant seul, de l'ordre de 20 % avec des puissances délivrées entre 10 et 20 mW dans des conditions d'adaptation optimales. Les conditions de pompe apparaissent toutefois critiques et seront au cœur des problèmes d'évaluation des performances en tripleur. Nous avons vu au chapitre III que l'auto-inductance série introduit des effets de résonance dans l'évolution fréquentielle de l'impédance petit signal. Intéressons nous, à présent, à l'influence de ces éléments extrinsèques sur les rendements de conversion.

◆ Influence des éléments extrinsèques.

Le tableau IV.7 regroupe pour une section nominale de $50 \mu\text{m}^2$ et une résistance série de 10Ω les différentes grandeurs caractérisant le multiplicateur de fréquence 3×80 GHz, en comparant les résultats obtenus avec et sans les éléments extrinsèques. Les valeurs de L_s égale à 75 pH et de capacité parasite C_p égale à 17 fF sont directement tirées des études d'extraction reportées dans le chapitre sur la caractérisation. Il est clair que la topologie d'implantation des diodes pour des mesures en bloc de multiplication diffère de celle mise en œuvre pour la configuration coplanaire. Néanmoins, des simulations électromagnétiques ont montré des valeurs de C_p du même ordre de grandeur entre les motifs de type micro-ruban et de type coplanaire. Au vu des données du tableau IV.7, le résultat essentiel est que l'introduction des éléments extrinsèques n'affecte pas le rendement de conversion à la condition d'adaptation optimale. Ainsi, pour une puissance de pompe comprise entre 80 et 90 mW, le rendement escompté est de l'ordre de 20 % pour les deux cas de figures. En revanche, l'insertion des éléments extrinsèques modifie les impédances optimales en entrée comme en sortie.

En conclusion, deux sortes de démarche peuvent être considérées : la première tient compte des éléments parasites de connexion comme partie intégrante du circuit extérieur alors que la seconde consiste à définir la diode comme un tout intégrant les termes de connexion. Ce changement de plan de référence au niveau du circuit n'a aucune incidence sur les performances globales sachant que, dans tous les cas, il nous faudra rechercher les conditions

d'adaptation pour optimiser les transferts de puissance en entrée comme en sortie. C'est une des difficultés majeures des mesures en tripleur car les niveaux mis en jeu sont faibles (quelques dizaines d'ohms) comparativement à celles caractéristiques des guides d'onde (quelques centaines d'ohms). En outre, au cours des différents « run » technologiques, nous avons noté une importante disparité de la résistance série. Dans ce contexte, il nous semble impératif de mieux prédire l'influence que peut avoir cette dispersion sur les performances en multiplication.

DHBV $A=50 \mu\text{m}^2$ ($R_s = 10 \Omega$)	Pin (mW)	η (%)	Pout (mW)	Z_c (Ω)	Z_{in} (Ω)
Avec éléments extrinsèques $L_s = 75 \text{ pH}$ $C_p = 17 \text{ fF}$	85.6	21.9	18.7	$19+j72$	$7-j36.9$
Sans éléments extrinsèques	87.8	22.2	19.5	$19+j38$	$15.1-j90.6$

Tableau IV.7 : Mise en évidence de l'influence des éléments extrinsèques d'une diode DHBV de section $50 \mu\text{m}^2$ sur ses performances au sein d'un tripleur de fréquence $3 \times 80 \text{ GHz}$ en configuration optimale ($V_{cd} = 12 \text{ V}$).

◆ Influence de la résistance série.

Le tableau IV.8, précise l'incidence d'une réduction d'un facteur trois de R_s sur les grandeurs décrites et discutées auparavant. La section du composant est inchangée ($50 \mu\text{m}^2$), seuls les éléments intrinsèques sont pris en compte. On constate que l'influence de R_s est extrêmement importante puisque que sa diminution d'un facteur trois se traduit pratiquement par la multiplication du rendement de conversion de plus d'un facteur 2.5. Son influence se fait également sentir sur l'impédance d'entrée Z_{in} . Quant à l'augmentation du rendement, ce résultat est attendu, tout du moins dans son évolution dans la mesure où une diminution de R_s se traduit par une augmentation de la fréquence de coupure F_c . Or, il est connu que le rendement de conversion est d'autant plus grand que le rapport entre F_c et la fréquence de travail est élevé. L'incidence sur Z_{in} , majoritairement sur la partie réelle, est également prévisible et montre que la partie résistive résultant des équilibrages tension/courant en régime grand signal se compare au terme constant de R_s .

DHBV A=50 μm^2 (sans éléments extrinsèques)	Pin (mW)	η (%)	Pout (mW)	Zc (Ω)	Zin (Ω)
Rs=10 Ω	87.8	22.2	19.5	19+j38	15.1-j90.6
Rs=3 Ω	51.9	58.6	30.4	16+j38	9.85-j88.5

Tableau IV.8 : Présentation des performances d'un tripleur de fréquence 3x80 GHz utilisant une diode DHBV de section 50 μm^2 en condition de pompe optimale ($V_{cd} = 12$ V) pour les cas de figure $R_s = 10 \Omega$ et $R_s = 3 \Omega$. Les éléments extrinsèques n'ont pas été pris en compte dans les simulations.

En conclusion, compte tenu de ces quelques essais de calcul prédictif, nous aurons le souci, d'une part de pomper suffisamment la diode pour profiter au maximum de sa non linéarité sur sa plage de tension, d'autre part de l'adapter au mieux et enfin de « trier » les composants avec comme critère une résistance série minimum. Il reste, à présent, à savoir dans quelles conditions les impédances calculées peuvent être synthétisées dans le bloc de multiplication. Par ailleurs, une technologie guide d'onde est employée pour pomper le composant et pour collecter la puissance délivrée alors que le dispositif actif est planaire. Enfin, il nous faut réaliser, en pratique, les éléments de filtrage qui ont été pris idéaux dans cette partie mais qui ont une influence non négligeable sur les performances globales. C'est pourquoi, nous allons nous intéresser, à présent, à la simulation électromagnétique de la cellule en distinguant les trois aspects suivants : transitions guide d'onde/circuit planaire, circuit de filtrage et conditions d'adaptation.

IV.2. Simulation électromagnétique.

IV.2.1. *Présentation de la cellule de multiplication.*

La cellule de multiplication, utilisée pour les mesures, a été réalisée par Matra Marconi Space. Cette cellule est directement adaptée de celle utilisée pour le projet MHS (Millimeter Humidity Sounder). Nous avons reproduit sur la figure IV.9 un schéma simplifié aux cotes des guides d'entrée et de sortie ainsi que du circuit planaire à l'aide du logiciel de dessin de l'environnement High Frequency Structure Simulator (HFSS).

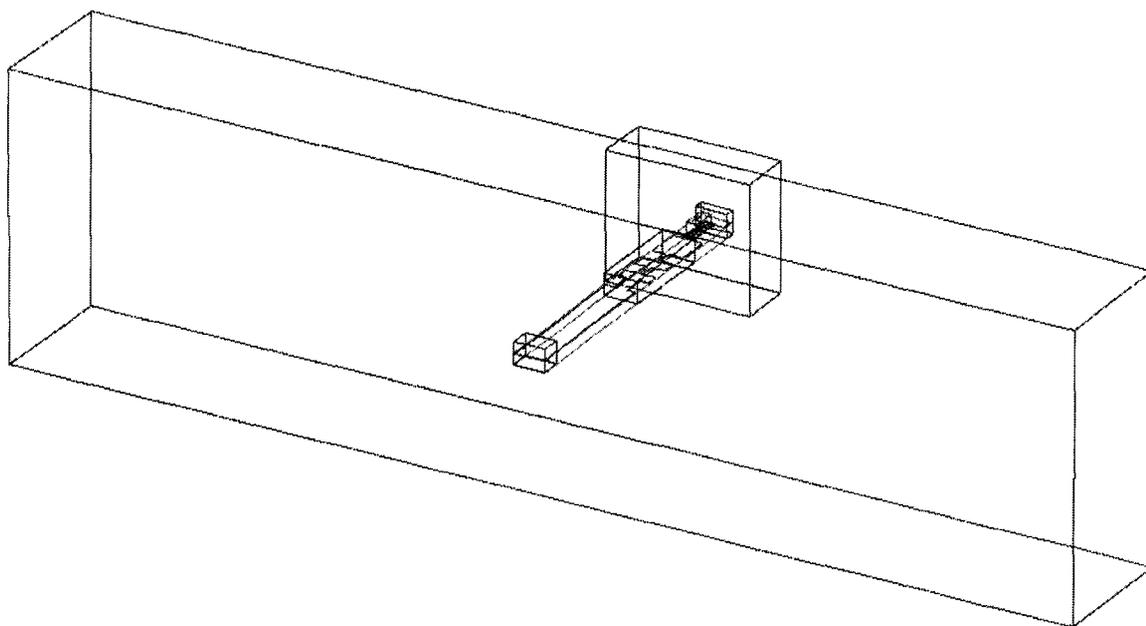


Figure IV.9 : Schéma général de la cellule de multiplication.

L'architecture globale de la cellule est semblable à celle proposée par Archer dans la référence [3]. Deux guides croisés pour des raisons d'encombrement, sont reliés par un élément de circuit de type micro-strip réalisé sur quartz et inséré dans une gorge métallique. Les transitions entre le guide d'onde d'entrée et de sortie se font à l'aide d'un élément rayonnant réalisé également sur quartz et implanté dans le plan E (E-plane transition), le circuit quartz se prolongeant dans le guide de sortie. Cette section comporte deux plots permettant le montage du composant en « flip-chip ». L'adaptation est prévue grâce à deux pistons de court-circuit décalés en entrée comme en sortie. Ce choix nous a semblé nécessaire compte tenu de la très grande diversité des échantillons pouvant être testés avec pour certains des difficultés prévisibles d'adaptation.

IV.2.2. *Transition en entrée comme en sortie.*

Sur la figure IV.10, nous avons reporté le tracé de la transition dans le plan E plongeant dans le guide d'onde d'entrée.

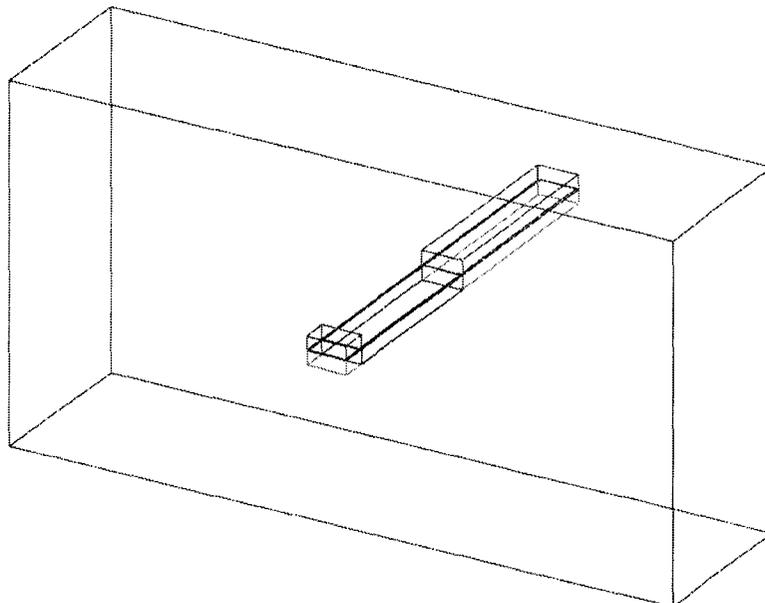


Figure IV.10 : Schéma de la transition en entrée localisée dans le plan E.

La métallisation se prolonge sur l'ensemble du petit côté du guide. Ceci peut être un choix discutable dans la mesure où l'on peut trouver, par ailleurs, dans la littérature d'autres types de configuration avec des « enfoncements » moindres. Ces aspects feront l'objet à l'avenir des perspectives d'amélioration envisagées à court terme. Différents schémas d'antennes et de longueurs (une métallisation occupant autour de 60 % du petit côté) sont actuellement à l'étude. Néanmoins, nous vérifierons par la suite que le type d'antenne utilisé permet un couplage raisonnable de l'énergie incidente du guide vers le circuit plaqué. Nous essaierons de chiffrer les pertes d'insertion dans le paragraphe suivant traitant du filtre. Mais auparavant, intéressons nous à la transition en sortie. Au sens strict du terme, il ne s'agit pas d'une transition puisque l'élément actif est directement inséré dans le plan de section droite du guide de sortie. En régime grand signal, ce composant actif délivre dans le circuit extérieur des composantes de courant à $3f_0$ et il s'agit de voir la transformation entre les courants et l'énergie rayonnée dans le guide d'onde de sortie. Pour illustrer ces aspects, considérons la figure IV.11 qui montre le composant actif au sein du guide d'onde de sortie, seule la section de quartz non métallisée en face arrière située dans le guide de sortie figure sur ce schéma. Ceci suppose que le filtre soit quasi idéal en réjectant de manière très efficace les signaux à $3f_0$ qui ne peuvent pas se propager dans le filtre planaire (typiquement, la réjection est de -25 dB). Le composant est ici décrit parfaitement avec les plots métalliques ainsi que l'interconnexion par pont à air pour essayer de représenter au mieux les zones de localisation

du champ E. On peut se rendre compte de la façon dont l'énergie rayonne à partir d'éléments actifs en étudiant les cartes de champ électrique dans les plans aa' et bb' .

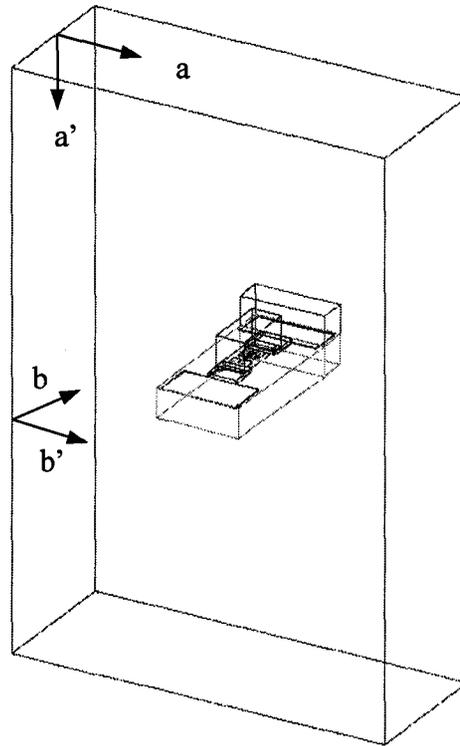


Figure IV.11 : Tracé simplifié de la structure en sortie.

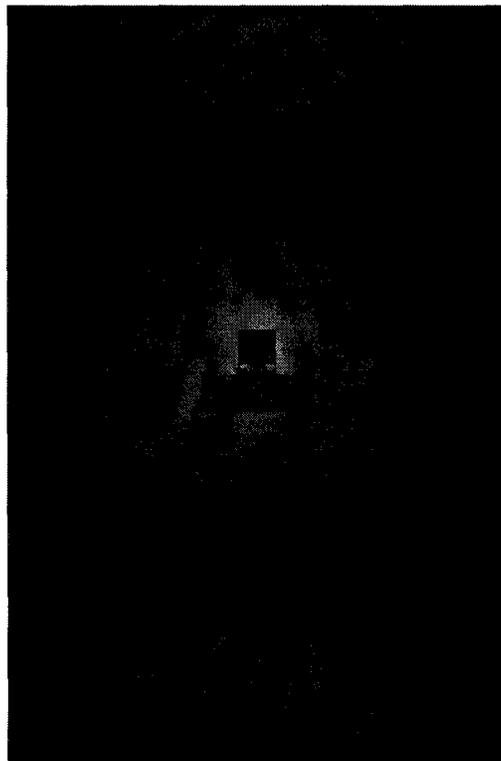


Figure IV.12 : Mode TE₁₀ propagé dans le guide de sortie.

La figure IV.12 est particulièrement parlante avec la mise en évidence de maxima et de minima caractéristiques d'une onde progressive dans les conditions d'adaptation aux ports. Celle tracée dans le plan aa' traduit le confinement du champ électrique au voisinage du composant.

IV.2.3. Dessin et gabarit du filtre.

Un des dessins ayant été testé dans le cadre de cette étude est donné figure IV.13. Il s'agit d'un filtre Tchebitchev à 5 sections dont les dimensions aussi bien latérale que transversale ont été optimisées compte tenu des contraintes électromagnétiques et technologiques. Ainsi, les rubans centraux correspondant aux sections de basse impédance ont une longueur typique de 25 μm alors que la dimension latérale des lignes de haute impédance est typiquement réduite d'un facteur 10. Nous avons choisi de limiter le nombre de sections en vue de diminuer autant que possible les pertes. Figurent également les plots sur lesquels est effectué le montage du composant et la transition discutée auparavant. Le substrat est en quartz d'épaisseur prise égale à 75 μm . Sa permittivité donnée par le constructeur est d'environ 3.8 pour un $\tan \delta$ de 10^{-4} . Le choix d'une épaisseur aussi faible, qui complique singulièrement la réalisation pratique du filtre, est de limiter l'apparition de modes supérieurs. Enfin, il est important de déposer une épaisseur de métal, servant à la réalisation des pistes, assez importante dans le but de limiter les pertes métalliques. Il reste une difficulté dans la conception de ce filtre qui est inséré dans une gorge métallique. La présence des parois métalliques situées très près des pistes modifie incontestablement la fermeture des champs comparativement à la structure ouverte de type micro ruban. Cette remarque montre qu'il est quelquefois difficile de concevoir les filtres par des analyses de type MDS qui incluent des tronçons de lignes micro-ruban sans toutefois décrire fidèlement leur environnement. Face à cette difficulté, nous avons préféré simuler le filtre à l'aide du logiciel tridimensionnel HFSS.

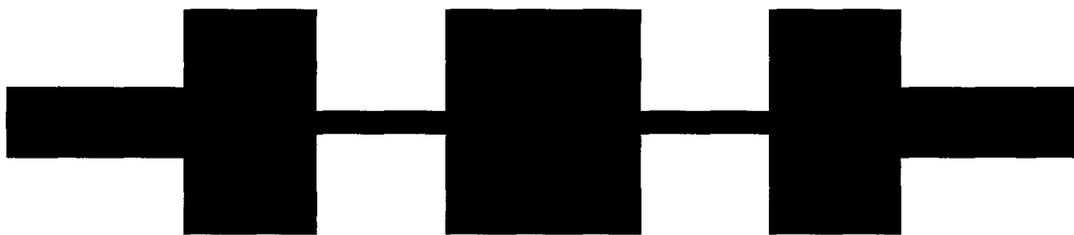


Figure IV.13 : Schéma du filtre passe-bas.

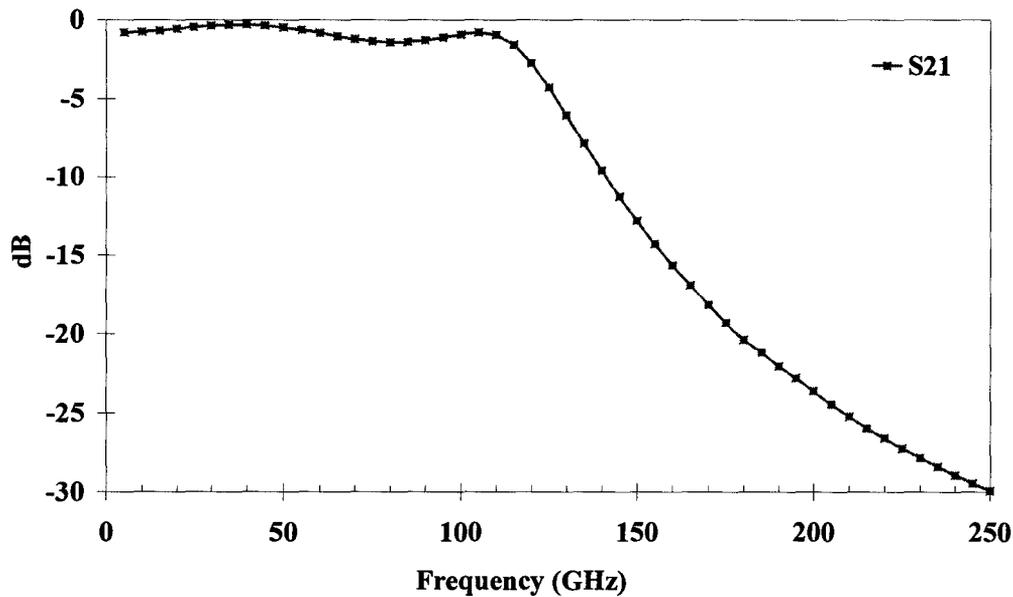


Figure IV.14 : Réponse en transmission du filtre passe-bas.

La figure IV.14 donne le coefficient de transmission S_{21} pour le filtre qui a été utilisé pour les mesures en tripleur. La fréquence de coupure à 3 dB est supérieure à 120 GHz. La réjection permet d'espérer un niveau de -25 dB à la fréquence de 250 GHz. Par contre, l'ondulation (ripple) semble importante, notamment à la fréquence de pompe de 80 GHz qui correspond à la fréquence primaire. Des études sont actuellement entreprises pour améliorer ce point en augmentant légèrement la fréquence de coupure, en pratique vers 150 GHz et pouvoir ainsi profiter d'une résonance favorable à la fréquence de pompe. Cette augmentation de la fréquence de coupure permet également d'éviter une remontée de la transmission du filtre dans une bande de fréquence proche de celle de travail. Le but des recherches, à plus long terme, est d'augmenter la bande passante des tripleurs.

IV.2.4. *Conditions d'adaptation.*

Nous rappelons que l'adaptation est réalisée au moyen de pistons de court circuit. On pourrait rendre compte de leur présence dans une simulation globale de type HFSS. Néanmoins, les cartes de champs dans leur environnement n'ont pas de caractère particulier pour justifier une telle approche extrêmement longue en temps de calcul. En effet, il est maintenant bien connu qu'une approche tridimensionnelle des phénomènes électromagnétiques nécessite des temps de calculs souvent de l'ordre de la dizaine d'heures. L'idée face à ces problèmes est de ne décrire que le cœur de la cellule et de traiter les courts-circuits dans l'environnement MDS. Dans ces conditions, la recherche des conditions

d'adaptation en changeant la position des courts-circuits se fait de façon beaucoup plus rapide sans incidence notable sur l'exactitude des résultats.

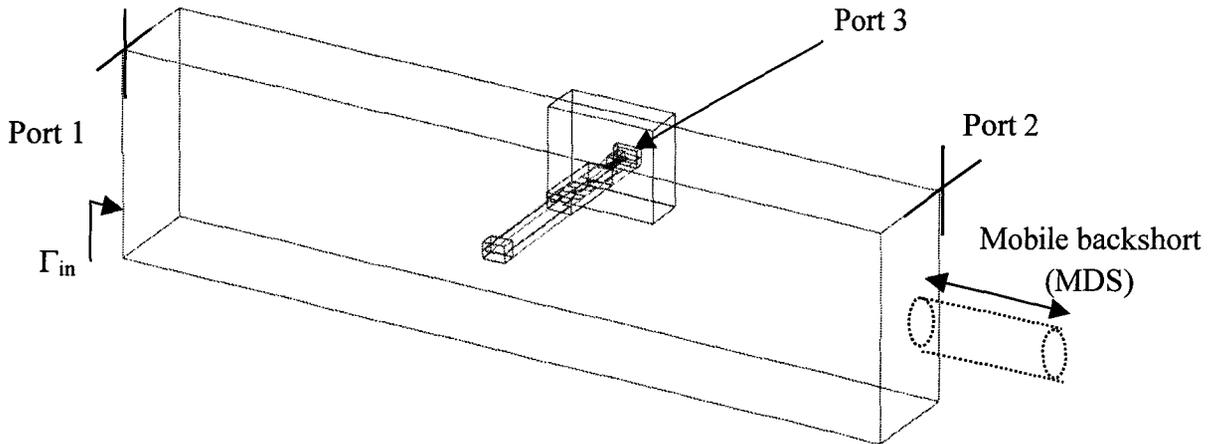


Figure IV.15 : Bloc multiplicateur simulé à la fréquence d'entrée.

Considérons à présent l'adaptation en sortie comme en entrée. Cette dernière est la plus difficile car la fréquence f_0 est capable de se propager sur pratiquement l'ensemble de la cellule de multiplication à l'exception du filtre de sortie qui présente une fréquence de coupure supérieure à f_0 . La figure IV.15 précise l'ensemble des chemins empruntés par l'onde électromagnétique à 83 GHz avec la présence d'un piston mobile de court circuit (Mobile backshort). A ce stade, nous effectuons une étude systématique de l'impédance vue au port 1 (Γ_{in}) à l'aide du modèle de circuit donné figure IV.16.

Trois ports sont respectivement définis : le port 1 d'entrée sur lequel est raccordé un piston de court-circuit ainsi qu'un port 2 par la méthode discutée précédemment. Le composant actif est décrit par un schéma équivalent restreint aux deux éléments C_d et R_s , les éléments de connexion extrinsèques étant décrits de façon rigoureuse par le logiciel de résolution tridimensionnelle des équations de Maxwell. Au moment où ces simulations ont été effectuées, la version HFSS ne pouvait pas inclure de ports locaux, seuls des ports en périphérie pouvaient être insérés. Face à cette difficulté, nous avons utilisé une astuce déjà employée par Tuovinen et Erickson [5]. Rappelons brièvement que le procédé mis en œuvre consiste à connecter entre le port 3 et l'endroit où est monté le composant, une ligne coaxiale de très petite dimension qui ne perturbe pas l'environnement électromagnétique. Sur la base de ces hypothèses, nous avons obtenu les lieux d'impédance optimum tracés sur la figure IV.17.a pour trois valeurs discrètes d'un des pistons de court-circuit tout en faisant varier continûment la position de l'autre. Les évolutions fréquentielles sont conformes à la théorie décrite dans la référence [6]. Le déplacement continu d'un des pistons de court-circuit permet de décrire sur l'abaque des cercles tangents au point d'impédance nulle (les pertes sont ici négligées). Par ce biais, il est possible de se rapprocher du centre de l'abaque pour lequel le coefficient de réflexion est nul (optimum matching).

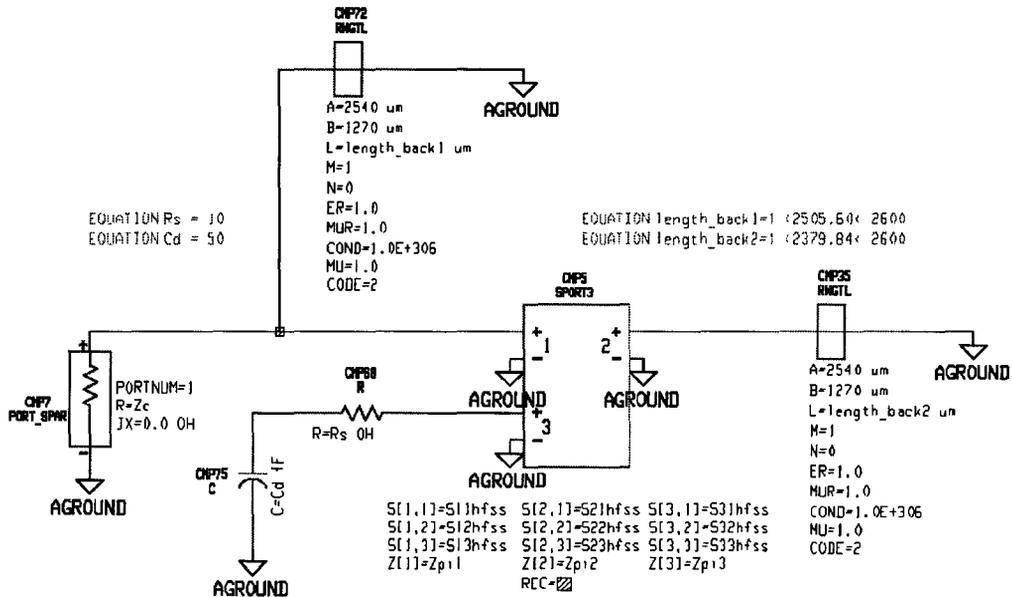


Figure IV.16 : Modélisation du circuit pour l'adaptation en entrée.

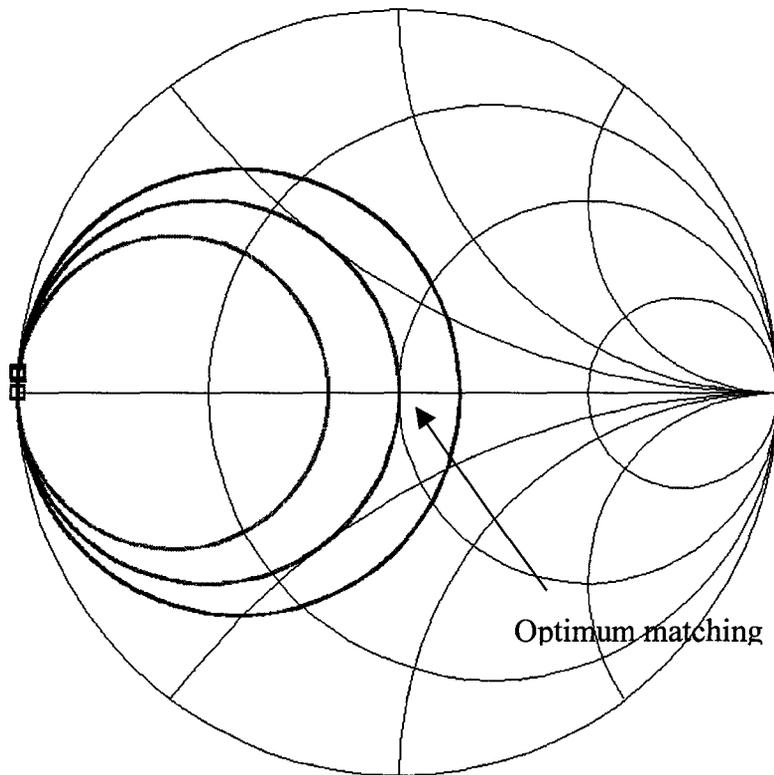


Figure IV.17.a : Lieu d'impédance pour l'adaptation en entrée.

Des simulations identiques, basées sur le même principe peuvent être effectuées en sortie. L'environnement électromagnétique que nous devons décrire est toutefois grandement simplifié compte tenu de l'impossibilité de l'onde réfléchie à remonter dans le circuit planaire. Nous obtenons également un faisceau de cercles qui, pour des valeurs optimales, croisent l'impédance grand signal de fermeture calculée par équilibrage harmonique (Z_{HB}) comme l'illustre la figure IV.17.b.

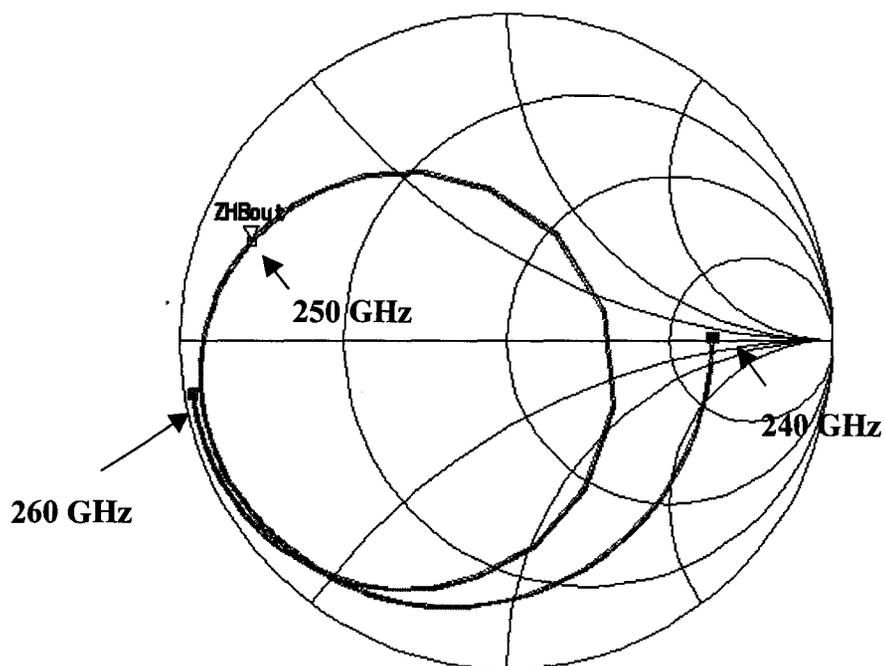


Figure IV.17.b : Lieu d'impédance pour l'adaptation en sortie.

IV.3. Caractérisation en tripleur.

Nous nous proposons de présenter ici les principaux résultats qui ont été obtenus au cours de la dernière année respectivement au Rutherford Appleton Laboratory (RAL) et à l'Ecole Normale Supérieure. Plusieurs partenaires se sont impliqués dans ces mesures notamment Matra Marconi Space pour les expérimentations à faible puissance et l'Observatoire de Paris. Les moyens de caractérisation disponibles dans ces deux centres sont relativement comparables avec pour excitation l'utilisation de diodes Gunn pour la caractérisation en moyenne puissance ou d'un carcinotron pour celle effectuée à puissance plus élevée. En détection, les deux groupes disposent également de moyens similaires avec pour la mesure de puissance des têtes bolométriques utilisées en entrée comme en sortie. Par ailleurs, la validité des mesures absolues de puissance est vérifiée à l'aide d'un détecteur de type Thomas Keating. Cette mesure absolue de puissance a été et reste au cœur des préoccupations de caractérisation grand signal compte tenu de leur difficulté. Pour attester de la crédibilité de ces mesures, outre les mesures croisées effectuées dans les deux laboratoires, les composants ont été testés à Millilab qui est le laboratoire de l'ESA. Les cellules de mesures utilisées au RAL et celles de Matra Marconi Space (MMS) dont nous venons de discuter en détail comportent des éléments d'accord ainsi que de filtrage comparables dans leur principe. En revanche, les mesures se sont révélées totalement complémentaires par le type d'échantillon étudié. Pour les mesures effectuées à l'ENS/Observatoire de Paris en étroite collaboration avec MMS, l'essentiel de l'effort a porté sur des échantillons de contact d'anode circulaire de diamètre 6 μm , ce qui porte la section du composant à 28 μm^2 . Par contre, les composants caractérisés en Angleterre sont de type doigt avec une surface de 4 x 12 μm^2 correspondant à 48 μm^2 . Cette différence dans les sections qui correspond à la fourchette prise pour les simulations d'équilibrage harmonique va nous permettre de valider l'impact d'un changement de diode. Ces mesures sont effectuées à température ambiante avec un contrôle très précis de la fréquence de pompe. Pour les sources Gunn, il est possible également de faire varier la fréquence centrale et ainsi d'étudier la bande passante du multiplicateur. Dans un certain nombre de cas, pour disposer de la puissance la plus élevée possible, l'attaque du multiplicateur est faite sans circulateur ou ligne unidirectionnelle qui permet de s'affranchir du TOS de la cellule en entrée.

IV.3.1. *Mesures Ecole Normale Supérieure – Observatoire de Paris – Matra Marconi Space.*

Une vue du banc d'expérimentation est donnée figure IV.18. Outre les équipements discutés auparavant, ce banc est équipé d'un analyseur de réseau vectoriel fabriqué par la société ABmillimètre. Cet analyseur présente une dynamique tout à fait étonnante, ce qui permet d'effectuer un réglage des pistons de court-circuit même lorsque la puissance délivrée par la diode est trop faible pour être détectée par la tête bolométrique. Une vue plus

rapprochée au niveau de la cellule est donnée sur la figure IV.19. On peut identifier les vis micrométriques permettant la manipulation des pistons de court-circuit d'adaptation ainsi que l'élément de source de type Gunn dans le cas présent.

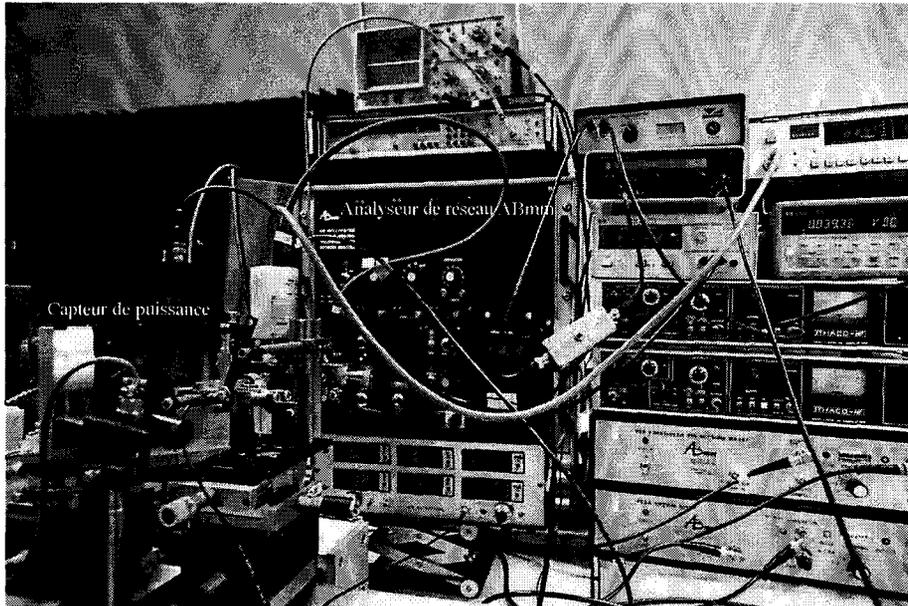


Figure IV.18 : Photographie du banc de mesure utilisé pour la caractérisation grand signal.

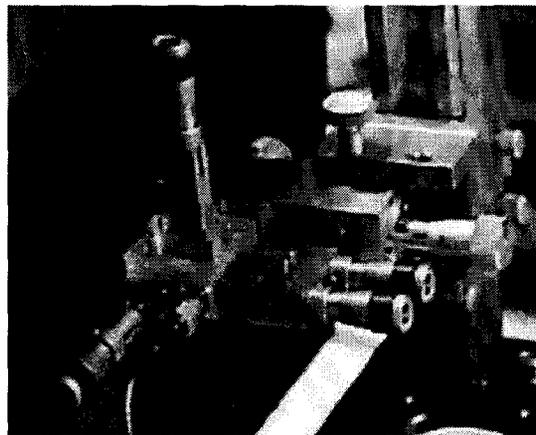


Figure IV.19 : Vue rapprochée de la cellule de multiplication réalisée par MMS.

Une vue de la cellule réalisée en deux demi coquilles est donnée sur la figure IV.20. On identifie sans problème le guide d'onde d'entrée traversé par la transition plan E, le filtre et le guide croisé de sortie apparaissant en sombre avec en surplomb la section de quartz où est montée la diode. La technologie « flip-chip » consiste à retourner la puce en mettant en contact les deux plots de connexion avec d'une part l'entrée du filtre et d'autre part le retour de masse. Dans ces conditions, la face arrière amincie est en premier plan et apparaît comme

le point brillant sur le cliché. Cette opération de montage est extrêmement délicate. Rappelons que ces composants sont pour ces mesures amincis et découpés aux dimensions $220 \times 100 \times 100 \mu\text{m}^3$. Leur test en continu se fait directement dans la boîte de type GelPack. Le montage pour cette série de mesures suite à l'envoi des composants a été fait au laboratoire de MMS Vélizy avec collage des composants par colle conductrice. La mise à la masse de la diode est faite à l'aide d'un ruban métallique qui peut être éventuellement utile comme élément selfique d'accord localisé.

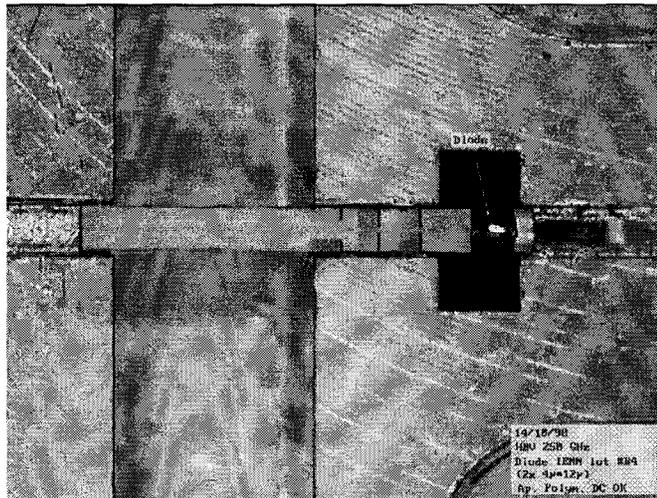


Figure IV.20 : Vue de la structure interne de la cellule.

La figure IV.21.a donne la puissance de sortie ainsi que le rendement de conversion mesuré à 249 GHz en fonction de la puissance d'entrée. L'évolution en fonction de la fréquence est également reportée sur la figure IV.21.b [7]. Ces mesures ont été effectuées à l'aide du carcinotron qui n'est pas limité en puissance. Ceci permet d'insérer des éléments de test en entrée, notamment de couplage unidirectionnel et d'atténuation afin de limiter la puissance incidente sur la diode. L'optimisation de la position des courts-circuits se fait par essais successifs en entrée comme en sortie compte tenu des contre-réactions possibles. Cet ajustement s'est avéré assez difficile compte tenu de la configuration des courts-circuits choisie la plus compacte possible pour assurer un volume minimal (perspectives d'applications spatiales). Le rendement maximum a été obtenu autour de 60 mW. Il est de l'ordre de 12 %. Au delà de cette valeur, il s'infléchit légèrement pour atteindre 10.5 % à la puissance de pompe de 95 mW. La puissance délivrée par la diode est de l'ordre de 9.5 dBm. Ces résultats, en terme de puissance délivrée et de rendement de conversion sont des résultats record concernant les diodes de type HBV fonctionnant en tripleur. Des résultats en doubleur Schottky ont été toutefois obtenus à l'Observatoire de Paris [8] et aux Etats-Unis par l'équipe d'Erickson. Cependant, il faut bien voir la maturité dont bénéficient les diodes Schottky qui sont développées depuis de nombreuses années. En revanche, les essais concluants effectués sur les diodes HBV sont beaucoup plus récents. Ce qui laisse présager la possibilité de

grandes améliorations. En termes de puissance, ceci a pu être notamment vérifié grâce à l'utilisation d'un composant de section plus importante testé au RAL.

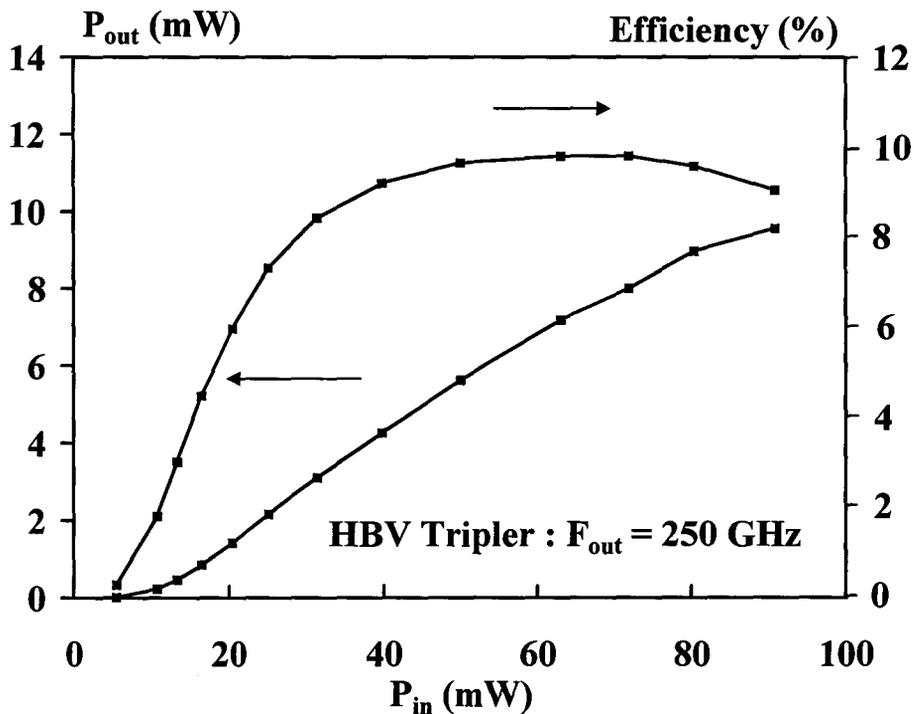


Figure IV.21.a : Evolution du rendement de conversion et de la puissance de sortie à la fréquence de 250 GHz.

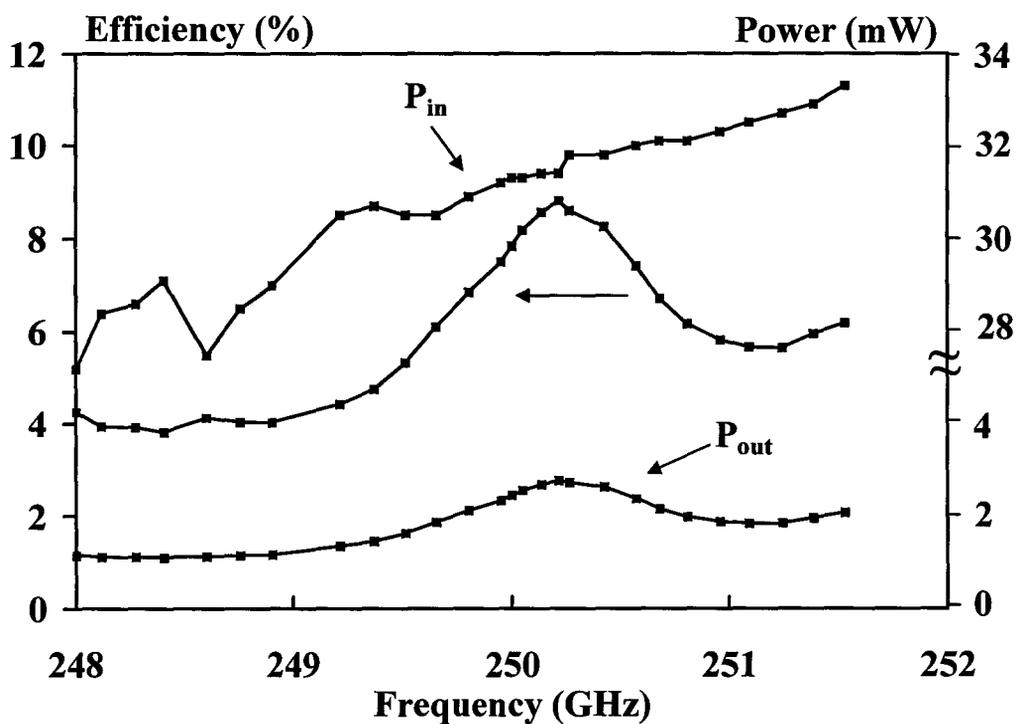


Figure IV.21.b : Evolution du rendement de conversion et de la puissance de sortie entre 248 et 252 GHz.

IV.3.2. Mesures au RAL.

Une première série de mesures a été effectuée en Juillet 98 lors d'un déplacement effectué au RAL. La cellule utilisée dans ces premiers essais était prévue initialement pour la caractérisation grand signal de diodes Schottky contactées à l'aide de moustaches. Elle n'était pas parfaitement adaptée à la mesure des diodes HBV et l'introduction, par la suite, de cellules plus spécifiques explique les améliorations obtenues au cours du temps, notamment en termes de fréquence de fonctionnement passant de 220 GHz à 250 GHz voire à 280 GHz. Le choix d'un composant de section plus importante a, tout d'abord, été justifié par les similitudes entre les composants fabriqués à l'Université de Virginie (UVA) par S. Jones et nos propres structures avec des sections de l'ordre de $50 \mu\text{m}^2$. Ces deux centres étant reconnus depuis de nombreuses années dans ce domaine, cette collaboration nous permet de nous situer par rapport à la compétition mondiale. Cette première campagne de mesures a conduit au résultat présenté sur la figure IV.22, avec, en premier lieu, le relevé du rendement de conversion et de la puissance délivrée en fonction de P_{in} à une fréquence de 220 GHz.

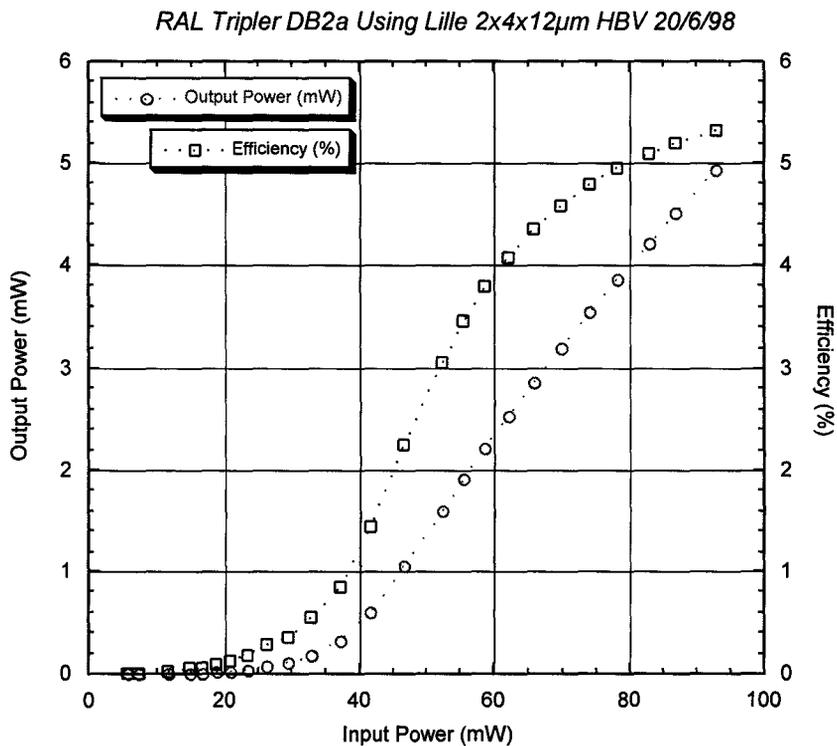


Figure IV.22 : Evolution du rendement de conversion et de la puissance de sortie à la fréquence de 220 GHz.

Ces résultats, publiés dès leur obtention compte tenu de leur originalité, ont constitué l'état de l'art [9]. En effet, des puissances de sortie de l'ordre de 5 mW avec un rendement associé de l'ordre de 5 % ont été obtenus malgré l'imperfection de la monture. Comparativement, les diodes d'UVA se trouvaient fortement limitées par les effets de

l'augmentation de la température de fonctionnement sur lequel il nous semble utile de discuter.

Les rendements pratiques se situent autour de quelques pour-cent pour des puissances de pompe au voisinage de 100 mW. Du point de vue de la dissipation thermique, le composant est relié à des zones volumiques qui jouent le rôle de dissipateur par la structure métallique suspendue et par le mesa. Nous avons déjà évoqué ce problème en fin de caractérisation. Ceci est vrai pour les diodes de l'IEMN mais également pour celles fabriquées à UVA. La puissance non convertie doit être dissipée entraînant l'augmentation de la température de la jonction. Les répercussions de cette élévation de température sont extrêmement différentes suivant le type de matériau utilisé épitaxié soit sur GaAs soit sur InP. Ce sont ces différences qui expliquent les difficultés rencontrées par UVA surmontées dans notre cas. En effet, rappelons, que l'équipe d'UVA utilise des diodes à base de matériau GaAs. Même si les dernières épitaxies faites au Naval Research Laboratory intègrent des barrières d'AlGaAs, la mesure de leur courant de fuite fait apparaître des performances limitées en termes de tenue en tension. La mise en série de plusieurs barrières peut accroître la tension de seuil à la conduction mais ne résout pas le problème de l'accroissement du courant par la température. Les composants, que nous avons fabriqués, n'échappent pas à cette règle. Cependant, la détérioration des caractéristiques de conduction est bien moindre que dans le cas précédent. Ces hypothèses ont été vérifiées en pratique. La caractérisation des diodes d'UVA publiée dans le numéro de novembre 98 d'IEEE [10] fait apparaître une saturation très rapide des performances avec une dégradation de la puissance délivrée au fur et à mesure que la puissance de pompe augmente. Les auteurs ont modélisé cet effet de dégradation par la température (self heating effect) et comparent le rendement théorique et le rendement mesuré démontrant sans équivoque l'importance du contrôle du courant de fuite. Au vu de notre propre résultat visualisé sur la figure IV.22, on constate l'absence de ces effets de saturation pour des plages de puissance d'entrée tout à fait identiques.

Intéressons nous à présent à l'évolution fréquentielle tracée sur la figure IV.23. La fréquence de 220 GHz apparaît comme optimale avec une décroissance marquée dès que l'on cherche à augmenter cette fréquence de sortie. Plusieurs hypothèses ont été formulées. En premier lieu, même si les échantillons de Lille testés ont été amincis à 100 μm , le volume global apparaissait bien supérieur à celui des diodes d'UVA pour lesquelles des amincissements à quelques dizaines de microns avaient été réussis. La seconde hypothèse expliquant cette détérioration des performances en fréquence concernait la cellule elle même qui n'était pas optimisée pour nos composants. Enfin, les sources utilisées, dans un premier temps, ne permettaient pas d'effectuer dans de bonnes conditions les mesures à puissances élevées en isolant la source notamment.

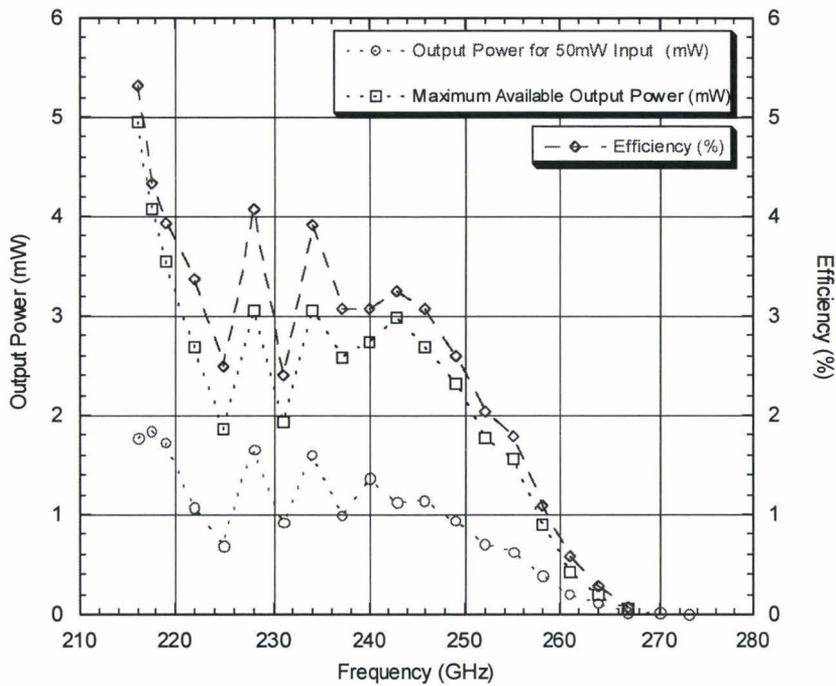


Figure IV.23 : Evolution fréquentielle du rendement de conversion et de la puissance de sortie.

Face à ces problèmes, un certain nombre de solutions ont été apportées avec tout d'abord le prêt par S. Jones d'une diode Gunn de type Karlström et la mise au point d'une nouvelle cellule par le RAL. Ces efforts ont porté leur fruit puisque peu de temps après nous obtenions les résultats reportés figure IV.24.a. La fréquence de travail est ici de 250 GHz. Les allures sont comparables avec l'absence de saturation en puissance, par contre la puissance de sortie maximale est de l'ordre de 7 mW constituant une amélioration d'environ 50 % par rapport aux résultats précédents. En ce qui concerne l'évolution fréquentielle (figure IV.24.b), celle ci se révèle beaucoup plus plate. Ici encore les performances sont tout à fait encourageantes dans l'optique de la réalisation d'un oscillateur local pour le mélangeur subharmonique dans un canal à relativement large bande. Enfin, une dernière série de mesures a été effectuée avec la cellule du RAL, les composants de l'IEMN et les moyens de pompe du carcinotron de l'ENS. Les performances ont été encore améliorées puisque pour une puissance de 110 mW la puissance délivrée par la diode est de l'ordre de 10.5 mW ce qui constitue à notre connaissance le record absolu à ce jour. Malheureusement, pour des raisons encore non identifiées, ces mesures ont entraîné la destruction du composant et nous tenterons de revenir dans les perspectives sur ces problèmes dans le but de fiabiliser l'utilisation des HBV.

RAL Frequency Tripler HBV-2 @ 246GHz Using a Lille 2x4x12 μ m INP HBV

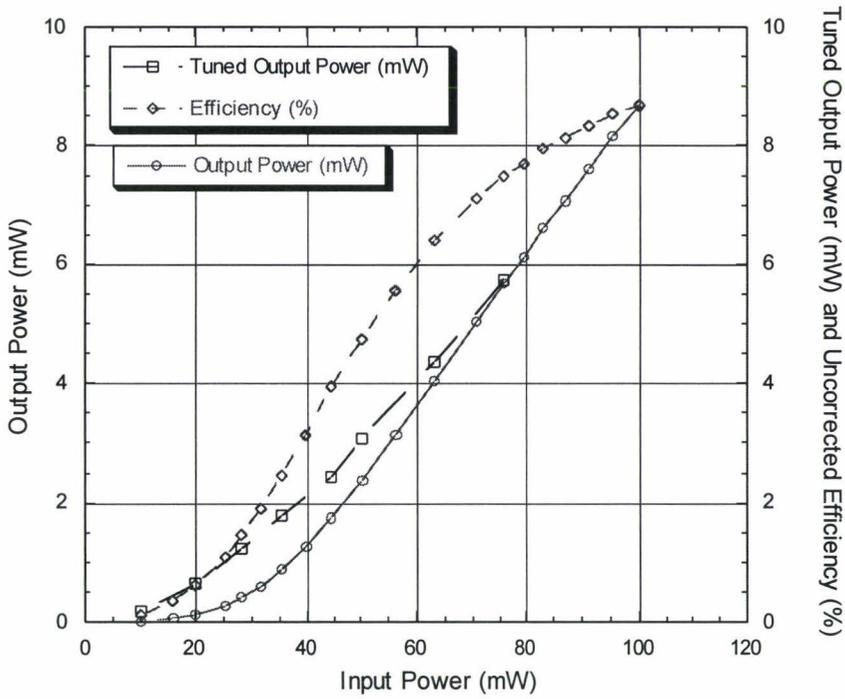


Figure IV.24.a : Evolution du rendement de conversion et de la puissance de sortie à la fréquence de 250 GHz.

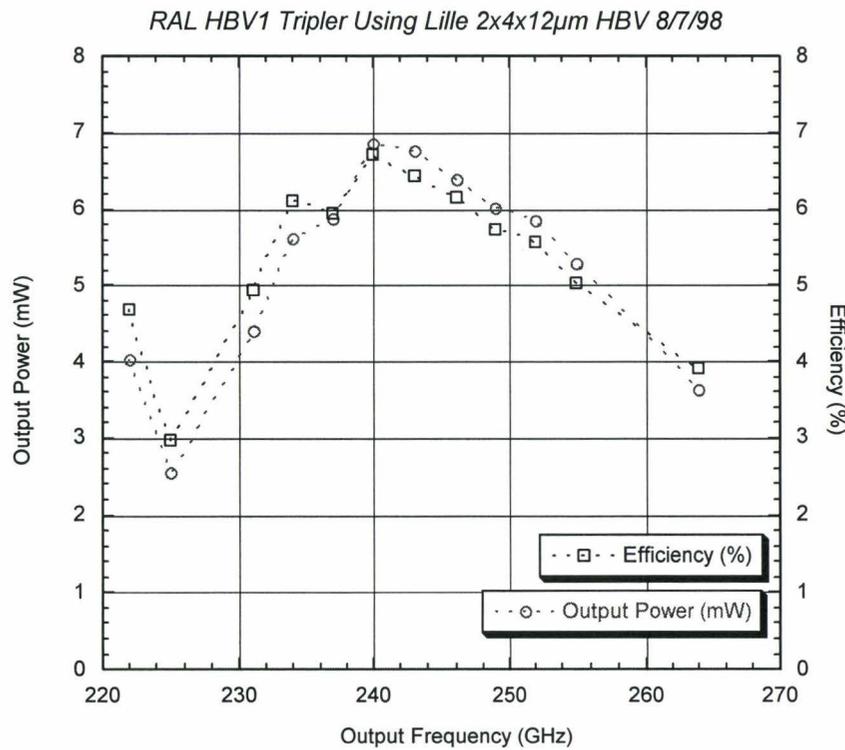


Figure IV.24.b : Evolution fréquentielle du rendement de conversion et de la puissance de sortie.

IV.4. Vers le Terahertz.

Nous venons d'obtenir des performances record avec un nouveau composant montrant la compétitivité des diodes HBV vis à vis des diodes Schottky. Toutefois nous n'avons pas établi une hiérarchie entre ces deux composants puisque ceux ci délivrent des niveaux de puissance comparables à 250 GHz. Pour aller plus loin dans l'analyse, il nous semble important de nous projeter vers une utilisation à plus haute fréquence afin de montrer les potentialités de la HBV vis à vis de celles de la diode Schottky. Plusieurs problèmes se posent en pratique dans l'utilisation d'un composant aux très hautes fréquences avec pour objectif le Terahertz. Il s'agit tout d'abord de savoir si le mécanisme physique à l'origine de la non linéarité est capable de suivre cette montée en fréquence. Ensuite, il apparaît primordial de s'intéresser aux conditions de pompage. La décroissance de la puissance délivrée de la source primaire pose problème et il apparaît intéressant d'étudier les moyens de réduire cette puissance en utilisant un rang de multiplication supérieur. Enfin, le dernier volet de cette discussion concerne l'architecture du composant. Les objectifs de délivrer de la puissance et de fonctionner à très haute fréquence sont naturellement antinomiques. Cependant, un certain nombre « d'astuces » peuvent être développées pour optimiser au mieux ces objectifs. Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser respectivement à ces trois aspects en traitant en premier lieu de la physique du composant.

IV.4.1. *Physique du composant.*

Rappelons, tout d'abord, que l'origine physique de la non linéarité capacitive tant pour les diodes Schottky que pour les HBV est une modulation de zone désertée dans des zones adjacentes à la barrière bloquante. Pour une diode Schottky, ce blocage se fait par une hétérojonction métal/semi-conducteur. Pour une diode HBV, le blocage est obtenu par une hétérojonction semi-conducteur/semi-conducteur. En d'autres termes, si l'on s'intéresse au problème de modulation de capacité, la physique est la même pour les deux types de composant. Après cette remarque générale, il nous semble important de rappeler, ce qui peut apparaître comme une trivialité, que la modulation d'une zone désertée ne peut se faire qu'en déplaçant des charges. La vitesse de déplacement de ces charges est limitée par les interactions (électron/phonon et impuretés) comme nous l'apprend la physique des semi-conducteurs. Néanmoins, il ne s'agit pas d'une saturation en vitesse à laquelle nous sommes confrontés mais à une saturation en courant c'est à dire touchant le produit de la densité de porteurs libres et de la vitesse. Ces effets de saturation en courant, mis en évidence par le passé lorsque la vitesse de modulation est extrêmement élevée, ont été rediscutés très récemment par E. Kollberg lors d'un séjour au Jet Propulsion Laboratory [11]. Nous allons ici présenter notre propre analyse des mécanismes limitatifs sur la base de simulations Monte-Carlo effectuées dans le cadre de la thèse de R. Havart [2].

La figure IV.25 regroupe un certain nombre de résultats issus de ces simulations pour différentes situations de pompage et longueurs de zones actives. La figure représente la

profondeur de modulation normalisée par rapport à celle obtenue en basse fréquence avec en abscisse, la fréquence variant entre 100 GHz et 10 THz. On constate plusieurs types de comportement, soit une décroissance uniforme de l'amplitude de modulation à partir d'une certaine fréquence caractéristique (cas de faible amplitude $L=4000 \text{ \AA}$) soit une diminution non monotone dont les fréquences caractéristiques sont variables (forte amplitude $L=4000 \text{ \AA}$ et $L=6000 \text{ \AA}$).

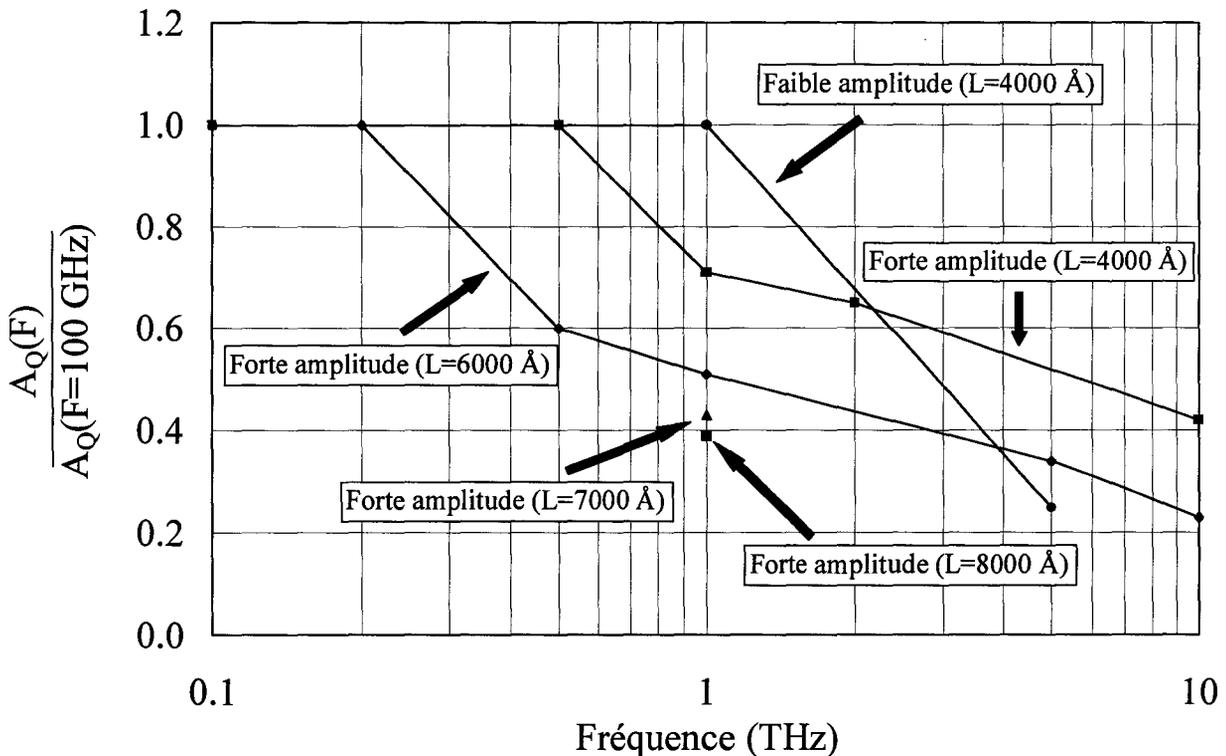


Figure IV.25 : Evolution en fonction de la fréquence de l'amplitude crête à crête de la charge normalisée par celle à 100 GHz prise comme référence. Différentes conditions d'amplitude du signal de pompe et de longueur de composant sont considérées.

Des résultats partiels sont donnés pour $L=8000 \text{ \AA}$ et $L=9000 \text{ \AA}$. L'explication fine de ces évolutions dépasse le cadre de ce travail, nous allons cependant effectuer une analyse qualitative en nous basant sur le critère de comparaison du courant total qui s'écrit :

$$J_T = J_C(x) + J_D(x) = \text{cte} \quad \forall x$$

Dans cette expression x décrit l'abscisse où vont évoluer les courants de conduction $J_C(x)$ et de déplacement $J_D(x)$. Leur somme est conservée. A faible amplitude et pour une diode ne présentant pas de courant de fuite, on peut faire les hypothèses suivantes. Dans la zone désertée par les électrons, le courant total est égal au courant de déplacement en tout point. Il est donné par l'expression suivante :

$$J_D(x) = \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}(x)$$

On constate que le courant de déplacement augmente avec la fréquence, ainsi, dans l'hypothèse d'une variation sinusoïdale de E , J_D pourra être approximé par $j\omega\varepsilon E$. Dans la zone non désertée, le courant total est majoritairement un courant particulaire dans les conditions énoncées plus haut. Il existe bien une faible composante de champ électrique qui assure l'entraînement des charges (le déplacement ne se fait pas par diffusion mais par conduction) mais les gradients temporels de ce champ qui seraient les courants de déplacement sont négligeables par rapport à la composante de courant de conduction. Celle ci s'écrit de façon tout à fait générale :

$$J_C(x) = q \cdot n(x) \cdot v(x)$$

Où $n(x)$ et $v(x)$ sont respectivement la densité et la vitesse des charges.

Les simulations Monte-Carlo montrent qu'en dehors des zones de gradient de dopage (interfaces n/n^+) et de la zone désertée, la densité locale de charge est quasi constante avec une valeur égale à N_D . La conservation du courant s'écrit par conséquent :

$$J_D ZD = q \cdot N_D \cdot v_{ZND}$$

où les indices ZD et ZND se réfèrent respectivement aux Zones Désertées et aux Zones Non Désertées

Tant que la fréquence de pompe est raisonnable et/ou que l'amplitude de modulation est faible, cette égalité est respectée. La fréquence critique sur la figure IV.25 correspond à la fréquence pour laquelle l'équation n'est plus vérifiée. En d'autres termes, le courant de conduction ne peut plus faire face à la modulation de la zone désertée que lui impose la source primaire. Cette fréquence limite à partir de laquelle les performances du composant vont se dégrader dépend bien évidemment du niveau de dopage de la diode et de la vitesse maximale des porteurs dans le matériau considéré.

Pour le premier cas, nous constatons que l'augmentation des performances fréquentielles passe par un accroissement du niveau de dopage des composants. Dans tous les composants fabriqués pour 250 GHz, le dopage est de $1.10^{17} \text{ cm}^{-3}$ et il semble raisonnable de le porter à 2 voire à $3.10^{17} \text{ cm}^{-3}$ dans l'optique de fonctionner en gamme submillimétrique.

La vitesse maximale dans un semi-conducteur ne peut être estimée aussi simplement car dans les micro-structures étudiées elle peut différer de façon significative de celle des matériaux en volume. En effet, les porteurs, soumis à une composante temporelle du gradient du champ électrique, peuvent présenter des propriétés non stationnaires. Pour avoir une approche quantitative de ces effets, UVA a par exemple développé un logiciel d'équilibrage harmonique couplé à un code de simulation Monte-Carlo. Quoiqu'il en soit, des règles

simples peuvent ici s'appliquer, notamment le fait que plus le gap du semi-conducteur est faible, plus la vitesse d'entraînement est élevée. L'ordre de grandeur de la mobilité électronique est de $5000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ sur du GaAs. La valeur de la mobilité est doublée pour les matériaux GaInAs adaptés sur InP tels que ceux que nous employons dans la fabrication de nos composants. On constate, à titre de conclusion partielle, que l'emploi de zones de modulation petit gap fortement dopées est déterminant dans la montée en fréquence.

Si à présent, nous essayons de fonctionner à une fréquence supérieure à la fréquence critique ou d'imposer une amplitude plus grande, la règle de conservation est modifiée car une composante de courant de déplacement importante va exister dans la zone désertée. Celle-ci s'écrit à présent :

$$J_T = J_D ZD = J_C ZND + J_D ZND$$

Le calcul par Monte-Carlo montre que le courant de déplacement compensant la composante de courant de conduction est important avec des valeurs de champ électrique interne pouvant atteindre 100 kV/cm . Il reste à expliquer la variation non monotone de la diminution des performances. Deux explications complémentaires peuvent conduire à ce changement de comportement qui se traduit par un ralentissement de la dégradation. En premier lieu, l'importance des mécanismes de transport non stationnaire peut être évoquée. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, les gradients temporels sont renforcés, ce qui est favorable à un dépassement des vitesses stationnaires (effet « d'overshoot »). La seconde explication concerne le régime de forte amplitude tel que la modulation de la zone désertée atteint la zone de contact fortement dopée, en pratique supérieure à 10^{18} cm^{-3} . Ces zones se comportent comme des réservoirs d'électrons et tendent à augmenter le dopage apparent de la zone active. Après ces quelques règles de conception visant au choix du matériau, du niveau de dopage et de l'amplitude de modulation, intéressons nous, à présent, au problème de la puissance de pompe.

IV.4.2. *Vers une réduction de la puissance de pompe.*

Les idées essentielles reposent sur la compréhension des mécanismes de modulation de capacité développés dans le premier chapitre. En effet, nous avons appris que la capacité à 0V (C_0) peut être approximée par des approches de type condensateur plan. L'épaisseur du diélectrique équivalent correspond à l'épaisseur de la barrière et aux longueurs d'écrantage du champ électrique. Quant aux valeurs de capacité de saturation C_{sat} , celles-ci dépendent essentiellement de la longueur maximale de la zone. Pour accroître les non linéarités sur une faible plage de tension, il est possible de jouer sur les deux paramètres C_0 et C_{sat} par un choix judicieux de la structure et du dopage. Ici encore, des aspects contraires peuvent être mis en évidence puisque toute augmentation du dopage restreint l'amplitude de modulation. Pour pallier ce compromis, plusieurs solutions peuvent être mises en œuvre reposant toutes sur une modulation de dopage ou plus exactement de la densité de charges fixes ou mobiles assurant l'écrantage du champ électrique. Par ailleurs, des contraintes apparaissent dans l'utilisation

des hétérojonctions dans la mesure où il est préférable de ne pas insérer de dopage aux interfaces des hétérostructures. On constate qu'une des premières solutions est une modulation de type high/low, un dopage plus élevé étant introduit au voisinage de la barrière bloquante. Dans le cas limite où l'on cherche à restreindre spatialement cette couche de dopage élevé dans un environnement très proche de la barrière, on aboutit au concept de plan de dopage qui a été développé dans l'équipe. Cette idée a été démontrée, avec une augmentation significative de la valeur de la capacité autour de la tension nulle. Néanmoins, pour des raisons expliquées en détail [12], nous nous sommes heurtés à des problèmes de conduction parasite qui interviennent très rapidement dès que la tension de polarisation augmente.

Face à ce problème, nous nous sommes intéressés à des structures de type prépuits/postpuits qui ont conduit aux variations de capacité tracées respectivement sur la figure IV.26 et IV.27. Les deux structures diffèrent par la filière de matériau (GaAs ou InP). Les structures sont identiques avec l'insertion de perturbations de potentiel basées sur des matériaux à faible gap de part et d'autre de la barrière. Durant la croissance, ces puits de potentiel (InAs sur InP et InGaAs sur GaAs) près de la barrière sont non dopés. Par contre, nous réintroduisons des espèces dopantes lors de la croissance des zones adjacentes (InGaAs sur InP et GaAs sur GaAs). Cette modulation de dopage a les conséquences suivantes. Du point de vue de la croissance, les puits jouent le rôle d'espaceur. Du point de vue électronique, les puits de potentiel se chargent entraînant la présence d'une densité électronique surfacique. Les zones adjacentes sont alors équivalentes à des zones fortement dopées avec des concentrations électroniques avoisinant les 10^{18} électrons/cm³. Dans ces conditions, l'écrantage du champ électrique au voisinage de 0V se fait sur des distances plus courtes. L'épaisseur apparente du diélectrique équivalent est plus faible avec pour corollaire un accroissement de la capacité à 0V. Par augmentation de la tension, le puits en amont continue à se charger alors que celui en aval se vide progressivement. Pour une valeur critique les électrons ont complètement déserté le puits de potentiel en aval et la variation de capacité suit alors une loi normale. On s'attend dans ces conditions à tendre asymptotiquement vers les valeurs de capacité de structures sans perturbation. Au final cependant, la non linéarité a été renforcée. Quantitativement, on constate que le rapport C_0/C_{sat} , pour des structures à base d'InP, a une valeur de plus de 7 et qu'il atteint 10 sur des structures à base de GaAs [13]. Ces études sur l'augmentation des contrastes en capacité sont très encourageantes dans le but de restreindre notablement la puissance de pompe. Ainsi, on constate que la capacité chute dans un rapport de quatre pour une excursion de tension proche de 1V.

Pour l'utilisation pratique de ces structures en multiplication de fréquence, il convient d'avoir une idée un peu plus précise des temps de réponse mis en jeu. Nous avons vu en effet que des phénomènes de piégeage et dépiégeage dans les puits quantiques interviennent dans le mécanisme de modulation de capacité. Par conséquent, les temps caractéristiques de ces effets doivent être quantifiés, sachant que les fuites se font par des phénomènes complexes incluant transfert de charge par effet tunnel et le saut des hétérojonctions par effet thermoïonique. Nous allons, à présent, revenir sur des aspects plus « ingénieur » en considérant la possibilité de nouvelles architectures.

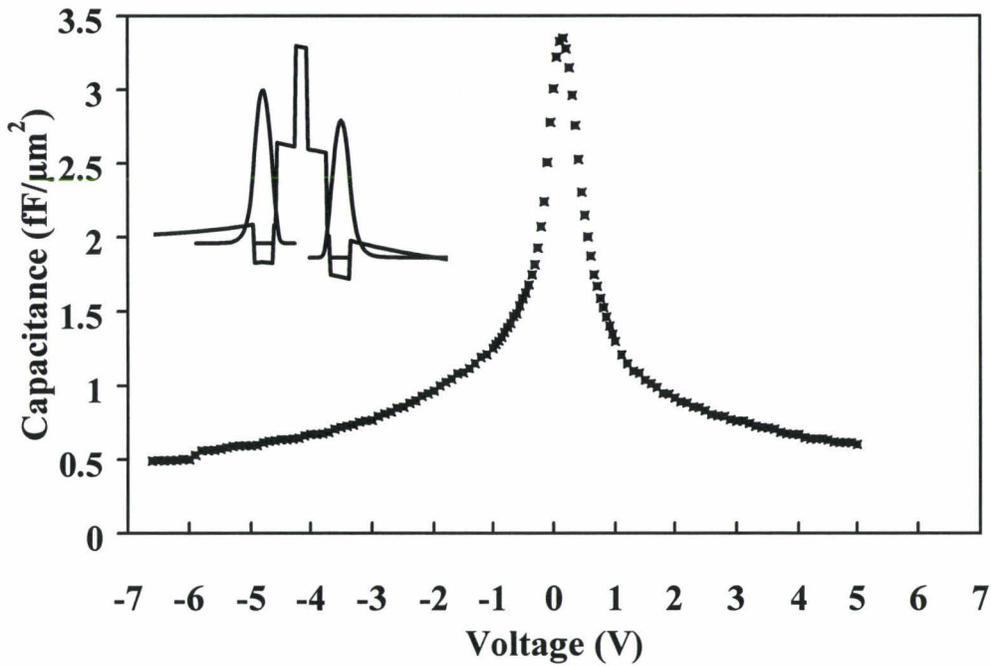


Figure II.26 : Caractéristique capacité – tension d'une structure prépuits – postpuits sur InP mesurée à la fréquence $F = 500$ MHz. En insert présentation pour $V_p = 0.2$ V du profil de la bande de conduction au voisinage de la barrière ainsi que des fonctions d'onde correspondantes.

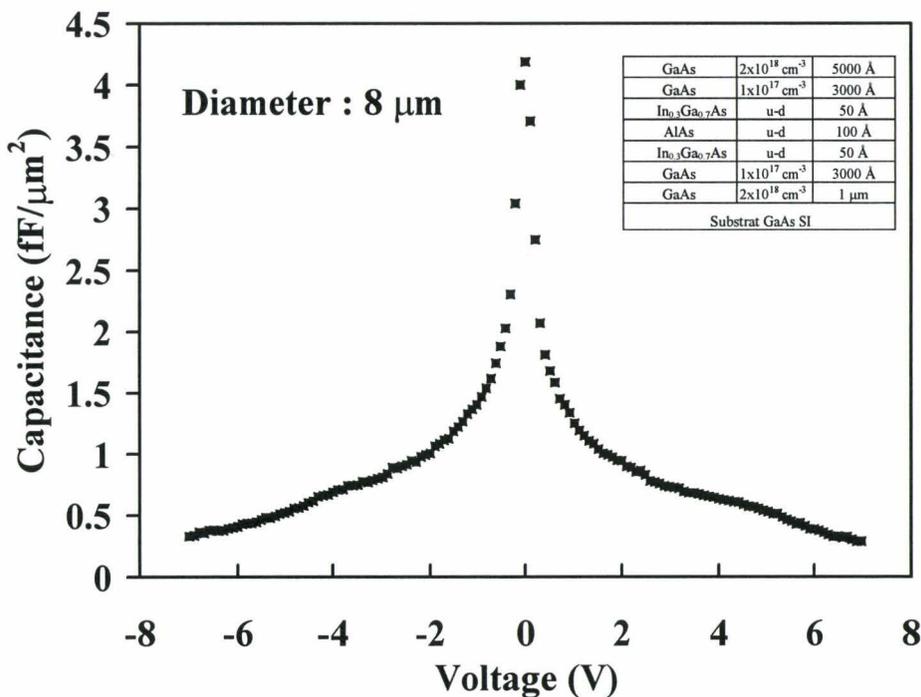


Figure II.27 : Caractéristique capacité – tension d'une structure prépuits – postpuits sur GaAs mesurée à la fréquence $F = 500$ MHz. En insert présentation de la structure épitaxiale associée.

IV.4.3. *Nouvelles architectures.*

IV.4.3.a. Association tridimensionnelle.

L'étude physique des composants montre la nécessité d'augmenter les niveaux de dopage (Nd). Il en résulte alors une diminution de l'épaisseur de la zone désertée maximale et d'une augmentation concomitante du niveau de capacité. Par ailleurs, si la fréquence augmente, les niveaux d'impédance diminuent à un point tel que toute adaptation devient impossible si l'on n'y prend garde. De nouvelles architectures peuvent être proposées à partir de l'analyse de cette dégradation, sur la base de la mise en série de composants. Dans ce but, deux voies nous sont possibles : la première, totalement spécifique à la HBV est l'empilement épitaxial. Un premier exemple d'empilement de deux barrières a été démontré et nous a conduit, comme nous l'avons vu précédemment, à de très bonnes performances. L'augmentation de Nd est favorable à cet empilement car, en restreignant l'épaisseur de chaque couche, il nous est possible d'empiler davantage de structures. De façon indissociable les hauteurs de mesa restent raisonnables et il n'est pas utopique d'envisager un grand nombre de barrières. Sur ce point le choix du matériau devient déterminant, avec un avantage indéniable de l'AsGa qui ne présente pas de désadaptation de maille notable quelle que soit la concentration en aluminium dans le ternaire $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$. Par contre, l'empilement de structures épitaxiées sur InP reste difficile et l'on se trouve confronté à la qualité des structures si l'on veut introduire la notion de prépuits/postpuits. Il reste une difficulté qui peut pondérer le nombre de barrières intégrées relative à l'augmentation de la tension. En effet, toute intégration de n barrières augmente la tension de claquage dans le même facteur. Cette augmentation de la tenue en tension est favorable du point de vue des puissances à la condition cependant de bénéficier de la puissance de pompe nécessaire.

Ceci étant dit sur l'empilement épitaxial, l'autre possibilité est d'intégrer en structures planaires les différents composants. L'effort est ici essentiellement technologique dans la mesure où la réalisation des structures de type micro-pont devient ardue.

En pratique, au cours de ce travail, nous avons tiré parti de cette double nécessité d'intégration avec la mise en série de huit barrières. Celle ci nous semble pouvoir être appliquée aux fréquences Terahertz avec la condition d'écrire des motifs de type électronique, d'effectuer des architectures de type doigt et de conserver un rapport d'aspect raisonnable entre hauteur de mesa et dimensions latérales.

IV.4.3.b. Ligne de transmission non linéaire (NLTL).

Dans ce que l'on vient de discuter, les composants sont intégrés dans les trois dimensions de l'espace, cependant assez localement. D'autres solutions existent comme la distribution de composants au sein d'une ligne de transmission. Cette distribution présente plusieurs avantages dont le premier est l'obtention d'une large bande de fonctionnement. La

notion de dispositif distribué pour l'augmentation des bandes passantes est à présent bien reconnue avec des exemples probants d'amplificateurs distribués très large bande. On peut avoir une approche similaire pour les diodes qui, faisant partie d'une ligne de propagation, ne requièrent pas d'éléments d'adaptation spécifiques. Un schéma de principe d'une telle configuration est représentée sur la figure IV.28. Une ligne de propagation est ici chargée périodiquement par des diodes discrètes de type HBV. La longueur des différents tronçons satisfait à des conditions de construction interférentielle et dépend ainsi de la vitesse de phase de l'onde de propagation. Par les non linéarités capacitatives, tout signal primaire injecté dans la ligne se déforme progressivement.

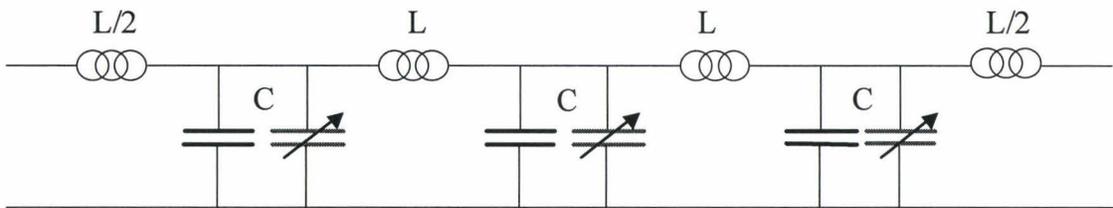


Figure IV.28 : Schéma équivalent d'une ligne de propagation non linéaire distribuée.

Ces lignes de transmission non linéaire, conventionnellement utilisées pour la compression d'impulsions, peuvent également être utilisées pour des multiplicateurs distribués. Au sein de l'équipe, des simulations ont été réalisées sur ces lignes à partir d'un schéma de représentation en éléments discrets. La ligne de transmission est décrite par des capacités et des inductances linéiques. La diode est approximée par son schéma équivalent. Un travail similaire a également été entrepris par l'équipe d'Harrison [14]. Les deux études ont montré que la distorsion du signal peut se faire de façon préférentielle sur l'harmonique 5 ouvrant ainsi la voie d'un quintupleur. Ceci permet d'envisager la perspective de monter au Terahertz en une seule chaîne à partir d'un signal à 200 GHz.

Les simulations montrent également la nécessité d'intégrer le long de la ligne un nombre de composants assez important, généralement de l'ordre de 30, afin d'observer une augmentation du rendement en quintupleur par rapport au rendement en tripleur. Dans ces conditions, la détérioration des performances par la résistance série s'avère tout à fait critique. Une des voies possibles, qui fait l'objet d'une étude systématique au laboratoire, est de concevoir une structure entièrement distribuée. Le milieu actif présente une topologie de type micro-ruban et la distorsion du signal se fait alors continûment. Du point de vue des pertes, on peut penser que celles-ci soient maintenues à un niveau raisonnable compte tenu de la distribution des résistances d'accès et de l'emploi de surfaces équivalentes importantes.

IV.4.3.c. Architectures de type quasi-optique.

Il est certain qu'avec la montée en fréquence un certain nombre de problèmes liés à la miniaturisation des dispositifs apparaissent. Dans ce contexte, il est souvent proposé de concevoir des systèmes à l'aide de technologies quasi-optiques. Cette idée est séduisante pour tout ce qui concerne les architectures matricielles de composants. On trouve ainsi dans la littérature la démonstration expérimentale d'une source à base de multiplicateurs à diode Schottky. Ce réseau intègre des composants à capacités variables et des antennes en émission/réception de type papillon (bow-tie). A ce jour, les meilleures performances se situent aux alentours du Terahertz pour des composants fabriqués par UVA alors que la démonstration pratique a été effectuée par l'équipe de Rutledge [15]. A plus basses fréquences, un effort significatif a également été effectué au plan national par le laboratoire du LEST à l'ENST Bretagne [16]. Un schéma de principe de ces dispositifs de multiplication quasi-optique est donné sur la figure IV.29. Des lentilles permettent de focaliser l'onde électromagnétique en réception comme en émission. Le composant actif est alors placé dans le plan focal où l'on peut définir une surface où se trouve concentré l'essentiel de l'énergie électromagnétique. La discrimination entre le signal à la fréquence de pompe et le signal multiplié peut se faire à l'aide de grille de polarisation.

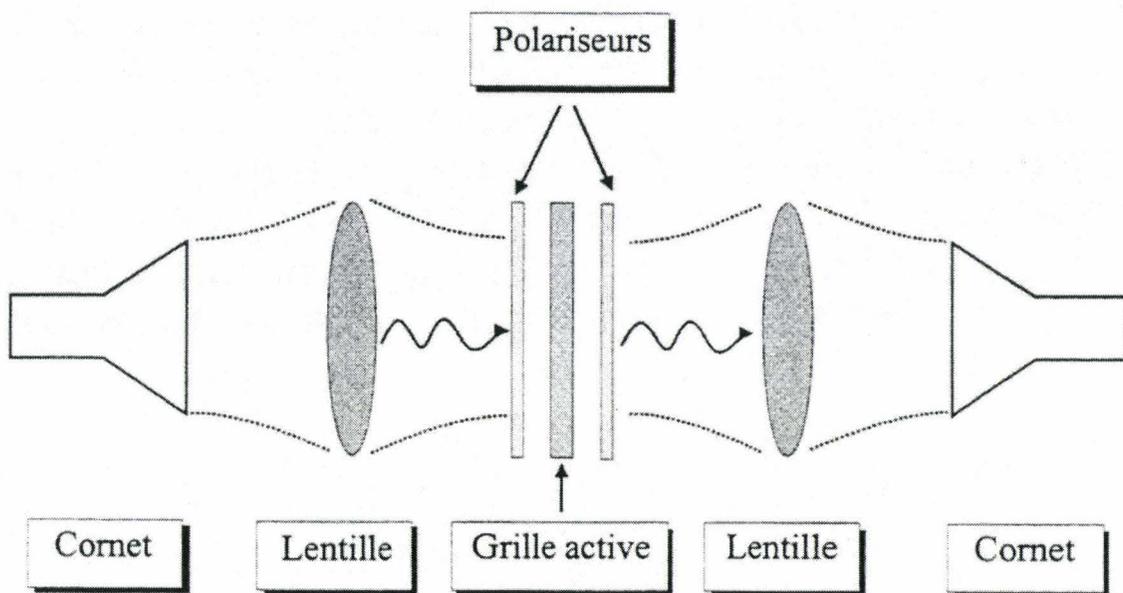


Figure IV.29 : Schéma de principe d'un système de type quasi-optique.

Si le schéma de principe est simple, de nombreuses difficultés apparaissent en pratique concernant la focalisation, la disponibilité de sources suffisamment puissantes et l'adaptation d'impédance. Parmi ces différents thèmes, il nous semble que la distribution de la puissance de pompe sur la tâche d'illumination soit extrêmement critique. En effet, nous avons vu que l'obtention d'une puissance de pompe élevée au niveau du composant est déterminante pour assurer une conversion efficace entre le signal primaire et le signal multiplié. Cette puissance primaire fixe en effet l'excursion de tension alternative aux bornes du composant. Dans le cas d'une matrice de diodes, ce critère doit être également respecté, ce qui peut s'avérer problématique pour un système quasi-optique. Une des solutions possibles, mise en œuvre très récemment à Chalmers consiste à concevoir un système hybride. Dans ce cas, le signal primaire est guidé par un guide métallique, de section droite bien inférieure à ce que serait la surface illuminée dans un dispositif quasi-optique équivalent. En revanche, le signal multiplié est délivré dans l'espace libre, la focalisation se faisant par une lentille hyperhémisphérique. Les premières expérimentations effectuées à 140 GHz montrent l'efficacité de cette approche puisque des rendements de l'ordre de 7% ont été obtenus alors qu'à notre connaissance les rendements de conversion pour les dispositifs quasi-optiques sont bien inférieurs au pourcent [17].

IV.5. Conclusion.

Dans ce chapitre, deux thèmes centraux ont été étudiés. Tout d'abord, nous nous sommes intéressés à la caractérisation grand signal des composants. Celle-ci passe par des simulations par équilibrage harmonique qui nous ont permis de préciser les conditions d'adaptation ainsi que les performances attendues. Ce sont précisément les conditions d'adaptation qui ont été alors discutées à l'aide de simulations électromagnétiques de la cellule de multiplication dont la conception a été réalisée par Matra Marconi Space. Les dispositifs de filtrage ont été également analysés dans cette partie en mettant en évidence les limitations résultant de la montée en fréquence. La caractérisation des multiplicateurs, étape finale du contrat à la base de ce travail, a été effectuée en collaboration avec les différents partenaires engagés dans cette voie de recherche. Les résultats obtenus ont dépassé nos espérances puisque des performances inégalées ont été obtenues à la suite de ces campagnes de mesures.

Le second volet de ce chapitre traite des perspectives d'extension de ces études en vue de réaliser un multiplicateur de fréquence capable de délivrer de la puissance hyperfréquence au Terahertz. Plusieurs points ont été discutés. Ils concernent les modifications qu'il convient d'apporter dans la conception des couches épitaxiales. En particulier, les effets de saturation en courant ont été abordés brièvement menant à la conclusion que l'augmentation des dopages s'impose. Au niveau des procédés d'intégration, différentes possibilités peuvent être

mis en évidence que ce soit pour une amélioration des procédés technologiques ou par le changement de l'architecture des dispositifs. L'intégration des composants dans une ligne de propagation non linéaire ou la mise en réseau des composants dans un dispositif quasi-optique figurent parmi les solutions répondant à la seconde catégorie.

IV.6. Bibliographie.

- [1] "Millimeter wave sounders critical technologies"
Contract #9777 European Space Agency progress report, October 1997.
- [2] R. Havart
« Fonctions électroniques non linéaires pour les applications spatiales au dessus de 100 GHz »
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.
Mars 1999
- [3] J.W Archer
« An efficient 200-290 GHz frequency tripler incorporating a novel stripline structure »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 32, No 4, April 1984, p416-420
- [4] J. Carbonell Olivares
«Analyse électromagnétique de composants actifs et passifs pour des applications spatiales»
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille
Juin 1998.
- [5] J. Tuovinen and N.R Erickson
« Analysis of a 170 GHz frequency doubler with an array of planar diodes»
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 45, No 5, May 1995, p724-746
- [6] R.L Eisenhart and P.J. Khan.
« Theoretical and experimental analysis of a waveguide mounting structure »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 19, No 8, August 1971, p706-719
- [7] X. Mélique, A. Maestrini, P. Mounaix, M. Favreau, O. Vanbésien, J.M. Goutoule, G. Beaudin, T. Närhi and D. Lippens.
« Record performance of a 250 GHz InP-based Heterostructure Barrier Varactor tripler »
Electronic Letters
Vol.35, No 11, 27 May 1999.

- [8] A. Maestrini
« Modélisation et conception de multiplicateurs de fréquences utilisant des diodes planaires aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques.
Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale et du DEMIRM Observatoire de Paris.
Février 1999.
- [9] X. Mélique, C. Mann, P. Mounaix, J. Thornton, O. Vanbésien, F. Mollot and D. Lippens.
« 5 mW and 5% efficiency 216-GHz InP-based Heterostructure Barrier Varactor tripler »
IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol 8, No 11, Nov 1998, p384.
- [10] J. Stake, L. Dillner, S.H Jones, C. Mann, J. Thornton, J.R Jones, W.L Bishop and E. Kollberg
« Effects of self-heating on planar heterostructures barrier varactor diodes »
IEEE Electron Device Letters
Vol. 45, No 11, Nov 1998, p2298
- [11] E.L Kollberg, T.J Tolmunen, M.A Frerking and J.R East.
« Current saturation in submillimeter wave varactors »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 40, No 5, August 1971, p831-838
- [12] E. Lheurette, X. Mélique, P. Mounaix, F. Mollot, O. Vanbésien and D. Lippens.
« Capacitance engineering for InP-based Heterostructure Barrier Varactor »
IEEE Electron Device Letters
Vol. 19, No 9, Sept 1998, p338
- [13] V. Duez, X. Mélique, O. Vanbésien, P. Mounaix, F. Mollot and D. Lippens.
« High capacitance ratio with GaAs/InGaAs/AlAs heterostructure quantum well-barrier varactors »
Electronic Letters
Vol. 34, No 19, 17th Sept 1998, p 1860
- [14] M. Li, K. Krishnamurthi and R.G. Harrison.
« A fully distributed Heterostructure Barrier Varactor nonlinear transmission line frequency multiplier and pulse sharpener »
IEEE Transactions on
Vol. 46, No 12, Dec 1998, p2295-2301.

- [15] A. Moussessian, M.C Wanke, Y. Li, J-C Chiao, F.A Hegmann, S.J Allen, T.W Crowe and D.B Rutledge.
« A Terahertz grid frequency doubler »
IEEE Microwave Theory and Techniques Digest
1997, p686-686
- [16] J.L. Le Bras.
« Contribution à l'étude des multiplicateurs de fréquence en ondes millimétriques.
Application aux multiplicateurs en technologie quasi-optique. »
Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale.
Avril 1999.
- [17] J. Stake
« Planar Heterostructure Barrier Varactor diodes for millimetre wave applications »
Thesis - Chalmers University of technology
1999

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail de thèse a concerné essentiellement la réalisation d'un tripleur de fréquence à base de HBV à 250 GHz. Le fonctionnement à très hautes fréquences induit de nombreux problèmes liés à la réduction des dimensions du composant. Ces problèmes concernent principalement la difficulté d'intégration technologique mais aussi l'importance significative des phénomènes parasites dus notamment aux éléments rapportés par le circuit extérieur. Ces problèmes ont été étudiés tant au plan technologique par la fabrication de composants que d'un point de vue mesure avec des caractérisations aussi bien petit signal que grand signal

Pour ce qui est des procédés de fabrication, nous avons mis au point une technologie d'intégration planaire mettant en œuvre des techniques de connexion par pont à air. Plusieurs options ont été étudiées notamment celle faisant intervenir les techniques de pyrolyse des résines. Ces développements ont conduit à une augmentation sensible du rendement du procédé de fabrication. D'autres études ont été menées sur la gravure des mesa soit par attaque chimique soit par gravure ionique réactive, de manière à satisfaire les différentes exigences fixées par le rapport d'aspect des structures. Des techniques d'amincissement et de découpe des composants ont dû être abordées afin de répondre au cahier des charges du contrat. Ces étapes technologiques se sont révélées être des phases critiques et demandent elles aussi à être optimisées. Au final, la maîtrise de l'ensemble du procédé de fabrication nous a permis de réaliser une intégration tridimensionnelle des composants à des dimensions proches du micromètre.

Les hétérostructures HBV épitaxiées au sein de notre laboratoire sont basées essentiellement sur le système de matériau InGaAs/InAlAs/AlAs. Cette séquence épitaxiale a été optimisée de façon à favoriser la modulation de capacité. Ainsi, des mesures hyperfréquences nous ont montré de façon reproductible que les composants présentaient un rapport de capacité de 6:1 pour un niveau maximum de capacité normalisée par rapport à la section de $1 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Nous avons obtenu également de faibles niveaux de résistance série grâce notamment à la technologie employée mais également grâce à l'insertion de buffers épais fortement dopés. Dans ces conditions, les fréquences de coupure intrinsèques estimées sont de l'ordre de plusieurs Terahertz. En outre, l'empilement épitaxial et la mise en série technologique de ces composants ont permis d'obtenir des niveaux de seuil à la conduction de l'ordre de 50 V.

Ces résultats étant acquis, nous avons entrepris d'étudier le comportement thermique du composant en conversion de puissance sur harmonique. Nous avons modélisé notre composant par un schéma équivalent thermique capable de prédire la température de jonction de la diode et d'en déterminer les paramètres critiques. Ainsi, l'épaisseur et la nature du substrat semblent être des facteurs déterminants pour une bonne dissipation du flux de chaleur. Enfin, les critères d'optimisation d'un point de vue thermique et hyperfréquence se

révèlent contradictoires. Néanmoins, la détérioration induite par l'élévation de température apparaît du second ordre grâce aux propriétés remarquables de conduction des structures sur InP.

En ce qui concerne l'étude des composants en régime grand signal, celle-ci a pu être menée grâce à la collaboration avec l'Observatoire de Paris, Matra Marconi Space et le Rutherford Appleton Laboratory. Nous avons obtenu des résultats record en termes de rendement de conversion et de puissance de sortie à la fréquence de 250 GHz. Ainsi, une puissance de sortie de l'ordre de 10 mW et des rendements de conversion proches de 12 % ont été atteints.

De futures configurations et architectures au niveau du composant et du circuit, abordées au dernier chapitre, peuvent être envisagées afin d'améliorer les fréquences de fonctionnement et les niveaux de puissance délivrée. Ainsi, l'utilisation de structures de type HBV au sein de lignes de propagation distribuées (NLTL) favoriserait le report des puissances sur l'harmonique 5 tout en gardant des rendements de conversion importants. Ensuite, grâce au développement actuel des microtechnologies III-V et du report épitaxial, il est possible de concevoir une intégration monolithique du composant actif et de structures passives (filtre passe-bas) sur membrane avec pour objectif de réduire les pertes inhérentes à l'association hybride de ces éléments. Enfin, un comportement plus large bande pourra être envisagé. De plus, une ingénierie de bande de conduction peut être entreprise afin d'optimiser la conversion de signaux de faible amplitude. Dans cet esprit, l'insertion de puits de potentiel de part et d'autre de la barrière bloquante a permis d'augmenter de manière significative la non-linéarité capacitive sur de faibles plages de tension. Ces nouvelles architectures et ces améliorations devraient aboutir à moyen terme à une augmentation des puissances délivrées autour du Terahertz.

Résumé :

Les récentes évolutions des technologies de fabrication des composants ont conduit à une remarquable augmentation des fréquences de fonctionnement notamment pour les applications spatiales aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques. Ces dispositifs intègrent des chaînes de détection hétérodyne et posent le problème crucial de l'oscillateur local. Ce travail de thèse s'inscrit dans ce contexte et porte sur la technologie des composants à hétérostructures avec comme objectif principal la réalisation d'un tripleur de fréquence 83/250 GHz.

Au plan de la multiplication de fréquence, les composants de type Heterostructure Barrier Varactor (HBV) bénéficient de caractéristiques électriques favorables à la génération de signaux harmoniques impairs. En effet, ces diodes possèdent une forte non-linéarité capacitive symétrique sur une large plage de tension sans conduction parasite. Les principales optimisations ont été menées sur le contraste en capacité et la tenue en tension mais, surtout, sur le comportement très haute fréquence des composants. Par conséquent, il était nécessaire de diminuer les éléments intrinsèques (résistance série et capacité intrinsèque) et extrinsèques (capacité et inductance parasites). Ceci a pu être réalisé par l'intégration planaire de plusieurs composants en série mettant en œuvre des techniques novatrices de connexion par pont à air. Des résultats de tout premier plan ont été obtenus notamment en termes de contraste en capacité ($C_{max}/C_{min}=6$) et de tension de seuil ($V_{seuil}=50$ Volts).

Une phase de caractérisation hyperfréquence nous a permis de déterminer des fréquences de coupure de plusieurs Terahertz et une étude thermique a été entreprise afin d'évaluer la température de jonction des diodes. Enfin, des mesures en multiplication, effectuées en collaboration avec Matra Marconi Space et l'Observatoire de Paris, ont mené à des résultats en tripleur de fréquence à l'état de l'art de ces composants : $P_{sortie}=10$ mW, $F=250$ GHz, $\eta=12\%$.

Mots clés :

- Terahertz
- Multiplication de fréquence
- Heterostructure Barrier Varactor
- Non linéarité capacitive
- Semi-conducteurs III-V
- Intégration planaire
- Pont à air

