No d'ordre:

50376 1999 349

# **THESE**

présentée à

### L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: Electronique

par

#### **Manuel FENDLER**

# COMPOSANTS DE TYPE GUIDE D'ONDES SUR InP POUR TELECOMMUNICATIONS MIXTES FIBRE-RADIO.

Soutenance prévue le 22 septembre 1999 devant la Commission d'Examen:

M. P.A. ROLLAND	Président (USTL)
M. D.DECOSTER	Directeur de thèse (USTL)
M. JP.VILCOT	Co-directeur de thèse (USTL)
M. JP.BAILBE	Rapporteur (LAAS, Toulouse)
M. JM.DUMAS	Rapporteur (ENSIL, Limoges)
M. P.DAVIES	Examinateur (Université du Kent)
M. P.RICHIN	Examinateur (Thomson-LCR)
M. M.MURGADELLA	Examinateur (DGA)

A mes parents et à Thibaud, A Dada, A Marie et ses proches.

## Remerciements.

A l'image du club de football qui m'est cher, ces trois dernières saisons passées à l'IEMN m'ont permis de vivre des moments intenses au rythme des victoires et des défaites qui ont animé les journées de championnat disputées en salle blanche. Avant mon transfert, je tiens à remercier l'ensemble des acteurs qui m'ont épaulé ces trois dernières années:

*Merci* à tous les membres de l'équipe Optoélectronique pour son collectif légendaire: Cathy, Sophie, Asma, Aurore, Sam, Yves, Bekkey, Jeffhoué, Magdy, Bob, Jeff, Achour, Filipe, Guan, Vincent, Ian, Jean-Phi, Joe, JVC, Tchana, Saad, Jérôme, Hamid. Un *Merci* tout particulier à John de l'équipe Circuits-Systèmes RF et microondes.

*Merci* aux entraı̂neurs pour la confiance qu'ils m'ont témoigné et leurs conseils avisés: Didier et  $J\pi$ .

*Merci* à l'équipe médicale pour les soins prodigués en ces moments difficiles: Christiane, Annie, Babeth, Sylvie, Marc, Michel, Bebert, Pascal, Christophe, Cricoi, Dédé, Védé...

*Merci* aux supporters fidèles pour leur soutien de tous les instants: Daphné, Madeleine, Martine, Laetitia, Guy, Thibaud, Didier et Blaise.

Merci aux présidents qui se sont succédés Messieurs les Professeurs E.Constant et G.Salmer.

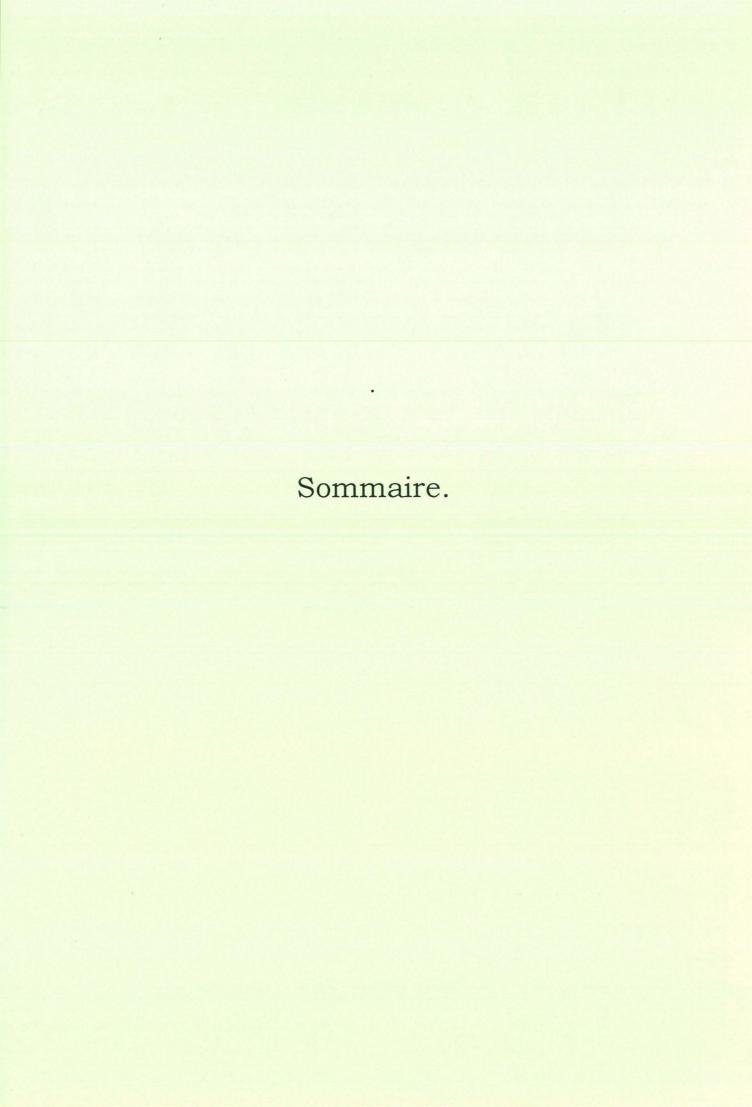
Merci à J.-P. Dehorter pour la réalisation des maillots.

Merci aux sponsors: la communauté européenne et la DGA.

*Merci* aux arbitres, vous qui avez accepté d'homologuer cette aventure: Messieurs P.A.Rolland, D.Decoster, J.-P. Vilcot, J.-P. Bailbe, J.-M. Dumas, P.Davies, P.Richin, et M.Murgadella.

Pour terminer cette petite touche humoristique, *Merci* à toutes les personnes, même les supporters du RC Lens, qui de près ou de loin ont fait de cette thèse une expérience très enrichissante.





# Sommaire.

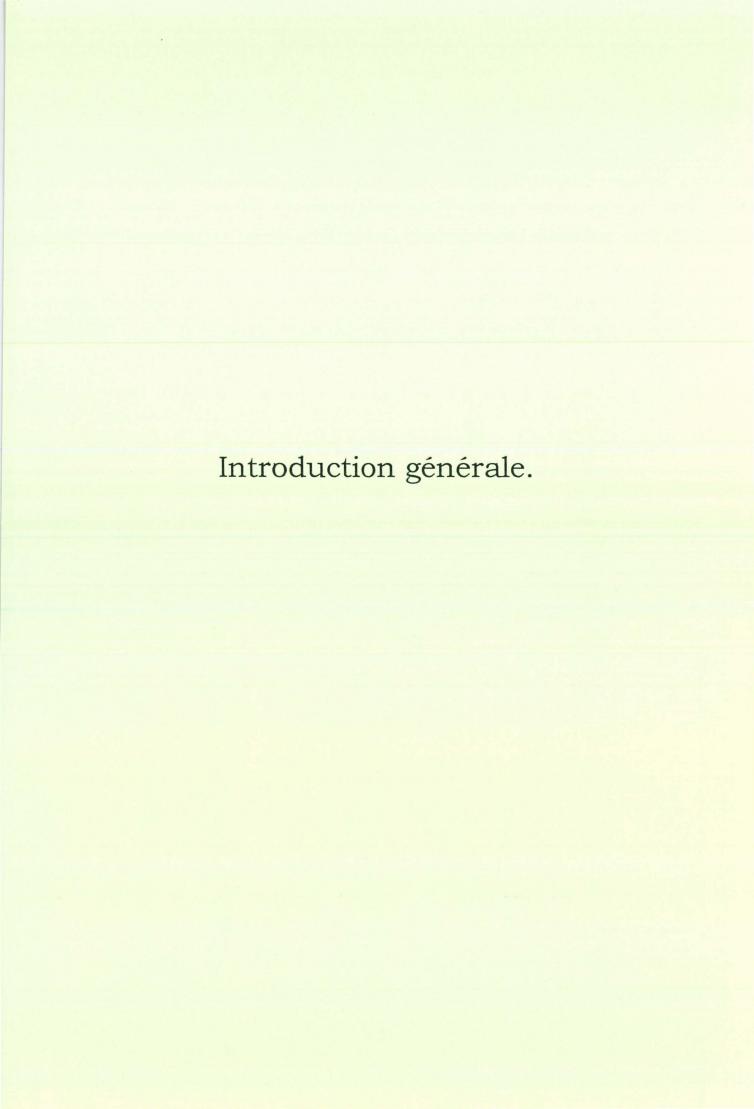
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Contrôle optique d'oscillateurs mi	croondes
1-Introduction	5
2-Approche phénoménologique	7
2.1-Contrôle optique de dispositifs microondes	7
2.2-Contrôle optique d'oscillateurs microondes	8
2.2.1-Fonctions de contrôle	8
2.2.2-Propriétés du verrouillage	9
2.2.3-Verrouillage optique direct	10
2.2.4-Verrouillage optique indirect	13
3-Conclusion	14
4-Démonstration expérimentale	15
4.1-Caractéristiques de l'oscillateur	15
4.2-Verrouillage de l'oscillateur	16
4.2.1-Réalisation	16
4.2.2-Caractéristiques spectrales	18
4.3-Application à la transmission de données	20
4.4-Perspectives de la liaison réalisée	22
5-Enseignements et impératifs composants	22
6-Conclusion	23
Références	24
Chapitre 2 : Principes généraux de la photode	étection
1-La photodétection	27
1.1-Dispositifs optoélectroniques	27
1.2-Rayonnement	28
1.3-Emission et absorption de lumière	28
1.4-Remarque	29
1.5-Transitions électroniques	29
1.6-Description de l'absorption	30
1.7-Commentaires	31
1.8-Propriétés de l'absorption	31
1.9-Seuil d'absorption fondamental	33

,		
0		
	Sommaire	

1.10-Transport de la lumière	34
1.11-Choix du matériau	35
2-Les photodétecteurs	37
2.1-Présentation de la photodiode	37
2.2-Description	37
2.3-Photocourants	38
2.4-Modèle en première approche	39
2.5-Caractéristiques statiques	40
2.6-Caractéristiques dynamiques	41
2.7-Les nécessités de la montée en fréquence	42
Références	45
Chapitre 3 : Photodiode PIN-guide sur substrat	
InP semi-isolant	
1-Conception de la photodiode	47
1.1-Intérêt de la structure guidante	47
1.1.1-Comportement d'une photodiode	47
1.1.2-Couplage avec la fibre optique	49
1.2-Structure épitaxiale	49
1.3-Topologie du composant	50
2-Réalisation de la photodiode	52
2.1-Présentation de la technologie	52
2.1.1-Généralités	52
2.1.2-Techniques de lithographie	54
2.1.3-Techniques de gravure	57
2.1.4-Technologie froide: les dépôts métalliques	61
2.2-Définition des étapes technologiques	64
2.2.1-Schéma de réalisation	64
2.2.2-Définition des masques	65
2.2.3-Verrous technologiques	67 7
2.3-Description détaillée de la technologie	74
2.3.1-Réalisation du contact ohmique de type p	74
2.3.2-Gravure du ruban	75 77
2.3.3-Réalisation du contact ohmique de type n	77
2.3.4-Réalisation du mesa d'isolation	78 80
2.3.5-Définition et ouverture du pont à polyimide	
2.3.6-Réalisation des plots d'épaississement	81 <b>83</b>
3-Amincissement et clivage 3.1-Amincissement	83
3.2-Clivage	85
4-Caractérisation de la photodiode	87
4.1-Caractérisation électrique en continu	87
4.2-Caractérisation électrique en dynamique	91
4.3-Mise en boîtier du composant	92
4.4-Caractérisation optique en continu	95
4.5-Caractérisation optique en dynamique	97
5-Conclusion	100
Références	102

# Chapitre 4 : Phototransistor bipolaire à hétérojonction sur substrat InP semi-isolant

1-Présentation théorique	105
1.1-Fonctionnement de base du HPT	106
1.2-Etat de l'art	113
1.3-Optimisation de l'épitaxie	117
1.3.1-Optimisation des performances optiques	117
1.3.2-Optimisation des performances électriques	121
2-Conception du phototransistor	122
2.1-Epitaxie	122
2.2-Topologie du composant	123
2.3-Définition des étapes technologiques	124
2.3.1-Schéma de réalisation	124
2.3.2-Définition des masques	126
2.3.3-Verrous technologiques	128
3-Réalisation du phototransistor	134
3.1-Electrodéposition du contact d'émetteur	135
3.2-Gravure du mesa de base	136
3.3-Réalisation du contact ohmique de base	137
3.4-Gravure du mesa de collecteur	138
3.5-Dépôt du contact de collecteur	140
3.6-Gravure du mesa d'isolation	142
3.7-Dépôt du polyimide	143
3.8-Ouverture des vias de polyimide	145
3.9-Dépôt des plots d'épaississement	146
4-Amincissement et clivage	150
4.1-Amincissement	150
4.2-Clivage	150
5-Caractérisation du phototransistor	151
5.1-Caractérisation électrique du HBT	151
5.1.1-Caractérisation en continu	151
5.1.2-Caractérisation en dynamique	154
5.1.3-Caractérisation du bruit aux basses fréquences	156
5.2-Caractérisation optique du HPT	158
5.2.1-Mise en boîtier des phototransistors	158
5.2.2-Caractérisation optique en continu	159
5.2.3-Caractérisation optique en dynamique	163
6-Conclusion	167
Références	169
Conclusion générale	175
Liste des communications et publications	179



# Introduction générale.

La demande en télécommunications mobiles et cellulaires est sans cesse croissante. Parmi les nombreuses solutions envisagées, les systèmes picocellulaires fonctionnant en ondes millimétriques sont très intéressants. Ces systèmes sont principalement constitués d'une station de base qui alimente par voie optique des unités de transmission déportées (une par picocellule).

Le projet que nous étudions porte sur les unités déportées et, plus précisément, sur le fabrication d'un transducteur opto-millimétrique qui soit capable de générer un signal millimétrique au sein de l'unité déportée. La solution proposée repose sur l'utilisation d'oscillateurs en ondes millimétriques verrouillés optiquement. Elle nécessite la conception et la fabrication d'oscillateurs millimétriques ainsi que d'éléments de contrôle optoélectroniques. Les oscillateurs millimétriques seront verrouillés soit indirectement par l'utilisation d'une photodiode à large bande passante, soit directement par celle d'un phototransistor. Ces deux solutions constituent les deux phases successives d'un projet qui s'effectue dans le cadre du centre "Transmanche Telecom".

Le Centre Transmanche de Recherche en Télécommunications développe des projets de recherche communs entre l'Université du Kent et l'Université de Lille; cette collaboration permet de bénéficier des domaines d'expertise des deux partenaires. Notre sujet fait l'objet d'une recherche commune menée au sein du Laboratoire d'Ingénierie Electronique de l'Université du Kent à Canterbury et l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord à Villeneuve d'Ascq (IEMN).

Ce projet comporte deux phases: la première est en cours et l'étude porte sur la fabrication d'un oscillateur millimétrique à verrouillage indirect par l'utilisation d'une photodiode PIN; la seconde portera sur la fabrication d'un oscillateur millimétrique à verrouillage direct par l'utilisation d'un phototransistor. Les composants optoélectroniques sont développés à l'IEMN, puis intégrés au sein des oscillateurs développés à Canterbury.

Dans le cadre de ces applications, la photodiode PIN et le phototransistor devront présenter une réponse élevée à l'éclairement aux fréquences envisagées, c'est-à-dire en gamme millimétrique. Ceux-ci opéreront aux longueurs d'ondes couramment utilisées dans les systèmes de télécommunication optiques, à savoir  $\lambda=1,3\mu m$  et  $\lambda=1,55\mu m$ . En plus, le phototransistor en tant que composant actif du futur oscillateur millimétrique, aura tout intérêt à présenter un comportement en terme de bruit basses fréquences 1/f intéressant.

Les simulations menées à l'IEMN dans notre équipe par J.Van De Casteele [1] en ce qui concerne la photodiode PIN, et au sein de l'équipe de C.Rumelhard au Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris par N.Chennafi [2], nous ont incité à opter pour des composants à éclairement latéral plutôt que vertical. C'est pourquoi, les photodiodes PIN et les phototransitors que nous réaliserons seront de type guide d'ondes.

Le premier chapitre aura pour but de démontrer expérimentalement tout l'intérêt du contrôle optique d'oscillateurs hyperféquences, pour la transmission d'informations radio aux fréquences microondes ou millimétriques par des liaisons fibrées. Le démonstrateur sera conçu autour d'un oscillateur GaAs non optimisé pour le contrôle optique et oscillant en bande X à 10,6 GHz. L'expérience menée ici fut réalisée à  $\lambda$ =0,8 $\mu$ m mais illustre bien tout l'intérêt et les espoirs placés dans le projet qui nous lie avec l'université du Kent.

Le second chapitre quant à lui permet de reprendre les bases de la photodétection et met en évidence toute l'ambiguïté du comportement des photodétecteurs à hautes fréquences.

Les troisième et quatrième chapitres présentent la conception, la réalisation et la caractérisation respectives de la photodiode PIN-guide GaInAs/InP et du phototransistor-guide GaInAs/InP, tous deux sur substrat semi-isolant. D'un point de vue théorique, nous en décrirons les principes et les fonctionnements à partir des résultats de simulation obtenus dans l'équipe [1,3]. L'intérêt de la structure guidante y sera évoqué et les résultats expérimentaux viendront confirmer notre choix. D'un point de vue technologique, nous décrirons en détail les procédés de fabrication et leur mise au point.

# Références.

#### 1.J. Van de Casteele,

"Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences sur matériaux III-V," Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2 Octobre 1996.

#### 2.N. Chennafi,

"Contribution à l'étude physique et à l'optimisation des phototransistors bipolaires à hétérojonction à l'aide d'outils de simulation numériques: applications au développement d'un schéma équivalent grand signal du phototransistor,"

Thèse du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, 2 juillet 1999.

#### 3.V.Magnin,

"Contribution à l'étude et à l'optimisation de composants optoélectroniques," Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 22 Octobre 1998.

Chapitre 1. Contrôle optique d'oscillateurs microondes.

### Chapitre 1.

# Contrôle optique d'oscillateurs microondes.

Ce premier chapitre a pour vocation de démontrer expérimentalement tout l'intérêt des travaux de cette thèse, qui sont la conception et le développement technologique de composants optoélectroniques pour systèmes de télécommunication opto-microondes et opto-millimétriques. Celui-ci illustre les objectifs "système" des impératifs "composant", à travers un cas particulier. Pour cela nous avons mis au point une liaison radio basée sur le contrôle optique d'oscillateurs microondes. Précédée d'une courte partie théorique, ce chapitre est avant tout une démonstration expérimentale.

L'architecture du chapitre sera progressive. Tout d'abord, nous évoquerons le contrôle optique de dispositifs microondes en général. Puis, nous focaliserons sur les différents modes de contrôle optique d'oscillateurs microondes, avant d'aboutir au cas particulier du verrouillage optique de l'oscillateur. Nous appliquerons expérimentalement le principe pour la réalisation d'une liaison radio. Enfin, nous en conclurons les impératifs "composant" pour la réalisation d'oscillateurs microondes optimisés pour le verrouillage optique, et nous verrons dans quelle mesure nos composants y répondent.

### 1-Introduction.

Les systèmes de télécommunication opto-microondes et opto-millimétriques sont une alternative très intéressante aux systèmes complètement fibrés, notamment pour la distribution de l'information à l'abonné ou au groupe d'abonnés. De nombreuses techniques existent déjà dans ce domaine telles que des systèmes fondés sur la modulation directe d'un laser, ou sur sa modulation externe, sans oublier ceux utilisant l'hétérodynage optique, ou encore le contrôle optique de microondes ou d'ondes millimétriques, etc...

La figure I.1 donne un éventail assez large mais non exhaustif, de solutions pour la réalisation de transmissions opto-hyperfréquences.

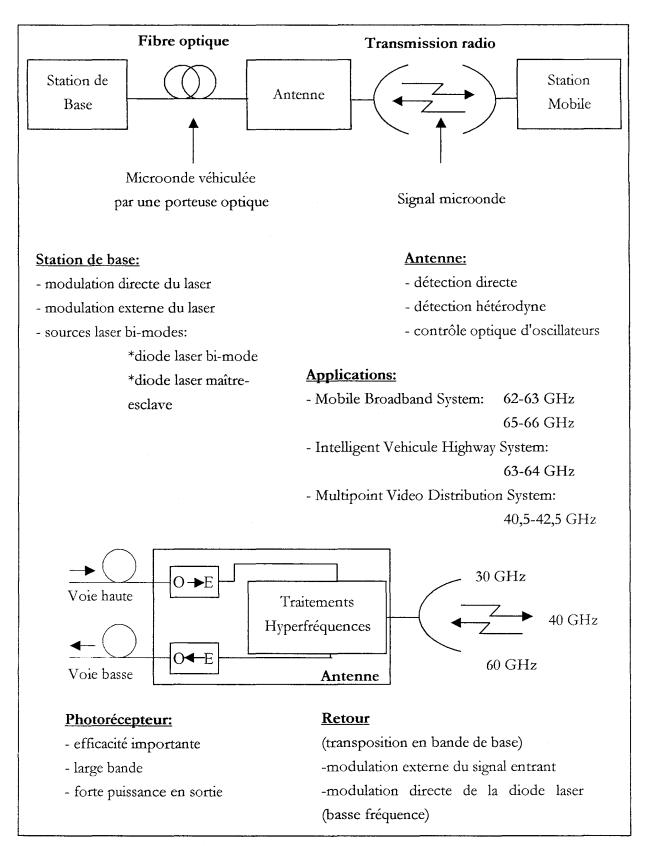


Figure I.1: Transmissions opto-hyperfréquences.

L'utilisation de l'optique dans le but de contrôler des oscillateurs microondes, fait depuis quelques années, l'objet de nombreuses investigations [1-4]. La synchronisation d'oscillateurs libres par un signal optique modulé, est effectuée par couplage de la lumière au niveau des composants actifs des oscillateurs.

Plusieurs équipes de recherche ont démontré le verrouillage optique d'oscillateurs microondes, réalisés avec des diodes IMPATT, des transistors MESFET [5-9], des diodes à tunnel résonnant [10], des transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) GaAs [11], et des HBT AlInAs / GaInAs [12].

# 2-Approche phénoménologique.

## 2.1-Contrôle optique de dispositifs microondes.

Le contrôle optique de dispositifs microondes, présente de nombreux avantages dans des domaines aussi divers que variés. De nombreuses fonctions de contrôle radio-fréquences, telles que le contrôle du gain des amplificateurs, ainsi que l'accord, le verrouillage et la modulation de fréquence d'oscillateurs, la commutation, le mélange etc... ont fait l'objet de récentes démonstrations.

L'emploi de l'optique pour ces fonctions, présente de nombreux avantages inhérents aux propriétés de large bande, d'isolation entre le signal de contrôle et le signal radio, d'adaptation à l'utilisation de liaisons optiques fibrées pour ces dispositifs. L'avancée rapide de la technologie des diodes laser, en particulier l'augmentation de leur fréquence de coupure, et la possibilité d'intégrer des composants ou fonctions contrôlées au sein de circuits microondes intégrés monolithiques (MMIC), ou de circuits intégrés optoélectroniques (OEIC), ont stimulé de nombreuses avancées techniques dans ce domaine.

Le contrôle optique de dispositifs microondes est susceptible d'être utilisé dans les radars à antennes actives, et peut trouver de nombreuses applications dans les systèmes radio, microondes, et large bande.

Afin de nous restreindre dans un domaine aussi vaste que celui décrit, nous allons nous limiter, d'un point de vue théorique, à une présentation du contrôle optique des oscillateurs microondes.

# 2.2-Contrôle optique d'oscillateurs microondes.

### 2.2.1-Fonctions de contrôle.

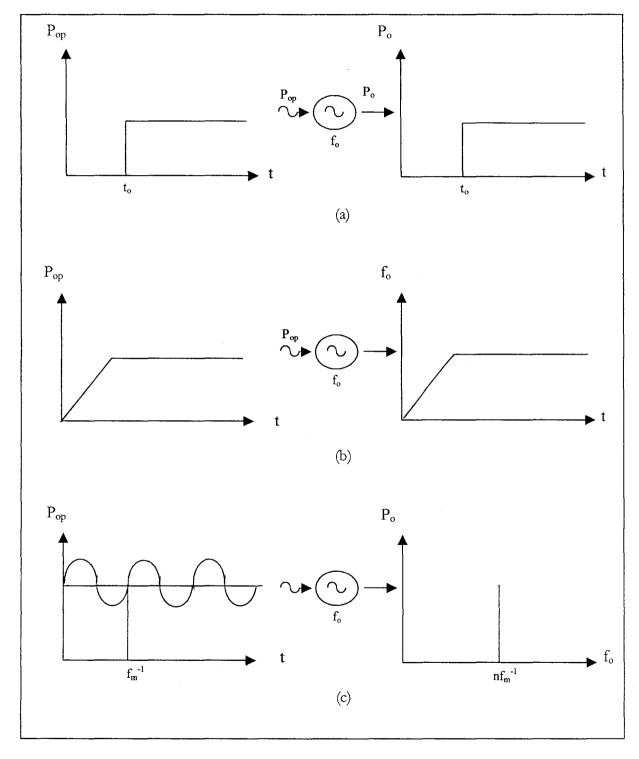


Figure I.2: Contrôle optique d'oscillateurs microondes (a): commutation optique, (b): accord optique, (c): verrouillage optique.

Nous citons ici les différents modes de contrôle optique d'oscillateurs microondes obtenus par illumination directe de la zone active. Il existe trois principales fonctions de contrôle optique d'oscillateurs microondes, qui sont illustrées figure I.2 [1]:

- La commutation optique (figure 1.2a): une modification du signal optique injecté se traduit par une modification de puissance en sortie d'oscillateur.
- L'accord en fréquence (figure 1.2b): il est également obtenu en faisant varier l'intensité du signal optique incident, mais les niveaux d'intensité utilisés sont généralement bien inférieurs à ceux de la commutation.
- Le verrouillage optique de l'oscillateur (figure I.2c): il s'effectue en modulant l'intensité du signal optique à une fréquence correspondant à la fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur (verrouillage fondamental, n = 1), à une de ses harmoniques (verrouillage obtenu avec n nombre entier), ou à une de ses sous-harmoniques (verrouillage obtenu avec n nombre fractionnaire). Le signal optique modulé est absorbé dans la zone active de l'oscillateur, et donne naissance à un courant à la fréquence de modulation, à l'intérieur de la structure. Ce dernier agit à la manière d'un verrouillage électrique de l'oscillateur, décrit par Adler et Kurokawa [13,14].

Ces fonctions de contrôle optique d'oscillateurs microondes ont été démontrées à bien des reprises pour tous types d'oscillateurs (oscillateurs à diode Gunn, à diode avalanche, à trois terminaisons).

L'objectif pour nous étant de démontrer expérimentalement l'utilité de la méthode de verrouillage optique d'oscillateurs microondes, pour la réalisation de liaisons radio fibrées, nous allons nous limiter à la citation d'expérimentations dans ce domaine, mentionnées dans la littérature. Le domaine exploré sera celui des oscillateurs à trois terminaisons, puisque nous disposons d'un oscillateur de ce type pour nos futures manipulations (voir description paragraphe 4.1).

### 2.2.2-Propriétés du verrouillage.

Dans la plupart des systèmes de communication, il est souvent nécessaire de verrouiller plusieurs sources microondes distantes. Ceci est généralement accompli dans les systèmes existants, en divisant ou en distribuant la sortie d'une source microondes, ou en injectant électriquement une référence microonde à chacun des oscillateurs. La première technique est

inefficace, car une grande partie du signal de référence est atténuée dans le diviseur de puissance, tout comme au niveau des interconnexions des lignes de transmission. La seconde technique, qui est appelée verrouillage électrique, permet d'éviter ces pertes de puissance.

Cependant, pour certaines applications, telles que les communications satellites par exemple, l'encombrement et le poids des guides d'ondes et des câbles coaxiaux nécessaires à la transmission des signaux de référence, sont encore problématiques. Afin de résoudre ce problème, des liaisons fibrées utilisant des diodes laser à semiconducteur comme émetteurs, capables d'être modulés par des fréquences microondes, et des récepteurs munis de photodétecteurs capables de détecter ces mêmes signaux, ont été proposées. Les liaisons par fibre optique offrent de multiples avantages. D'une part, l'oscillateur verrouillé est isolé de la source de verrouillage. D'autre part, les fibres optiques remplacent les guides d'ondes métalliques et les câbles coaxiaux, ce qui diminue de manière considérable l'encombrement et le poids. De plus, les fibres optiques présentent une immunité aux interférences et aux impulsions électromagnétiques (EMP).

Nous nous efforcerons tout d'abord de décrire brièvement les techniques de verrouillage d'oscillateurs microondes, qui sont au nombre de deux. La première concerne le verrouillage optique direct. Dans cette technique, l'oscillateur microondes est verrouillé en focalisant le faisceau lumineux, issu d'une diode laser, modulé en intensité au niveau de la zone active de l'oscillateur. En opposition à ce procédé, il est également possible de détecter d'abord le signal optique modulé, qui est converti en signal électrique, puis transféré à l'oscillateur dans le but de le verrouiller. Cette technique est connue sous l'appellation verrouillage optique indirect de l'oscillateur.

### 2.2.3-Verrouillage optique direct.

De nombreuses investigations ont démontré le contrôle optique d'oscillateurs microondes, en utilisant des composants tels que les transistors bipolaires silicium, les MESFET GaAs, les HEMT GaAlAs/GaAs.

Avant toute chose, rappelons la topologie et les conditions d'oscillation d'un oscillateur microondes, sans entrer dans les détails, car là ne sont ni nos objectifs, ni notre métier.

La topologie générale pour l'ensemble des oscillateurs microondes est schématisée figure I.3. Celui-ci est divisé en deux parties bien distinctes. La partie "oscillateur" ou "active", est constituée d'un composant à résistance négative, ou d'un transistor (de type MESFET par exemple), et d'un réseau d'adaptation. La seconde partie est le "résonateur".

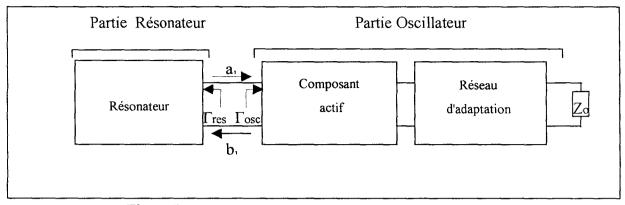


Figure I.3: Topologie générale d'un oscillateur microondes [15,16].

La division d'un oscillateur microondes en deux parties est l'approche usuelle; elle est décrite en référence [15] et permet d'aboutir à la condition d'oscillation suivante, en termes de coefficients de réflexion:

$$\Gamma_{osc}\Gamma_{res} = 1$$
 [1.1]

La fréquence d'oscillation, quant à elle, est fournie par la condition sur la phase:

$$arg(\Gamma_{osc}) = -arg(\Gamma_{res})$$
 [1.2]

Quel que soit le mode de contrôle optique de l'oscillateur, il est le résultat d'une modification des paramètres [S] du dispositif soumis à l'illumination. Pour un circuit microondes donné, par conséquent, la condition d'oscillation sera satisfaite pour différentes fréquences et différents niveaux de puissance en sortie, correspondant à différents niveaux d'illumination. Le phénomène de verrouillage par éclairement de transistors microondes, naît grâce à la photo-excitation de porteurs à la fréquence de modulation fondamentale, à une harmonique, ou à une de ses sous-harmonique, en différentes zones du composant. L'oscillateur microondes, une fois verrouillé, présente les mêmes caractéristiques spectrales en terme de bruit que le signal issu de la source qui module le laser.

Il faut savoir que la possibilité de verrouiller un oscillateur microondes grâce à une harmonique ou une sous-harmonique de sa fréquence d'oscillation libre, est inhérente à la non linéarité des composants actifs qui le constituent. Le principal attrait de cette technique de verrouillage est la possibilité de contrôler ainsi des oscillateurs opérant dans le domaine des hyperfréquences, par des signaux dont la fréquence est beaucoup plus basse. Cela va permettre l'emploi de diodes laser présentes sur le marché et d'un coup relativement peu élevé.

L'une des caractéristiques importantes d'un oscillateur microondes verrouillé par injection est ce qu'on appelle la bande de verrouillage f (locking range ou locking bandwidth), qui est définie comme étant l'intervalle de fréquence sur lequel le verrouillage s'effectue dans de bonnes conditions, grâce au signal imposé. Le verrouillage optique de transistors bipolaires silicium opérant à des fréquences supérieures à 1,8 GHz est étudié en référence [17]. Le verrouillage par la fréquence fondamentale et ses sous-harmoniques y est observé. La bande de verrouillage mesurée, est relativement faible (une fraction de pour cent de la fréquence centrale). D'autres travaux mentionnés en référence [18] concernant des oscillateurs à base de MESFET et de MODFET, présentant des fréquences d'oscillation supérieures à 8 GHz, mènent à des bandes de verrouillage relativement faibles également, respectivement 1 et 4,8 MHz (f/f<sub>osc</sub> <0,048%).

L'emploi de transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) dans la conception d'oscillateurs verrouillés optiquement, permet d'augmenter la bande de verrouillage grâce à une meilleure réponse optique, et un comportement en bruit 1/f bien meilleur. De tels composants ont déjà été exploités pour ses qualités, mais malheureusement, ont conduit à des résultats moyens. Les oscillateurs dont la fréquence d'oscillation n'excédait pas 6 GHz, ont fourni des bandes de verrouillage de 6 MHz et 2,5 MHz, ce qui correspond à des rapports f/f<sub>osc</sub> inférieurs à 0,23% [19]. Ceci est dû à des performances optiques et fréquentielles moyennes des transistors utilisés pour ces oscillateurs.

De façon plus quantitative, la bande de verrouillage d'un oscillateur libre peut être formulée de la manière suivante, selon Adler [13] :

$$\Delta f = \frac{f_{osc}}{Q_{ext}} \sqrt{\frac{P_{inj}}{P_{osc}}}$$
 [1.3]

foscillateur, fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur,

Q<sub>ext</sub>: facteur de qualité externe du circuit oscillant,

P<sub>ini</sub>: puissance électrique équivalente injectée dans l'oscillateur,

P<sub>osc</sub>: puissance de l'oscillateur

P<sub>inj</sub> correspond à la puissance issue de la conversion opto-microonde, injectée dans l'oscillateur.

D'après cette relation, l'augmentation de la bande de verrouillage f pourra être obtenue en augmentant  $P_{inj}$  et en diminuant  $Q_{ext}$ . La conception d'oscillateurs microondes destinés à être verrouillés optiquement, intègre ces impératifs. Le principal objectif dans la conception d'oscillateurs, est l'amélioration du couplage avec le faisceau optique au niveau de la zone active. On peut citer en exemple les travaux de H. Kamitsuma [20], qui ont mené à un oscillateur verrouillé optiquement à 15 GHz avec une bande de verrouillage avoisinant les 570 MHz, soit  $f/f_{osc}$ =3,8%. Ici, la bande de verrouillage a pu être élargie grâce à la réduction du facteur de qualité  $Q_{ext}$  et à l'utilisation d'un HBT aux excellentes performances optiques et fréquentielles, notamment grâce à l'introduction d'une fenêtre facilitant l'injection.

#### 2.2.4-Verrouillage optique indirect.

Toujours dans ce même but d'améliorer le couplage du dispositif microondes avec le faisceau optique, certains concepteurs favorisent la réalisation d'oscillateurs microondes à verrouillage optique indirect. Cette fois-ci, le signal de verrouillage issu d'une diode laser modulée en intensité, est détecté par un photorécepteur. Le signal ainsi détecté, est converti en signal électrique, avant d'être injecté au niveau de la zone active de l'oscillateur. Cette méthode a l'avantage de mener à de bonnes efficacités de couplage avec le faisceau lumineux.

Le verrouillage indirect d'un oscillateur microondes muni d'un MESFET GaAs est cité en référence [21]. La diode laser utilisée est modulée en intensité à une fréquence de 3,6 GHz. Le faisceau optique émis est d'abord détecté par une photodiode, puis le signal est amplifié, avant d'être injecté au niveau du MESFET GaAs constituant la zone active de l'oscillateur. Sachant que la fréquence d'oscillation libre de celui-ci est de 21,5 GHz, le verrouillage optique s'effectue grâce à la sixième sous-harmonique.

Les travaux de D.Sommer [7], ont mené à la réalisation d'un oscillateur microondes MESFET, oscillant librement à une fréquence de 2,1 GHz, verrouillé indirectement. L'intérêt de cette réalisation, est l'utilisation en tant que photodétecteur, d'un phototransistor bipolaire à hétérojonction couplé par la tranche. Celui-ci est employé en configuration deux terminaisons, c'est-à-dire, en tant que photodétecteur, mais avec la particularité d'avoir un fort gain en courant. Cette originalité à mené à une bande de verrouillage extrêmement large, d'environ 230 MHz  $(f/f_{osc} > 10\%)$ , un des meilleurs résultats de ces dernières années.

### 3-Conclusion.

Le verrouillage optique indirect donne, d'après de nombreux travaux parus dans la littérature, des bandes de verrouillage bien plus grandes qu'en verrouillage optique direct. Cette observation trouve son origine dans le fait que le signal de verrouillage est détecté et amplifié, avant son injection dans l'oscillateur pour cette première méthode. Cependant, l'inconvénient de cette technique est la dégradation du bruit de phase de l'oscillateur ainsi verrouillé.

En outre, la diminution de la complexité du dispositif joue en faveur du verrouillage direct. On évite effectivement le développement d'éléments supplémentaires, nécessaires à la détection et à l'amplification du signal de verrouillage; cela permet de réduire l'introduction de nouveaux parasites au sein du dispositif microondes.

Enfin le verrouillage optique des oscillateurs microondes à l'aide d'un signal dont la fréquence correspond à une sous-harmonique de la fréquence d'oscillation libre, est possible en raison de la non linéarité des composants actifs qui les constituent. L'avantage d'une telle possibilité, est l'emploi d'émetteurs (diodes laser), présents sur le marché, dont la fréquence de coupure est peu élevée et donc peu chers. Ce genre de dispositif commandé répond donc particulièrement bien aux exigences du moment en ce qui concerne les systèmes de télécommunication à savoir:

- large bande,
- immunité électromagnétique,
- bas coût.

# 4-Démonstration expérimentale.

Nous allons ici démontrer expérimentalement que le verrouillage optique d'oscillateurs microondes est une méthode intéressante pour transmettre des informations radio par voie optique à des fréquences microondes.

# 4.1-Caractéristiques de l'oscillateur.

L'oscillateur en question a été conçu à l'IEMN au sein de l'équipe Systèmes Intégrés et fabriqué en fonderie GaAs; il est de type V.C.O. (Voltage Controlled Oscillator), et oscille librement en bande X. Le composant actif est un transistor MESFET GaAs à structure interdigitée. Le circuit est présenté figure I.4. Une description détaillée des caractéristiques et des performances de cet oscillateur microondes est fournie aux références [22, 23]. Néanmoins, nous précisons que ses dimensions sont de 770 µm x 660 µm. La puissance de sortie de l'oscillateur est de 7,6 dBm à une fréquence de 10,6 GHz sous une polarisation de 8 V. Le coefficient de qualité interne s'élève à 1000, et le bruit de phase mesuré à 500 kHz de la porteuse est de –105 dBc/Hz.

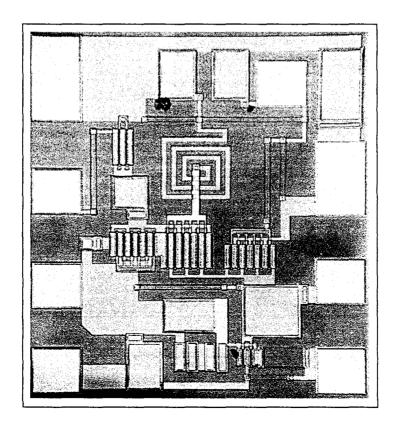


Figure I.4: Photographie de l'oscillateur microondes GaAs.

# 4.2-Verrouillage de l'oscillateur.

#### 4.2.1-Réalisation.

Sans aucune injection, la fréquence d'oscillation libre de cet oscillateur microondes est d'environ 10,6 GHz pour une puissance de 7,6 dBm, comme le montre le spectre de la figure I.6a.

Notre démarche expérimentale s'effectue en deux étapes distinctes. La première consiste à verrouiller directement l'oscillateur microondes en éclairant sa partie active, c'est-à-dire, le MESFET GaAs. Le verrouillage optique consiste à moduler l'intensité du signal incident à une fréquence qui correspond à la fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur microondes. Il a également été souligné en première partie, que le verrouillage pouvait être réalisé en utilisant des fréquences correspondant aux sous-harmoniques de la fréquence d'oscillation libre. Cette propriété est particulièrement intéressante car elle autorise l'emploi de diodes laser dont la fréquence de coupure peut être inférieure à la fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur microondes. Nous utilisons ici un laser Motorola de type VCSEL émettant à  $\lambda$ =0,8 $\mu$ m et possédant une fréquence de coupure de 2,5 GHz.

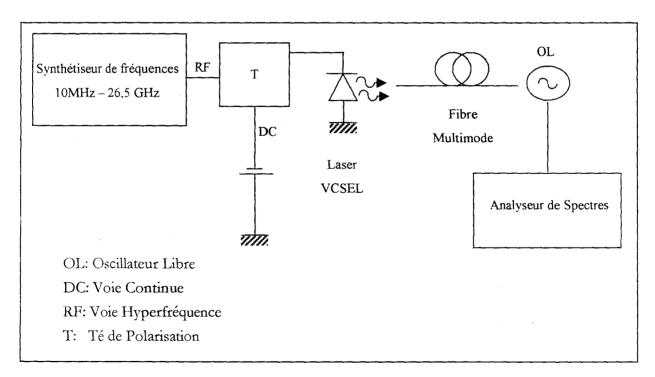


Figure 1.5: Chaîne de verrouillage.

La puce laser que nous avons monté en boîtier est précédée d'un "té" de polarisation afin d'isoler les voies continue et hyperfréquence. Cette dernière est polarisée en alimentation continue afin d'obtenir une puissance en sortie de fibre de 1 mW. L'alignement de la fibre clivée face au laser, monté sur microdéplacements, est obtenu par la recherche du maximum de puissance en bout de fibre. La modulation directe appliquée au laser, d'une puissance de +10 dBm, est fournie par un synthétiseur de fréquences de marque Wiltron 68147A. Le spectre de l'oscillateur microondes est visualisé sur l'analyseur de spectres Tektronics 494AP.

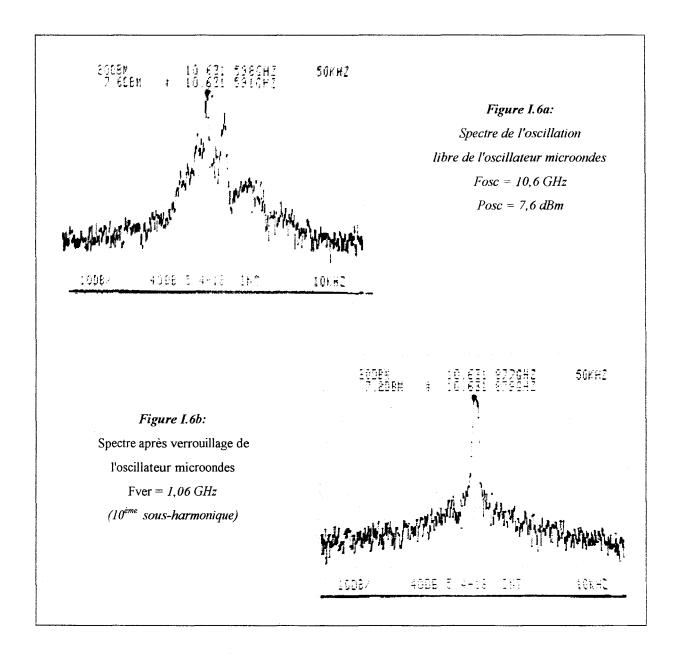
Le laser est modulé en intensité à une fréquence qui correspond ainsi à une sous-harmonique de la fréquence d'oscillation libre de l'oscillateur microondes. La seconde extrémité de la fibre clivée est amenée aussi près que possible de notre circuit intégré. A l'aide d'une loupe binoculaire et d'une caméra infrarouge, nous tentons de focaliser le faisceau lumineux au niveau du composant actif de l'oscillateur microondes.

Le MESFET GaAs en question, présente une structure interdigitée qui facilite l'injection du faisceau au niveau de sa couche active, entre les contacts source-grille et grille-drain. Cet oscillateur microondes n'a pas été optimisé dans sa conception pour être éclairé. Sachant que le diamètre de la tâche optique issue d'une fibre clivée multimode est d'environ 50 µm, il va de soi qu'une grande partie de l'énergie est perdue hors du composant actif, ainsi que par réflexion sur les nombreuses métallisations du composant. L'absorption effective de lumière, et par conséquent, la puissance électrique équivalente injectée au niveau du composant, sont faibles. Or, comme le montre la relation [1.3] du paragraphe 2.2.3, cette puissance équivalente est très importante pour l'obtention d'une bande de verrouillage large.

La figure I.6b illustre le verrouillage obtenu pour cet oscillateur microondes à l'aide d'un signal dont la fréquence est de 1,06 GHz, ce qui correspond à la  $10^{\rm eme}$  sous-harmonique de la fréquence d'oscillation libre. Une fois verrouillé, l'oscillation est stable, à la fois en fréquence et en puissance. La bande de verrouillage a été mesurée autour de 200 kHz.

Il faut savoir que la bande de verrouillage est forcément moins large que celle des oscillateurs microondes destinés à être verrouillés optiquement, munis de composants optoélectroniques prévus à cet effet. Ici, ce n'est ni notre cas, ni notre objectif. Ce qu'il faut retenir dans un premier temps, c'est l'obtention d'un spectre stable et d'une grande pureté.

La réduction du bruit au pied de la porteuse grâce au verrouillage optique est considérable, et c'est grâce à elle qu'il va nous être possible de transmettre des informations radio. Avant d'aller plus loin dans notre démarche, redéfinissons le bruit dans les oscillateurs microondes.



### 4.2.2-Caractéristiques spectrales.

Dans le cas des oscillateurs microondes, le bruit généré par les transistors et les éléments passifs, module le signal produit par ce dernier. Pour définir ce bruit, nous utilisons le modèle de Leeson [15] afin d'obtenir une expression du bruit normalisée (dans une bande de largeur 1Hz) en bande latérale unique ( $\mathcal{L}$  en dBc/Hz). Un analyseur de spectres nous permet d'estimer indirectement le bruit de l'oscillateur microondes ainsi défini. Une représentation du spectre visualisé est fournie figure I.7.

La puissance fournie par l'oscillateur microondes est lue en dBm. Le bruit à un intervalle donné fm de la porteuse microondes peut également être lu.

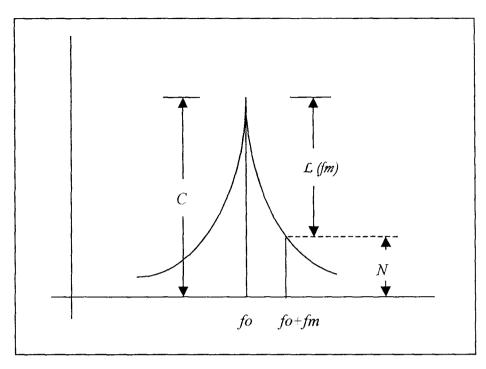


Figure.I.7: Spectre d'un oscillateur microondes.

La mesure du bruit par cette méthode nécessite une correction, puisque le détecteur de l'analyseur de spectres donne en fait une enveloppe plus qu'une mesure réelle. La bande passante des filtres ordinaires étant supérieure à 1Hz, il est nécessaire de réduire la mesure de 10 dB par décade supérieure à 1Hz. En appliquant ces dernières corrections, le bruit de l'oscillateur microondes  $\mathcal{L}(fm)$ , est donné par la relation:

Lorsque notre oscillateur microondes est verrouillé, la largeur de raie devient très faible, et il est alors possible de définir le bruit à 2 kHz de la porteuse. Nous avons mesuré le niveau de bruit à -63 dBc/Hz en moyenne pour chacune des sous-harmoniques, jusqu'à la 32<sup>ème</sup> sous-harmonique, qui correspond à une fréquence de 332 MHz. Les résultats sont donnés figure I.8. Rappelons ici que sans verrouillage, le bruit ne put être défini qu'à 500 kHz de la porteuse pour un niveau de -105 dBc/Hz. Passée la 32<sup>ème</sup> sous-harmonique, le verrouillage de l'oscillateur microondes n'est plus réalisable dans de bonnes conditions, et le plancher de bruit remonte de manière dramatique à 2 kHz de la porteuse.

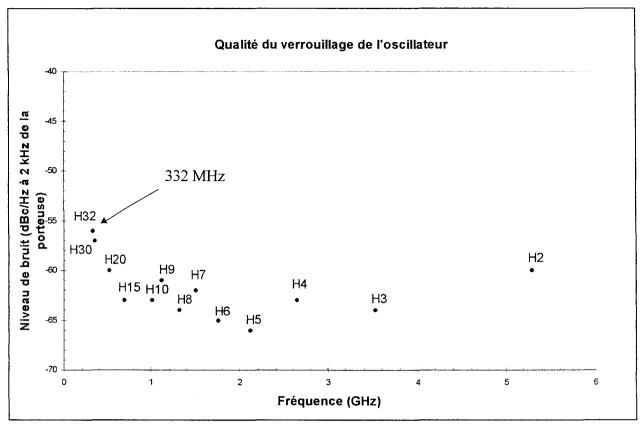


Figure I.8: Niveau de bruit à 2 kHz de la porteuse, (Hi représente le i<sup>ème</sup> rang de sous-harmonique du fondamental à 10,6 GHz).

## 4.3-Application à la transmission de données.

La seconde étape de notre démonstration expérimentale, est la mise en évidence d'une méthode originale, pour transmettre des données, en utilisant le verrouillage optique d'oscillateurs microondes. Ces données sont simulées par la génération d'un signal carré. Le schéma de la réalisation est présenté en figure I.9. Le précédent signal de verrouillage est modulé en amplitude par un générateur de fonctions externe de marque HP3310A.

Grâce aux possibilités de mélange optoélectronique de l'oscillateur microondes, celui-ci est verrouillé par le signal à la fréquence sous-harmonique, et simultanément, les informations sont reportées sur la porteuse microonde. En raison de la finesse de la raie délivrée par l'oscillateur microondes après verrouillage, il nous a été possible de transmettre des informations allant de 500Hz à 100kHz, fréquences qui correspondent respectivement au minimum et au maximum de notre générateur de fonctions, à travers cette liaison.

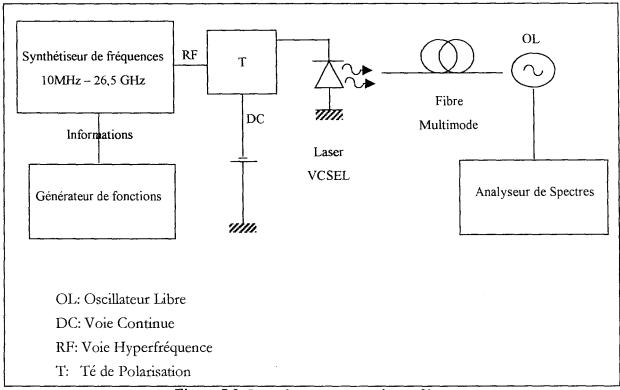


Figure 1.9: Ligne de transmission radio sur fibre.

La figure I.10 montre le spectre obtenu à la sortie de l'oscillateur microondes, lorsque l'on module la 10<sup>ème</sup> sous-harmonique appliquée au laser, par un signal carré de fréquence 1kHz. Le spectre est composé de la raie à 10,6 GHz avec des raies latérales, typiques d'une modulation d'amplitude de la porteuse microonde par un signal carré de fréquence 1kHz.

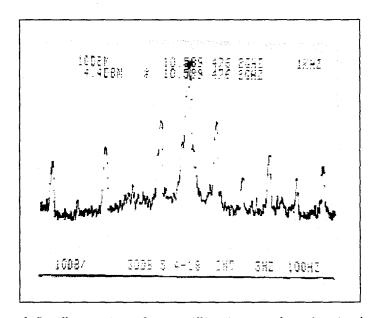


Figure I.10: Spectre de l'oscillateur microondes verrouillé optiquement lorsqu'un signal carré de 1 kHz module le signal RF de verrouillage.

Ce résultat montre que grâce à cette méthode, les données qui modulent la sous-harmonique de verrouillage, sont entièrement converties en une modulation de la porteuse microonde délivrée par l'oscillateur.

## 4.4-Perspectives de la liaison réalisée.

Dans cette partie, nous avons montré que la fréquence d'oscillation libre d'un oscillateur microondes MESFET GaAs pouvait être verrouillée optiquement. Le laser employé est de type VCSEL, dont la longueur d'onde d'émission est  $\lambda=0.8~\mu m$ , et la fréquence de coupure de 2,5 GHz. Le signal de verrouillage est une sous-harmonique de la fréquence d'oscillation libre délivrée par l'oscillateur. La qualité du verrouillage a été démontrée jusqu'à une fréquence de 332 MHz pour un oscillateur à 10,6 GHz.

Nous avons également démontré qu'il était possible de transmettre des informations en utilisant une modulation d'amplitude du signal de verrouillage; cette modulation est reportée au pied de la porteuse microonde délivrée par l'oscillateur [24].

Cette méthode peut être une issue intéressante au développement de liaisons radio par fibre optique bas coût, par exemple, pour la transmission d'informations entre mobiles, ou des applications professionnelles ou privées courtes distances.

La conception spécifique d'oscillateurs microondes, dédiés à un contrôle optique et une grande efficacité doivent, nous l'espérons, confirmer nos espérances tant dans la qualité du verrouillage, la fréquence nécessaire à son accomplissement, et la largeur de bande de verrouillage de l'oscillateur.

# 5-Enseignements et impératifs composants.

Afin d'améliorer la qualité du verrouillage, l'augmentation de la puissance électrique équivalente injectée dans l'oscillateur est une nécessité importante. Cette condition est particulièrement bien remplie par la conception d'oscillateurs microondes verrouillés optiquement de manière indirecte. L'utilisation de photodiodes PIN à réponse élevée, pour la réception dans de bonnes conditions des signaux optiques de verrouillage, semble être la bonne approche. D'autre part, l'emploi d'un phototransistor en configuration deux terminaisons, est une seconde solution pour ce type de verrouillage, l'objectif étant ici de bénéficier du fort gain en courant de ce type de composant, pour la conception d'oscillateurs large bande en puissance et en fréquence,

fonctionnant à des niveaux de puissance relativement faibles pour les signaux optiques de verrouillage. En ce qui concerne le verrouillage optique direct d'oscillateurs microondes, les transistors à effet de champ (FET), ont l'avantage de permettre une relativement bonne injection du faisceau lumineux au niveau de la zone active, grâce aux ouvertures entre la grille et la source, ainsi qu'entre la grille et le drain. Enfin, les transistors bipolaires à hétérojonction (HBT), présentent un gain optique interne assez élevé, et en plus, un comportement en terme de bruit 1/f particulièrement attractif, spécialement pour la conception d'oscillateurs microondes à faible bruit de phase. Cependant, il est relativement difficile de coupler le faisceau optique dans de telles structures en raison d'une technologie utilisant des métallisations auto-alignées, pour le fonctionnement des HBT dans le domaine des microondes. Ceci dit, de récents développements ont permis l'adaptation de ce genre de composants. On peut citer notamment l'introduction de fenêtres optiques, la réalisation d'émetteurs transparents, l'éclairement par le substrat avec l'emploi de substrats transparents, et enfin l'intégration monolithique de guides d'ondes au niveau du composant. L'emploi de phototransistors éclairés par la tranche constitue une solution originale et efficace, en complète adéquation pour cette application.

### 6-Conclusion.

Nous avons dans ce chapitre montré tout l'intérêt du contrôle optique d'oscillateurs microondes pour la réalisation de liaisons optiques radio. Une réalisation expérimentale d'une telle liaison a été effectuée avec un oscillateur MESFET GaAs, oscillant à 10,6 GHz, verrouillé optiquement. La qualité du verrouillage par des signaux pouvant descendre jusqu'à une fréquence de 332 MHz, nous a permis de transmettre des informations dont les fréquences peuvent descendre jusqu'au domaine des fréquences vocales. A notre démonstration, s'ajoute celle d'Eric Vestiel (stage DEA), qui d'après ce principe a pu transmettre des données numériques, en utilisant un oscillateur HIGFET oscillant à 2,4 GHz. Le même laser VCSEL ( $\lambda$  = 0,8 µm) fut employé à la fréquence fondamentale de l'oscillateur pour réaliser le verrouillage. Il a été vérifié ici la transmission de divers types de données numériques (BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM et 32QAM), avec succès.

En évoquant les différents modes de verrouillage optique d'oscillateurs microondes, c'est-à-dire de manière directe et indirecte, il nous a été permis de mettre en évidence le fait que la sensibilité optique des composants dans les deux cas, est un objectif primordial. Les composants à réaliser dans le cadre du contrat "Transmanche Telecom", devront donc présenter une réponse à l'éclairement importante aux fréquences de travail envisagées, c'est-à-dire en gamme millimétrique, pour les longueurs d'ondes couramment utilisées dans les systèmes de télécommunication optiques ( $\lambda=1,3\mu$ m et  $\lambda=1,55\mu$ m).

# Références.

#### 1. A.J. Seeds and A.A. de Salles,

"Optical control of microwave semiconductor devices,"

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-38, May 1990, pp. 577-585.

# 2. J.F. Cadiou, J. Guena, E. Penard, P. Legaud, C. Minot, J.F. Palmier, H. Le Person and J.C. Harmand,

"Direct Optical Injection Locking of 20 GHz Superlattice Oscillators," Electronics Letters, Vol. 30, No.20, 29th Sept. 1994, pp. 1690-1691.

#### 3. L. Goldberg, R.D. Esman, and K.J. Williams,

"Generation and control of Microwave Signals by Optical Techniques," IEE Proc., Part. J, Vol. 139, Aug. 1992, pp. 288-295.

#### 4. A.S. Daryoush,

"Optical Synchronisation of Millimeter Wave Oscillators for Distributed Architectures," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-38, May 1990, pp. 467-476.

#### 5. 1.D. Blanchflower and A.J. Seeds,

"Optical Control of Frequency and Phase of GaAs MESFET Oscillator," Electronic Letters, Vol. 25, No. 5, March 1989, pp. 359-360.

#### 6. A.J. Seeds and J.R. Forrest,

"Initial observations of optical injection locking of an X-band IMPATT oscillator," Electronic Letters, Vol. 14, No 25, 7th Dec. 1978, pp. 829-830.

#### 7. D. Sommer, N.J. Gomes, and D. Wake,

"Optical injection locking of microstrip MESFET oscillator using heterojunction phototransistors,"

Electronic Letters, Vol. 30, No.13, 23th June 1994, pp. 1097-1098.

#### 8. A. Bangert and M. Ludwig,

"A Direct optical Injection Locked 8 GHz MMIC Oscillator," IEEE MTT-S Digest, 1991, pp. 499-501

#### 9. R.D. Esman, L. Goldberg, and J.F. Weller,

"Optical Phase Control of an Optically Injection-Locked FET Microwave Oscillator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, Oct. 1989, pp. 1512-1518.

#### 10. T.P. Higgins, J.F. Harvey, D.J. Sturzerbrecher, A.C. Paolella and R.A. Lux,

"Direct optical frequency Modulation and Injection Locking of Resonant Tunnel Diode Oscillator,"

Electronic Letters, Vol. 28, No.17, Aug. 1992, pp. 1574-1576.

#### 11. A Bangert and Th. Lauterbach,

"Initial Observations of Optical Injection Locking of Oscillators Using Heterojunction Bipolar Transistors,"

Electronics Letters, Vol.28, No.7, March 1992, pp. 621-623.

#### 12. P.Freeman, X. Zhang, I. Vurgaftman, J. Singh and P. Bhattacharya,

"Optical Control of 14 GHz MMIC Oscillators Based on InAlAs/InGaAs HBTs with Monolithically Integrated optical Waveguides,"

IEEE Transactions On Electron Devices, Vol. ED-43, No.3, March 1996, pp-373-378.

#### 13. R. Adler,

"A study of locking phenomena in oscillators,"

Proc. IRE, vol. 34, pp. 351-357, 1946 (réimprimé dans Proc. IEEE, Vol. 61, pp. 1380-1385, 1973).

#### 14.K. Kurokawa,

"Injection locking of microwave solid-state oscillators,"

Proc. IEEE, Vol. 61, pp. 1386-1410, 1973

#### 15.G.D. Vendelin, A.M. Pavio, U.L. Rohde,

"Microwave circuit design,"

John Wiley & Sons, 1990

#### 16.D. Sommer, N.J. Gomes,

"Wide-locking bandwidth optically injection-locked oscillators: S-parameter design and modulation effects,"

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.43 No.7, July. 1995, pp. 1424-1432.

#### 17.H.W. Yen, M.K. Barnoski,

"Optical injection locking and switching of transistor oscillators,"

Appl. Phys. Lett., Vol. 3, pp. 182-184, 1978

#### 18.D.Yang, P.Bhattacharya, R. Lai, T. Brock, A. Paolella,

"Optical control and injection locking of monolithically integrated In<sub>0.53</sub>Ga<sub>0.47</sub>As/In<sub>0.52</sub>Al<sub>0.48</sub>As MODFET oscillators,"

IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. 42, pp. 31-37, Jan. 1995.

#### 19.K. Karakuquk, W.Q. Li, P.N. Freeman, J.R. East, G.I. Haddad, P.K. Bhattacharya,

"A direct optically injection locked 2,6 GHz HBY oscillator,"

Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 6, No 10, pp. 609-611, Aug. 1993

#### 20.H. Kamitsuna,

"A 15-GHz direct optical injection-locked MMIC oscillator using photosensitive HBTs," IEICE Trans. Electron., Vol. E79-C, No.1, Jan. 1996

#### 21.P.R. Herczfeld, A.S. Daryoush, A.Rosen, A.K. Sharma, V.M. Contarino,

Indirect subharmonic optical injection locking of millimeter-wave IMPATT oscillator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-34, No.12, Dec. 1986, pp. 1371-1375.

#### 22. P. Descamps, V. Pauker, J. Vindevoghel,

"A 10 GHz GaAs MMIC for radar applications," 21st EUMC conf., Stuttgart, West Germany, Sept. 1991.

#### 23. P. Descamps, J. Vindevoghel, F. Bouazza, S. Sadek,

"Microwave Doppler Sensors for terrestrial Transportation Applications," IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 46, No. 1, February 1997, pp. 220-228.

#### 24. M. Fendler, P. Descamps, J.P. Gouy, J.P. Vilcot and D. Decoster,

"Fibre radio link based on microwave oscillator optical control," *Microwave and Optical Technology Letters*.

Chapitre 2.

Principes généraux de la photodétection.

### Chapitre 2.

# Principes généraux de la photodétection.

La montée en fréquence des photodétecteurs nécessite bien souvent des compromis technologiques, car elle occasionne des comportements antagonistes. C'est précisément ce que nous nous proposons de présenter dans ce chapitre. Avant cela nous rappellerons les bases de la photodétection.

# 1-La photodétection.

Les bases physiques indispensables à la compréhension des phénomènes dus à l'interaction photons-électrons qui ont lieu dans les semiconducteurs sont succinctement décrites dans cette section. Elles permettent, en particulier, de comprendre les raisons de l'absorption de lumière dans les dispositifs optoélectroniques.

# 1.1-Dispositifs optoélectroniques.

Sous l'appellation dispositif optoélectronique, on regroupe tous les éléments qui convertissent l'énergie électrique en un rayonnement optique ainsi que ceux qui permettent de détecter un rayonnement optique pour le traduire en un signal ou une puissance électrique.

## 1.2-Rayonnement.

On appelle rayonnement optique tout rayonnement dont la longueur d'onde est approximativement comprise entre  $10^{-2}$  et  $10^2$  µm. A la figure II.1, nous avons reporté le spectre optique en termes de longueur d'onde  $\lambda$ , de fréquence  $\nu$  et d'énergie E des photons. Ces différentes grandeurs sont liées par les relations fondamentales de la physique quantique:

$$E = hv$$
 [2.1]

$$v = \frac{c}{\lambda}$$
 [2.2]

où h est la constante de Planck (h =  $6,626.10^{-34}$  Js =  $4,14.10^{-15}$  eVs) et c la vitesse de la lumière dans le vide (c =  $0,2998.10^9$  m.s<sup>-1</sup>).

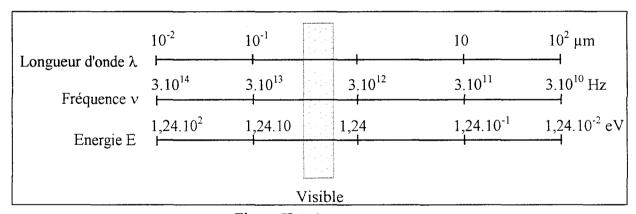


Figure II.1: Spectre optique.

# 1.3-Emission et absorption de lumière.

L'énergie libérée lors d'une transition électronique qui assure le passage d'un électron d'un niveau d'énergie  $E_c$  à un niveau d'énergie  $E_v$  inférieur au premier peut être émise sous forme d'un photon; on parle alors d'une transition radiative. L'énergie hv du photon émis est égale à la différence des énergies entre les états initial et final (conservation d'énergie):

$$hv = E_c - E_v = E_g$$
 [2.3]

Dans un semiconducteur, les recombinaisons, qui sont précisément des transitions électroniques, peuvent donc être radiatives et le semiconducteur est alors source d'un rayonnement optique. Réciproquement, un photon incident peut être absorbé par le semiconducteur si son énergie est suffisante. Cette absorption peut donner lieu à la génération d'une paire électron-trou et les porteurs créés sont susceptibles de prendre part à un courant électrique.

# 1.4-Remarque.

Lors de transitions électroniques, l'énergie E du système ainsi que la quantité de mouvement  $\vec{p} = \hbar \vec{k}$  décrite par son vecteur d'onde  $\vec{k}$  doivent être conservées.

Ainsi, les transitions électroniques s'accompagnent de l'émission ou de l'absorption de photons, particules de lumière d'énergie  $\hbar\omega$  et de quantité de mouvement pratiquement nulle, et de l'émission ou de l'absorption de phonons, vibrations quantifiées du réseau cristallin possédant une quantité de mouvement  $\hbar\vec{k}$  et une énergie très faible.

# 1.5-Transitions électroniques.

On appelle transition directe le passage d'un électron d'un niveau énergétique à un autre sans qu'il doive modifier sa quantité de mouvement. A la figure II.2a, nous avons représenté la transition directe d'un électron de la bande de conduction à la bande de valence dans un semiconducteur à bande interdite directe, semiconducteur dans lequel le minimum de la bande de conduction et le maximum de la bande de valence sont caractérisés par le même vecteur d'onde  $\vec{k}$ .

On appelle transition indirecte le passage d'un électron d'un niveau d'énergie à un autre nécessitant une modification de sa quantité de mouvement. A la figure II.2b, nous avons représenté la transition indirecte d'un électron de la bande de conduction à la bande de valence dans un semiconducteur à bande interdite indirecte, semiconducteur pour lequel le minimum de la bande de conduction et le maximum de la bande de valence sont caractérisés par des vecteurs d'ondes  $\vec{k}$  différents.

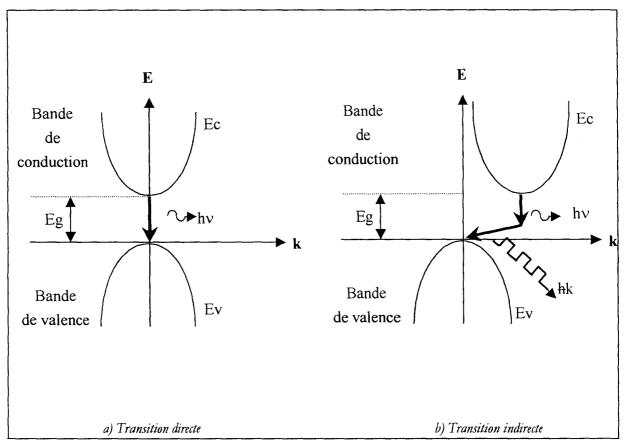


Figure II.2: Transitions électroniques dans un matériau semiconducteur.

# 1.6-Description de l'absorption.

Comme la bande de valence d'un semiconducteur contient beaucoup d'électrons et la bande de conduction beaucoup d'états susceptibles de les accueillir, il existe une forte probabilité pour que les photons d'énergie  $h\nu > E_g$  (Eg: largeur de bande interdite) soient absorbés par le semiconducteur.

L'électron de la bande de valence qui absorbe un photon d'énergie supérieure à  $E_g$  retourne dans les états énergétiques proches de  $E_c$  en transmettant son énergie excédentaire au réseau cristallin jusqu'à ce qu'il soit en équilibre thermodynamique avec la population électronique de la bande de conduction (figure II.3).

Les trous et les électrons générés par absorption de photons sont des porteurs excédentaires hors équilibre.

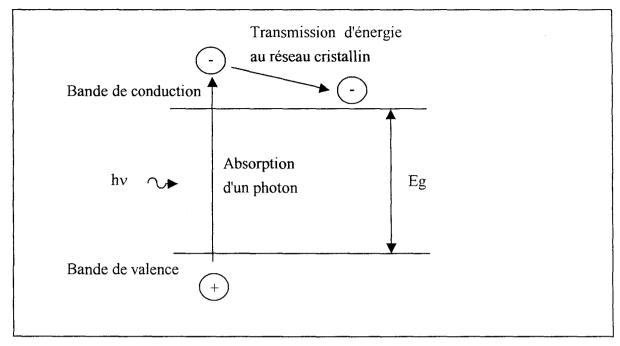


Figure II.3: Phénomène d'absorption.

### 1.7-Commentaires.

Les photons d'énergie  $h\nu$  inférieure à la largeur de la bande interdite ne peuvent donner lieu à la création de paires électron-trou par excitation interbande (par exemple entre bande de valence et bande de conduction). Ils peuvent toutefois donner lieu à des phénomènes secondaires tels que l'excitation intrabande (excitation temporaire d'un électron libre d'un niveau à un autre à l'intérieur de la bande de conduction), l'excitation d'électrons liés à des centres d'impuretés, etc... Dans tous les cas, les probabilités d'absorption sont faibles.

## 1.8 Propriétés de l'absorption.

Considérons un flux monochromatique  $\Phi$  de photons d'énergie hv pénétrant dans un matériau semiconducteur selon une direction x. On admet intuitivement que, en régime permanent, le nombre de photons absorbés par unité de temps dans une tranche dx de semiconducteur à l'abscisse x, qui correspond à une diminution de flux des photons exprimée par  $d\Phi$ 

 $-\frac{d\Phi}{dx}$ , est proportionnel à la quantité de photons dans cette tranche, donc au flux de photons

 $\Phi(x)$  à l'abscisse x:

$$-\frac{d\Phi}{dx} = \alpha\Phi(x) \qquad [2.4]$$

En appelant  $\Phi_0$  le flux de photons incidents en x = 0, on obtient le flux de photons non absorbés en x en intégrant la relation précédente:

$$\Phi(x) = \Phi_0 \exp(-\alpha x) \qquad [2.5]$$

Le flux de photons décroît exponentiellement avec la distance comme l'illustre la figure II.4. Lorsqu'on peut admettre que chaque photon absorbé donne naissance à une paire électron-trou, on peut exprimer le taux de génération par la relation:

$$g_{op} = -\frac{d\Phi}{dx} = \alpha \Phi_0 \exp(-\alpha x) = (P_0/hv)\alpha \exp(-\alpha x)$$
 [2.6]

où P<sub>0</sub> est la puissance lumineuse à l'entrée du matériau (x=0).

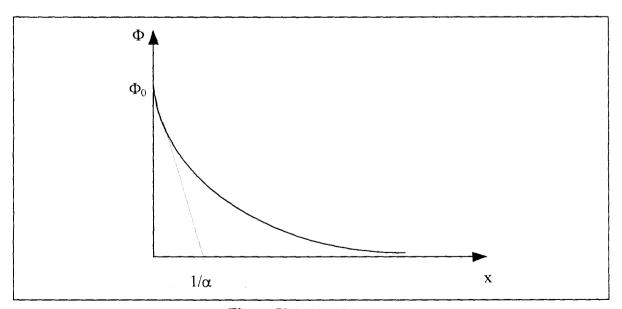


Figure.II.4: Flux de photons.

Si l'on tient compte des phénomènes de réflexion aux interfaces, le taux de génération devient::

$$g_{op} = (P_0 / hv)(1 - R)\alpha \exp(-\alpha x)$$
 [2.7]

Le coefficient de réflexion R dépend de la nature du semiconducteur (de son indice). Ce coefficient de réflexion peut être réduit par dépôt d'une couche anti-réfléchissante sur la face éclairée du dispositif.

Le coefficient de proportionnalité  $\alpha$  entre le taux de génération optique  $g_{op}$  et le flux de photons  $\Phi(x)$  est appelé coefficient d'absorption; il s'exprime en m<sup>-1</sup>. Le coefficient d'absorption dépend fortement du matériau considéré ainsi que de la longueur d'onde des photons incidents.

## 1.9-Seuil d'absorption fondamental.

On appelle seuil d'absorption fondamental la longueur d'onde  $\lambda_c$  du photon qui possède une énergie juste suffisante pour faire passer un électron de  $E_v$  à  $E_c$ ;  $hv = \Delta E = E_g$ , d'où:

$$\lambda_c(\mu m) = \frac{hc}{E_g} = \frac{1,24}{E_g(eV)}$$
 [2.8]

Les photons de longueur d'onde  $\lambda > \lambda_c$  sont pratiquement tous transmis et leur coefficient d'absorption est très petit, alors que les photons de longueur d'onde  $\lambda < \lambda_c$  sont très rapidement absorbés et leur coefficient d'absorption devient très grand. A titre indicatif, le tableau II.5 donne le seuil d'absorption fondamental pour quelques matériaux semiconducteurs:

Matériau	Si	Ge	GaAs	InAs	InP	GaP	Ga47In53As	Ga <sub>x</sub> In <sub>1-x</sub> As <sub>y</sub> P <sub>1-y</sub>
E <sub>g</sub> (eV)	1,12	0,66	1,42	0,36	1,35	2,26	0,75	0,75 - 1,15
$\lambda_{c}$ ( $\mu m$ )	1,11	1,88	0,87	3,44	0,92	0,55	1,65	1,65 – 0,92

Tableau II.5 : Energie de bande interdite et longueur d'onde associée de quelques matériaux semiconducteurs.

# 1.10-Transport de la lumière.

En plus du seuil d'absorption fondamental, un autre paramètre influe sur le choix du matériau et de la longueur d'onde de travail: le mode d'acheminement de la lumière.

Deux phénomènes conditionnent la transmission d'un signal lumineux à travers une fibre optique: l'atténuation et la dispersion. L'atténuation a deux causes principales, la diffusion et l'absorption du rayonnement. Les fibres sont réalisées à partir de verres, qui sont des structures désordonnées; la diffusion résulte des défauts de structure et de composition. Ces défauts créent des fluctuations d'indice qui sont autant de centres diffusants. Cette diffusion de Rayleigh se traduit par un coefficient d'absorption effectif, qui varie comme  $\lambda^{-4}$ . L'absorption du rayonnement est essentiellement due, dans le visible et le proche infra - rouge, à la présence d'impuretés à l'état de traces et dans l'infra - rouge aux vibrations du réseau.

Si  $P_1$  est la puissance de rayonnement à l'entrée de la fibre, et  $P_2$  sa puissance après un parcours de L kilomètres, l'atténuation est mesurée par la quantité:  $(1/L)x(10\log(P_1/P_2))(dB/km)$ . La courbe d'atténuation typique d'une fibre de silice est représentée sur la figure II.6 [1]. Les plus faibles atténuations sont obtenues à l'heure actuelle avec les fibres  $SiO_2$  dopées  $GeO_2$ , qui présentent un minimum d'atténuation de 0,2 dB/km à  $\lambda=1,55$   $\mu$ m. Cette atténuation minimum résulte de la diffusion Rayleigh, et pourra être abaissée dans la mesure où l'on repoussera vers l'infra - rouge la queue d'absorption due aux vibrations du réseau.

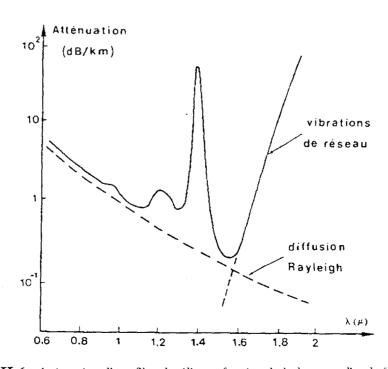


Figure.II.6: Atténuation d'une fibre de silice en fonction de la longueur d'onde [1].

La dispersion du rayonnement a des causes multiples. Lorsque plusieurs modes se propagent dans le guide d'ondes qui constitue la fibre, ces modes se propagent avec des vitesses différentes, même si le rayonnement est monochromatique, ce qui donne naissance à une dispersion intermode. Ainsi lorsqu'une impulsion de rayonnement incident excite plusieurs modes, la différence des vitesses de propagation des différents modes entraîne un élargissement de l'impulsion dans le temps. On peut toutefois éviter la diffusion intermode, en utilisant des fibres dont le diamètre de coeur est suffisamment petit pour n'autoriser la transmission que d'un seul mode (fibres monomodes).

Cependant d'autres sources de dispersion existent si le rayonnement n'est pas purement monochromatique: la dispersion due au guide d'ondes par le fait que la vitesse de propagation d'un mode est fonction de la longueur d'onde, et la dispersion propre au matériau, qui est due à la variation de l'indice de réfraction avec la longueur d'onde. Par exemple, la dispersion d'une fibre monomode est d'environ 18 ps/nm.km à  $\lambda$ =1,55 µm et quasiment nulle à  $\lambda$ =1,3 µm.

### 1.11-Choix du matériau.

Compte tenu de tout ce qui précède, les principaux paramètres qui conditionnent le choix d'un matériau pour la réalisation d'un composant optoélectronique sont en premier chef le gap, qui doit d'une part souvent être direct et d'autre part être adapté au rayonnement à émettre ou à absorber; la durée de vie des porteurs, les transitions qui doivent essentiellement être radiatives; la vitesse de recombinaison, qui doit être la plus faible possible, et enfin la possibilité de doper le matériau n et p pour la réalisation de jonctions pn.

Le choix des matériaux en télécommunication optique a été guidé par ces critères, ainsi que des critères d'acheminement de l'information dans les fibres optiques qui sont l'atténuation et la dispersion. Les premières recherches ont eu pour objet les transmissions à  $\lambda$ =0,8  $\mu$ m correspondant à une atténuation d'environ 2 dB/km, comme le montre la figure II.6. Puis on s'est tourné vers les nouvelles fenêtres spectrales qui sont  $\lambda$ =1,3  $\mu$ m et  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m, qui correspondent respectivement à des atténuations de 0,6 dB/km et 0,2 dB/km.

La structure de bande directe de la plupart des matériaux III-V et la possibilité d'obtenir des composés dont l'énergie de bande interdite correspond aux longueurs d'ondes citées précédemment, les ont rendu indispensables pour les composants optoélectroniques. De plus, leurs propriétés de transport extrêmement intéressantes ont élargi leur champ d'utilisation au domaine de la microélectronique. C'est ainsi que se sont développées les familles de matériaux III-V: la filière GaAs ( $\lambda$ =0,8  $\mu$ m), et plus récemment la filière InP ( $\lambda$ =1,3  $\mu$ m et  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m).

### La filière GaAs.

La structure de bande du GaAs présente des propriétés physiques et électroniques très intéressantes pour la photodétection dans la gamme 0,8 µm [2]:

- La transition de la bande de valence à la bande de conduction est directe et son énergie de bande interdite de 1,42 eV est compatible avec la fenêtre spectrale précédente.
- Le coefficient d'absorption est relativement élevé dans la gamme d'utilisation (10<sup>4</sup>cm<sup>-1</sup>)[3]
- La courbure de la bande de conduction conduit à une masse effective faible des électrons (m\*<sub>e</sub> = 0,067 m<sub>0</sub> [3]), ce qui implique une mobilité électronique relativement élevée (μ<sub>n</sub> = 8500 cm<sup>2</sup>V<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup> [3]).

### La filière InP.

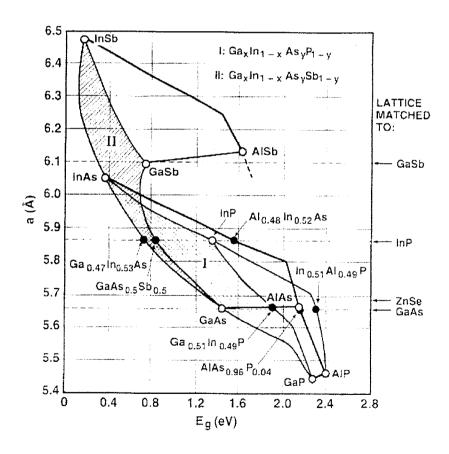


Figure II.7: Energie de bande interdite en fonction du paramètre de maille pour différents matériaux.

La filière InP est adaptée à la photodétection à grandes longueurs d'ondes. En effet, même si l'InP n'est pas absorbant dans cette gamme de longueurs d'ondes, il existe d'autres matériaux en accord de maille sur InP, comme le montre la figure II.7 [7], capables d'absorber la lumière à  $\lambda$ =1,3  $\mu$ m et  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m, et ayant de bonnes caractéristiques de transport:

L'alliage ternaire  $Ga_xIn_{1-x}As$  a le même paramètre de maille que l'InP pour la composition x=0,47. Sa structure de bande présente une bande interdite de 0,75 eV, ce qui correspond à une longueur d'onde située dans la gamme 1,3 - 1,55 µm. Son coefficient d'absorption est élevé: 6800 cm<sup>-1</sup> pour  $\lambda=1,55$  µm et 11600 cm<sup>-1</sup> pour  $\lambda=1,3$  µm [4]. Pour terminer, il possède une mobilité électronique très élevée ( $\mu_n=12000$  cm<sup>2</sup>V<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup> à 300 K)[5,6].

# 2-Les photodétecteurs.

# 2.1-Présentation de la photodiode.

Le problème principal que l'on rencontre dans les photodétecteurs est de récolter les paires électron-trou générées par l'absorption de lumière avant que celles-ci ne se recombinent. Une méthode simple et efficace consiste à utiliser le champ de rétention de la diffusion qui existe dans une jonction pn pour entraîner les électrons et les trous hors de la zone de déplétion, où ils ont été créés. On obtient ainsi des diodes qui se comportent comme des sources de courant lorsqu'elles sont éclairées: ce sont les *photodiodes*.

# 2.2-Description.

Le courant inverse d'une jonction pn est fonction d'une part des densités de porteurs minoritaires dans les régions neutres de la diode, et d'autre part de la génération de paires électron - trou dans la zone de charge d'espace. Dans la photodiode, le rayonnement augmente le courant inverse par la création de porteurs minoritaires dans les régions neutres et la génération de paires électron - trou dans la zone de charge d'espace.

Le principe de fonctionnement d'une photodiode pn est illustré figure II.8. Les photons incidents créent des porteurs dans chacune des régions 1, 2 et 3. Le comportement de ces porteurs libres diffère suivant le lieu de leur création. Dans les zones électriquement neutres p ou n, les photoporteurs minoritaires diffusent; ceux qui atteignent la zone de charge d'espace sont

propulsés par le champ électrique vers la région où ils deviennent majoritaires. Ces photoporteurs contribuent donc au courant par leur diffusion, ils créent un photocourant de diffusion. Dans la zone de charge d'espace, les paires électron - trou créées par les photons, sont dissociées par le champ électrique, l'électron est propulsé vers la région de type n et le trou vers la région de type p.

Il est nécessaire que la zone de charge d'espace W soit suffisamment épaisse pour que le photocourant soit essentiellement dû à la photogénération de porteurs dans cette zone. On augmente donc artificiellement la valeur de W, en intercalant une région intrinsèque entre les régions de type n et de type p, c'est la photodiode PIN. Si la polarisation inverse de la structure est suffisante, un champ électrique important existe dans toute la zone intrinsèque et les photoporteurs atteignent très vite leur vitesse limite  $V_s$  [1].

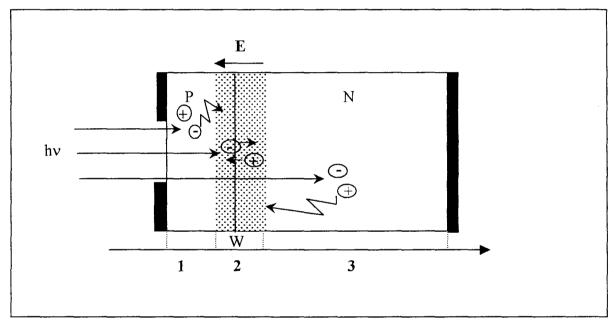


Figure II.8: Schéma de principe de la photodiode.

On obtient ainsi des photodiodes PIN rapides et très sensibles.

### 2.3-Photocourants.

On appelle photocourant de conduction le courant I<sub>phc</sub> dû aux électrons générés par effet photoélectrique dans la zone de déplétion.

On appelle photocourant de diffusion le courant I<sub>phd</sub> dû aux électrons générés par effet photoélectrique dans la région neutre de type p et qui arrivent par diffusion jusqu'au bord de la zone de déplétion.

On appelle *photocourant* le courant I<sub>ph</sub> total dû à tous les électrons générés par effet photoélectrique dans le dispositif:

$$Iph = Iphc + Iphd$$
 [2.9]

Le photocourant est compté positivement lorsqu'il traverse la jonction dans le sens n à p.

# 2.4-Modèle en première approche.

On peut extraire dans la photodiode l'effet photoélectrique qui se traduit par une source de courant du comportement électrique classique de la diode. Ainsi on peut représenter la photodiode par le schéma de la figure II.9, dans lequel D est une diode théorique classique.

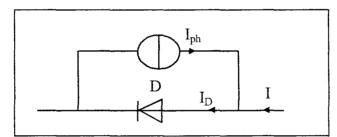


Figure II.9: Schéma d'une photodiode en première approche.

L'expression de la caractéristique de la photodiode est ainsi donnée par la relation:

$$I = I_s (e^{qV/\eta kT} - 1) - I_{ph}$$
 [2.10]

Is est le courant inverse, q/kT l'énergie thermique à température ambiante (25,9 meV à 300K), et  $\eta$  le coefficient d'idéalité.

La figure II.10 représente la caractéristique I(V) de la photodiode pour différents éclairements. On remarque en particulier son comportement en source de courant pour les polarisations négatives.

A noter que le photocourant est pratiquement indépendant de la tension inverse appliquée à condition que la longueur de la zone de déplétion en soit également indépendante.

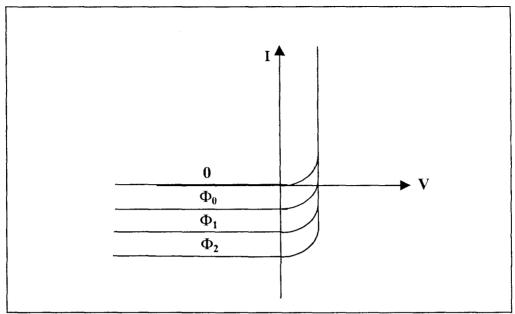


Figure II.10: Représentation de la caractéristique I(V) d'une photodiode.

# 2.5-Caractéristiques statiques.

Les paramètres statiques caractéristiques des composants photodétecteurs sont le rendement quantique, le coefficient de réponse, le courant d'obscurité, voir parfois le gain.

• Le rendement quantique externe est défini comme le rapport du nombre d'électrons collectés dans le circuit extérieur, au nombre de photons incidents:

$$\eta_{ext} = (\frac{I_{ph}}{q} \cdot \frac{hv}{P_0})$$
 [2.11]

où I<sub>ph</sub> est le photocourant et P<sub>0</sub> la puissance lumineuse incidente.

Si  $\eta_{ext}$  est supérieur à 1, il y a alors gain en courant. On définit également le rendement quantique interne, qui lui ne prend en compte que la puissance optique réellement injectée dans le composant (par exemple, on ne tient pas compte de la partie réfléchie de la puissance optique incidente).

• Le coefficient de réponse donne la caractéristique de transfert du détecteur:

$$R = \frac{I_{ph}}{P_0}$$
 (A/W) [2.12]

• Le courant d'obscurité Id caractérise le courant traversant le composant lorsqu'il est soumis à une tension de travail, mais sans éclairement. Il doit bien évidemment être le plus faible possible.

# 2.6-Caractéristiques dynamiques.

Il est bien connu que le comportement dynamique d'une photodiode est régi par deux phénomènes principaux:

- le temps de transit des porteurs dans la zone déserte,
- la capacité de la photodiode associée au circuit de charge extérieur.

Une première analyse [8] de ces deux contributions conduit à l'expression simplifiée du photocourant traversant la photodiode en régime dynamique:

$$J(\omega) = \frac{Jo}{1 + j\omega RC} \times \frac{1 - \exp(-j\omega\tau)}{j\omega\tau} \text{ avec } \tau = W/v \quad [2.13]$$

où Jo est le photocourant traversant le composant en régime statique. Cette expression est obtenue en supposant que la totalité du photocourant prend naissance à une des deux extrémités de la zone déserte et qu'elle est la conséquence du déplacement d'un seul type de porteur à la vitesse v; elle permet une première approche de l'influence de la surface, de la zone déserte, de la résistance de charge Rp. Elle montre l'existence [11]:

 d'une limitation due à la capacité et au circuit de charge dont la fréquence de coupure à -3dB est définie par:

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RpC}$$
 [2.14]

• d'une limitation due au temps de transit des porteurs dans la zone déserte de fréquence de coupure:

$$f_t = \frac{2.8}{2\pi\tau}$$
 [2.15]

• d'une valeur optimale de l'épaisseur de la zone déserte, pour une surface et une résistance de polarisation données:

$$W_{opt} = \sqrt{2.8 \cdot \varepsilon \cdot S.v.Rp}$$
 [2.16]

Par contre, elle ne tient pas compte d'autres phénomènes comme, par exemple, la différence de vitesse entre les électrons et les trous, la profondeur de pénétration de la lumière, les phénomènes de diffusion des porteurs photocréés dans les couches fortement dopées, etc...

# 2.7-Les nécessités de la montée en fréquence.

Il sera donc important de trouver dans la plupart des cas, un compromis entre diminution du temps de transit des porteurs (faible largeur de zone désertée), et diminution de la capacité du composant (largeur importante de cette même zone), afin de pouvoir travailler dans le domaine des hyperfréquences.

Dans le cas des photodiodes PIN, il faut donc trouver un compromis entre capacité et temps de transit si l'on souhaite de bonnes performances dynamiques. En effet, lorsque l'on diminue l'épaisseur de la couche active (la couche absorbante), on diminue le temps de transit des

porteurs, mais dans le même temps on augmente les effets capacitifs. Pour exprimer ceci, on considère généralement l'approximation suivante [9]:

$$\frac{1}{f_{3dB}^2} = \frac{1}{f_t^2} + \frac{1}{f_{RC}^2}$$
 [2.17]

où f<sub>t</sub> est la fréquence à -3dB lorsque la constante de temps de charge du circuit est très faible, et f<sub>RC</sub> est la fréquence à -3dB lorsque le temps de transit des porteurs est très faible.

Une illustration très explicite de ce phénomène est donnée figure II.11 dans laquelle différentes courbes de fréquences de coupure de photodiodes PIN sont représentées en fonction de l'épaisseur de la couche active et de la surface du composant. Cette représentation a été effectuée d'après un modèle simplifié développé dans les thèses de messieurs J.P.Gouy et S.Aboulhouda [10,11].

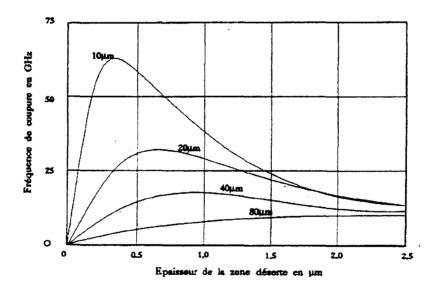


Figure II.11: Evolution de la fréquence de coupure de photodiodes PIN en fonction de l'épaisseur de la couche absorbante et du diamètre de la photodiode.

On constate ainsi qu'il existe, pour une surface donnée du composant, une épaisseur optimale du point de vue de la fréquence de coupure. On constate également qu'il est possible d'atteindre des fréquences de coupure très élevées, supérieures à 60 GHz, pour des épaisseurs de couche absorbante relativement faibles (inférieures à 0,4 µm). Cependant, dans de telles conditions, le

rendement quantique de la photodiode se trouve fortement amoindri. En effet, l'efficacité quantique externe est donnée par:

$$\eta_{\text{ext}} \approx (1-\text{R}).\eta_{\text{c}}.\eta_{\text{int}}$$
 [2.18]

où R représente la perte de puissance due à la réflexion sur la facette d'entrée du photodétecteur,  $\eta_c$  représente l'efficacité de couplage avec la fibre, et  $\eta_{int}$  l'efficacité quantique interne. L'efficacité quantique interne  $\eta_{int}$ , quant à elle, est donnée par la relation [9]:

$$\eta_{\rm int} \approx 1 - \exp(-\Gamma \alpha d)$$
 [2.19]

avec  $\Gamma$  représentant le facteur de confinement,  $\alpha$  le coefficient d'absorption, et d la profondeur de pénétration du faisceau dans la structure.

Ainsi si l'on considère un photodétecteur classique éclairé par la surface ( $\Gamma=1$ ), fonctionnant à  $\lambda=1,55~\mu m$  ( $\alpha=1,5~\mu m^{-1}$ ), il est nécessaire d'utiliser une couche absorbante de près de 1,5  $\mu m$  afin d'obtenir un rendement proche de l'unité, ce qui a pour conséquence de fortement dégrader  $f_t$ . Cette relation de causalité liant fréquence de coupure et rendement quantique est illustrée en figure II.12 [9], dans le cas d'une photodiode soumise à un éclairement par le dessus, à  $\lambda=1,55$   $\mu m$  et munie d'une couche anti-réfléchissante (R=0).

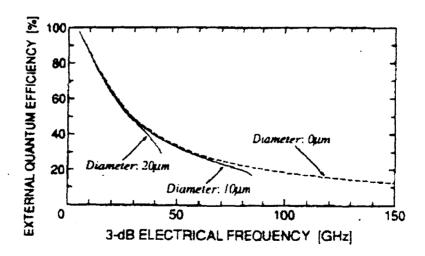


Figure II.12: Performances théoriques des photodétecteurs éclairés par la surface.

### Références.

### 1. H. Mathieu,

"Physique des semiconducteurs et des composants électroniques," Ed. Masson, 2<sup>nde</sup> édition, 1990.

### 2. S.M. Sze,

"Physics of semiconductor devices,"

New York, Wiley & Sons, 1981.

#### 3. S.M. Sze,

"Semiconductor devices: physics and technology,"

New York, Wiley & Sons, 1986.

### 4. D.A. Humphyreys, R. King, D. Jenkins, A. Moseley,

"Measurement of absorption coefficients of GaInAs over the wavelength range 1,0-1,7 μm," Electron. Lett., 1985, 21(25/26), pp. 1187.

### 5. Measurement of the $\Gamma$ -L separation in GaInAs by ultraviolet photoemission,

"K.Y. Cheng, A.Y. Cho and al.,"

Appl. Phys. Lett., Vol. 36, n°7, pp. 580, 1982.

### 6. P.Bourrel, J.L. Thobel, K. Bellahsni, M. Pernisek, R. Fauquembergue,

"Etude théorique du transport électronique et du contrôle de charge dans AlInAs/GaInAs/InP,"

J. Phys. III 1, pp. 511, 1991.

#### 7. J. Harari,

"Technologie des composants des circuits intégrés à semiconducteurs,"

Cours EUDIL, Sm & IMA, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.

### 8. J.P. Gouy,

"Etude comparative de la photodiode PIN, de la avalanche et du photoconducteur sur matériaux III-V,"

Thèse de l'Univerité des Sciences et technologies de Lille en Electronique, 1989.

### 9. K.Kato, S. Hata, K. Kawano, A. Kozen,

"Design of ultrawide-band, high-sensitivity p-i-n photodetectors," IEICE Trans. Electron., Vol. E76-C, n°2, February 1993.

#### 10.S. Aboulhouda,

"Contribution à l'étude de photodétecteurs rapides – application aux photorécepteurs résonnants microondes,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 30 Mai 1990.

### 11.J.P. Gouy,

"Etude comparative de la photodiode PIN, de la photodiode à avalanche et du photoconducteur sur matériaux III-V,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 5 juillet 1989.

Chapitre 3.

Photodiode PIN-guide sur substrat InP semiisolant. Chapitre 3.

Photodiode PIN-guide sur substrat InP semi-isolant.

Notre troisième chapitre expose le développement technologique d'une photodiode PIN à structure guidante. Ce composant sera destiné à être intégré dans un oscillateur verrouillé indirectement, et devra présenter une réponse à l'éclairement élevée à hautes fréquences. L'épitaxie choisie, bien qu'elle intègre cet impératif fréquentiel, ne sera pas optimisée pour la photodiode en tant que telle, mais sera très proche de celle du phototransistor (la même aux dopages près). Nous verrons que la photodiode PIN a en première approximation un comportement comparable à celui du phototransistor en tant que photodétecteur, par conséquent la caractérisation de cette structure "jumelle" va nous permettre de collecter des informations importantes tant sur la technologie que sur la nature photodétectrice de notre futur phototransistor. Le plan de ce chapitre sera celui de notre développement, à savoir, la conception, la réalisation et la caractérisation de la photodiode PIN-guide.

# 1-Conception de la photodiode.

1.1-Intérêt de la structure guidante.

## 1.1.1-Comportement d'une photodiode.

Comme exposé dans le précédent chapitre, pour les fréquences millimétriques, il est nécessaire de réduire la capacité et le temps de transit. Typiquement, lorsque le compromis est trouvé, c'est-à-dire pour des épaisseurs de 0,4 µm de zone déserte et un diamètre de 10 µm (figure II.11)[1,2], la photodiode peut atteindre une fréquence de coupure supérieure à 60 GHz. Or il va de soi que la réduction de l'épaisseur de couche intrinsèque se fait au détriment du rendement quantique, donc du rendement de conversion, pour les photodétecteurs éclairés par le dessus. Ce problème trouve son origine dans le fait que photons et porteurs ont le même sens de propagation : pour un faible temps de transit, il faut une faible épaisseur de couche absorbante, alors que pour un rendement quantique important, il est nécessaire que l'épaisseur de couche absorbante soit importante.

Afin de concilier rendement quantique et fréquence de coupure, il faut donc arriver à briser cette symétrie au niveau de la propagation des photons et des porteurs de charge.

La solution à ce problème consiste à éclairer la photodiode par la tranche, et non par la surface : c'est le principe de la photodiode PIN guide d'ondes. Les deux modes d'illumination de la photodiode sont illustrés figure III.1. D'après la relation 2.19 donnée au chapitre 2, l'efficacité quantique interne d'une photodiode est donnée par [3]:

$$\eta_{\text{int}} \approx 1 - \exp(-\Gamma \alpha d)$$
 [3.1]

où  $\Gamma$  représente le facteur de confinement,  $\alpha$  le coefficient d'absorption, et d la profondeur de pénétration du faisceau lumineux dans la structure. Si l'éclairement de la photodiode se fait par la surface, alors d correspond à l'épaisseur de couche absorbante avec  $\Gamma$ =1; tandis que si l'éclairement se fait par la tranche, d correspond alors à la longueur du composant. Ainsi, temps de transit des porteurs et rendement quantique interne peuvent être dissociés, et il devient alors envisageable de travailler à des fréquences élevées tout en conservant un niveau de signal important, et donc, d'accroître ainsi fortement le rendement de conversion des photodétecteurs hyperfréquences.

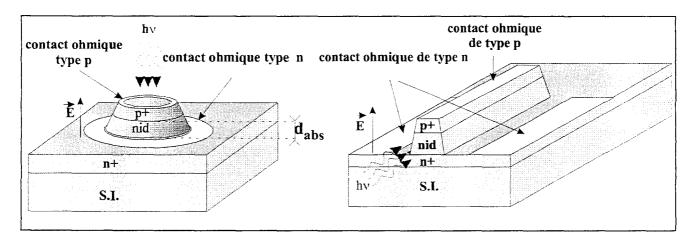


Figure III.1: Schémas de principe des photodiodes classique et de type PIN-guide.

### 1.1.2-Couplage avec la fibre optique.

Le problème inhérent à ce type d'éclairement par la tranche du photodétecteur, est l'efficacité de couplage  $\eta_c$  avec la fibre. Celle-ci est beaucoup plus faible qu'un photodétecteur classique, éclairé par le dessus (η<sub>c</sub> ≈ 1). Ceci est dû au fait que le matériau absorbant présente une surface très faible (quelques milliers d'Angström d'épaisseur pour quelques microns de large) pour l'injection lumineuse. La tache optique issue d'une fibre clivée est de l'ordre de plusieurs dizaines de microns carrés. Il en résulte une désadaptation totale entre le mode issu de la fibre optique, et le mode de propagation propre au composant. Cependant, la nature des matériaux employés sont tels que l'empilement InP/GaInAs/InP crée un confinement vertical de la lumière (n<sub>GalnAs</sub> > n<sub>InP</sub>). La gravure en forme de ruban crée quant à elle, un confinement latéral de la lumière  $(n_{GaInAs} > n_{air}$  et  $n_{InP} > n_{air}$ ). On a donc bel et bien un guide d'ondes, tel une fibre, qui va confiner la lumière reçue vers le cœur du guide, c'est-à-dire vers la couche de GaInAs, où elle sera absorbée. Il est également possible d'insérer entre les matériaux InP et GaInAs, une ou plusieurs couches de matériau GaInAsP (n<sub>GaInAs</sub> > n<sub>GalnAsP</sub> > n<sub>InP</sub>), adapté en maille, et permettant ainsi d'améliorer l'adaptation des modes de la fibre et du guide pour aboutir à une structure multimode qui permet d'améliorer le couplage avec la fibre. Il y a donc bien existence d'une structure guidante et absorbante, mais qui n'est pas forcément bien adaptée à la réception optique issue d'une fibre.

Pour conclure sur ce point, l'éclairement par la tranche permet de dissocier les composantes optiques et électriques du composant, ceci dans le but de monter en fréquence tout en conservant un niveau de signal relativement important, cependant subsistent des problèmes de couplage fibre – composant. C'est pourquoi, J. Van De Casteele a étudié plus quantitativement ce problème, en développant une simulation optique du PIN-guide [4,5]. Il y apparaît, outre le confinement, que la structure guidante, munie de l'alliage quaternaire GaInAsP, permet d'améliorer considérablement la tolérance sur l'alignement du composant avec la fibre optique. Son introduction permet de diminuer l'influence de la taille du spot, de la position verticale d'injection, ainsi que de son angle d'incidence.

## 1.2- Structure épitaxiale.

La structure donnée au tableau III.2 est quasi-identique à celle du futur phototransistor, et n'est donc pas optimisée pour un fonctionnement en tant que photodiode. Ceci justifie la présence d'une couche relativement importante de GaInAs (500 nm) pour la zone intrinsèque. Le choix et

l'optimisation permettant d'aboutir aux séquences de matériaux de cette épitaxie, notamment ceux du cœur du guide, seront justifiés dans le prochain chapitre consacré au phototransistor. Nous donnons ici les principaux résultats associés à cette justification. L'épitaxie présentée ci-dessous réalisée en épitaxie par jets moléculaires (MBE: Molecular Beam Epitaxy) à l'IEMN, a été effectuée par messieurs C. Coinon et F. Mollot.

Couche	Matériau	Dopage (at/cm <sup>-3</sup> ) / Type	Epaisseur (nm)
Couche de contact	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	1.10 <sup>19</sup> / p++	100
Туре Р	InP	$1.10^{18} / p+$	150
Espaceur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	1.10 <sup>18</sup> / p+	10
Zone Intrinsèque	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	- / i	500
Espaceur	$Ga_{47}In_{53}As$	$3.10^{18} / n+$	10
Type N	GaInAsP <sub>λ=1,15μm</sub>	3.10 <sup>18</sup> / n+	700
"Buffer"	InP	- / i	110
Substrat	InP	Semi-isolant	400 μm

Tableau III.2: Epitaxie de la photodiode PIN-guide.

On retrouve au niveau de cette épitaxie l'enchaînement des dopages p, i, et n des différentes couches constituant la photodiode. Sur le substrat InP semi-isolant, nous faisons tout d'abord croître un "buffer" qui permet d'absorber les défauts cristallins présents à la surface du substrat, et d'effectuer la croissance des couches ultérieures dans de bonnes conditions. La couche de type n est obtenue par la croissance de l'alliage quaternaire GaInAsP adapté en maille sur InP, dont la composition correspond à une longueur d'onde de coupure de 1,15 µm. La zone intrinsèque (non intentionnellement dopée), constituant le cœur du guide, est réalisée en GaInAs à teneur en gallium de 47%. Enfin la couche de type p en InP est suivie d'une couche dite de contact en GaInAs, fortement dopée p++ afin de faciliter la réalisation du contact ohmique.

# 1.3-Topologie du composant.

La conception des photodiodes PIN de type guide d'ondes pour des applications microondes et millimétriques, sous-entend l'intégration d'accès coplanaires cascadables, notamment afin d'en faciliter la caractérisation en hyperfréquences. Dans ce cas, l'emploi d'un substrat InP semi-isolant est nécessaire. Deux topologies s'offrent à nous: soit l'électrode supérieure de type p, est connectée à la

masse (PM, figure III.3a), soit c'est le cas de l'électrode inférieure de type n (NM, figure III.3b). Ces deux topologies ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients, en termes de technologie et de performance; ceux-ci sont repris dans le tableau III.4 [6].

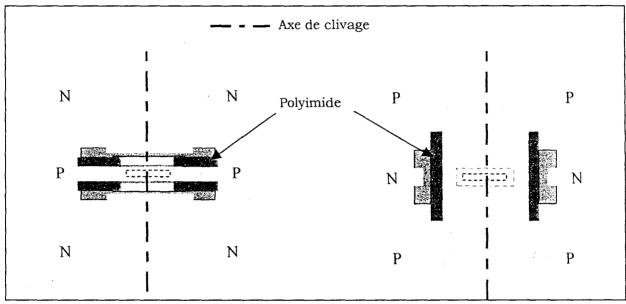


Figure III.3a: Electrode inférieure de type n à la masse (NM).

Figure III.3b: Electrode supérieure de type p à la masse (PM).

	Topologie NM (fig.: II.3a)	Topologie PM (fig.: II.3b)	
Technologie: clivage	Aisé	Problématique à travers le	
Teelinologie. envage	THOC	polyimide	
Performance: résistance série	Non négligeable	Très faible	
(schéma équivalent)			
Performance: capacité parasite	Faible	Moyenne	
(schéma équivalent)	. aoic	(pont à polyimide)	

Tableau III.4: Attraits des différentes topologies pour la conception des photodiodes PIN-guide.

Comme nous le montre le schéma figure III.5, le composant présente un mesa, défini par gravure auto-alignée sur le contact de type p. La topologie que nous allons mettre en œuvre sera celle correspondant à la connexion de l'électrode supérieure de type p à la masse. La connexion de l'électrode inférieure de type n à la masse a déjà été réalisée au sein des équipes de Thomson-CSF [7], et à partir d'une épitaxie optimisée pour la photodiode.

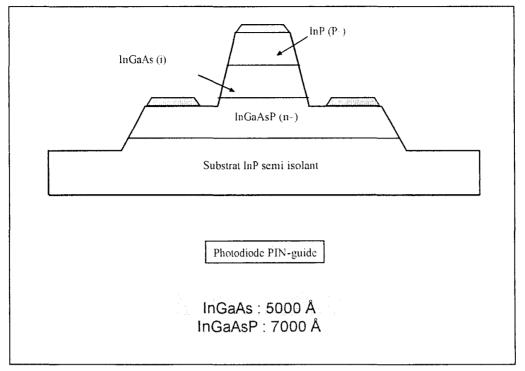


Figure III.5: Coupe schématique de la photodiode PIN-guide.

# 2-Réalisation de la photodiode.

# 2.1-Présentation de la technologie.

Nous profitons de ce chapitre consacré à la réalisation de photodiodes PIN-guide, pour présenter très brièvement les étapes de fabrication d'un composant.

### 2.1.1.-Généralités.

Comme tout composant électronique réalisé sur matériau III-V, la fabrication des composants optoélectroniques passe par une succession d'étapes fondamentales: la croissance épitaxiale des couches actives, la lithographie, les gravures sèche et humide, les métallisations, etc...

La croissance épitaxiale est fondée sur le phénomène d'orientation mutuelle de cristaux dû à des analogies étroites dans l'arrangement des atomes des faces communes. L'épitaxie ne sera notamment possible que s'il existe une maille plane et simple, quasi-identique en forme et en dimension dans les deux réseaux, et si les ions du cristal orienté qui remplacent ceux du cristal support dans la croissance sont de même signe. Dès lors, les méthodes de production de monocristaux sont très variées. On peut cependant les classer dans différentes catégories telles que la croissance en solution, en bain fondu, en phase vapeur, à l'état solide ou par jets moléculaires (MBE: Molecular Beam Epitaxy). C'est ce dernier principe qui est utilisé à l'IEMN.

Cette technique repose sur le fait que toute espèce cristalline peut être sublimée puis redéposée sous forme de monocristal sur une cible plus froide. Ces cibles sont des cristaux soit de la même espèce mais différemment dopée (auto-épitaxie), soit d'une espèce différente (épitaxie). Les cibles et les dépôts sont choisis en fonction de leurs propriétés électroniques et optiques. Le bâti de MBE de l'IEMN comprend deux sources gaz (phosphine PH<sub>3</sub> et arsine AsH<sub>3</sub>) et cinq sources solides (gallium, indium et aluminium pour les éléments III, silicium et béryllium pour les éléments dopants), ce qui nous permet, outre les alliages GaAs et InP, de synthétiser les alliages ternaires et quaternaires suivants: GaAlAs, GaInAs, GaInP, GaAsP, GaInAsP, AlGaInAs, AlGaInP.

La lithographie regroupe toutes les étapes nécessaires à la définition de la structure géométrique des composants. Elle consiste, dans un premier temps, à recouvrir le substrat d'un polymère qui sera soit sensible aux UV, on parlera alors de photolithographie, soit sensible aux électrons, on parlera de lithographie électronique (e-beam). Dans un deuxième temps, on insole ce film actif à travers un masque pour ensuite le développer et ainsi transférer les motifs du masque vers le film polymère. Il existe deux types de résines appelées positives ou négatives selon que la partie insolée est dissoute ou non, après révélation (figure III.6). La finalité de la lithographie est donc le report des motifs issus des masques au niveau de la résine, afin de réaliser des gravures ou des dépôts.

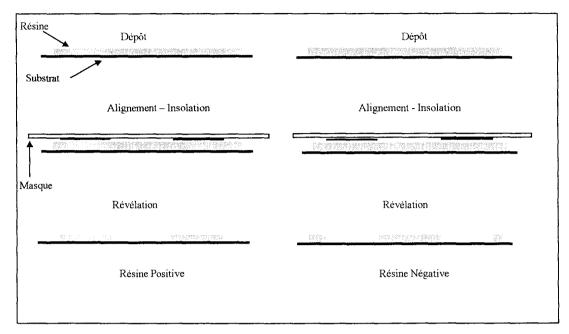


Figure III.6: Résines positive et négative.

### 2.1.2-Techniques de lithographie.

Un grand nombre de techniques de lithographie existe [8]. La première étape du procédé consistera donc à choisir la méthode la plus adaptée au problème posé en tenant compte aussi bien des performances de la technique que de sa facilité de mise en œuvre, et de son coût. Afin de nous familiariser avec les différentes techniques existantes, nous allons effectuer un rapide survol de quelques variétés de lithographie en insistant bien sur celles disponibles à l'IEMN.

#### L'insolation:

La lithographie optique (UV) est certainement la méthode la moins coûteuse à mettre en œuvre tout en permettant des résolutions de l'ordre du micromètre. Elle consiste à insoler une résine dite photosensible aux UV à travers un masque présentant des zones opaques et transparentes (les motifs à reporter), qui pourra ou pas être en contact avec la surface; on parlera alors respectivement de lithographie de contact ou de proximité. Dans le premier cas, la résolution et la qualité d'impression seront limitées principalement par la déformation due à la pression exercée par le masque sur la résine. Dans le cas de la lithographie de proximité, la résolution sera limitée par la diffraction. La largeur minimale d'un motif sera proportionnelle à la racine du produit de la longueur d'onde

d'exposition par la distance entre le masque et la résine. Ainsi, on pourra envisager une résolution de l'ordre de 0,9 μm pour une distance de séparation de 1 μm et une longueur d'onde de 365 nm.

La lithographie par RX repose sur les mêmes principes que la lithographie UV. Seul le fait de travailler avec des longueurs d'ondes plus petites nous permet de résoudre le problème de la diffraction. Ainsi, pour une longueur d'onde typique de 10 Å et une séparation masque/résine de 20 µm on obtient une résolution de l'ordre de 0,2 µm. Cependant, la fabrication des masques RX est compliquée et donc coûteuse; l'utilisation d'une telle technique ne peut donc être envisagée que pour la production en grande série, seule susceptible d'amortir le prix du masque.

La lithographie électronique consiste à utiliser des faisceaux d'électrons accélérés pour insoler une résine "électro-sensible". La longueur d'onde de De Broglie d'un électron accéléré par un champ de 25 keV étant de 0,074 Å, on comprend immédiatement l'intérêt d'une telle technique pour résoudre définitivement les problèmes de diffraction. De plus, la charge de l'électron nous permet de contrôler la direction de propagation et la taille du spot du faisceau électronique grâce à un jeu de lentilles électromagnétiques. L'écriture directe est donc possible. La résolution dépend donc uniquement de la largeur du faisceau électronique qui est typiquement comprise entre 0,01 µm et 0,25 µm. Le choix de ce paramètre résulte d'un compromis entre résolution et temps d'exposition. En effet, ce dernier est inversement proportionnel au carré du diamètre de spot. On peut écrire:

$$T = \frac{A}{d^2} \frac{S}{j}$$
 [3.2]

avec A l'aire à insoler, S la sensibilité de la résine, d le diamètre du spot et j la densité de courant du faisceau.

La lithographie ionique est fondée sur les mêmes principes d'accélération de particules chargées. Son utilisation reste encore confidentielle, même si elle permet d'obtenir des résolutions de l'ordre de 0,2 µm pour des temps d'insolation bien inférieurs à la lithographie électronique (490 cm²/heure contre 7,5 cm²/heure).

L'IEMN étant doté de lithographie UV (365 nm) et UV profonds (220 nm) ainsi que d'un masqueur électronique, seules ces techniques seront utilisées par la suite.

#### Les résines:

Comme nous venons de le voir, pratiquement toutes les étapes technologiques de fabrication de composants intégrés requièrent l'utilisation de masques de résines photosensibles ou électrosensibles. Le choix de la résine utilisée se fait non seulement en fonction du type d'insolation envisagé mais également en fonction du procédé auquel devra résister le masque (gravure sèche, gravure humide, implantation, etc...).

Les résines positives sont principalement utilisées pour la réalisation de contacts. Elles sont composées d'un polymère, d'un composé organique photosensible et d'un agent tensioactif. L'agent tensioactif permet d'obtenir un bon mouillage et une surface bien plane, ce qui est déterminant pour obtenir un bon plaquage entre la résine et le masque lors de l'insolation. Le composé photosensible empêche la dissolution du polymère dans le révélateur; sachant que le composé photosensible est détruit par insolation, la partie insolée est donc dissoute. La qualité de la résine est donc très fortement liée aux propriétés de ce composé et notamment à sa réponse à l'éclairement. Une bonne résine est caractérisée par un comportement très non-linéaire entre la zone éclairée et la zone non-éclairée, conduisant à une destruction quasi-totale du composé photosensible dans la zone éclairée, et à sa conservation dans les zones sombres. Cette propriété permet non seulement de bien contrôler la dimension des motifs, mais également d'obtenir des flancs de résine verticaux.

Les résines négatives contiennent également ces deux composés principaux que sont le polymère et l'espèce photosensible. Cependant, les mécanismes ne sont pas les mêmes. Ici, lorsqu'elle est éclairée, l'espèce photosensible libère un composé très réactif capable de s'insérer dans les chaînes carbonées du polymère, augmentant ainsi son poids moléculaire et donc réduisant sa vitesse de dissolution dans le révélateur. On obtient ainsi une image négative du masque initial où ce qui est éclairé reste et ce qui ne l'est pas est dissout. Comme pour les résines positives, on recherche un contraste maximum que l'on obtient en contrôlant la distribution du poids moléculaire du polymère en fonction de l'énergie lumineuse absorbée. Ces résines sont principalement utilisées pour la réalisation de mesas. Elles ne résistent pas bien aux procédés de gravure sèche et restent largement utilisées pour les attaques humides de dimensions moyennes.

Les principes sont les mêmes que pour les résines optiques, seul le mode d'absorption de l'énergie issue du faisceau change. Si dans le cas des résines optiques l'absorption ne pouvait se faire qu'en des sites particuliers, dans le cas des résines électroniques on dispense d'assez d'énergie pour casser n'importe quelle liaison chimique. Les résines électroniques positives les plus couramment

rencontrées sont les PMMA (Poly-Methyl-MethAcrylates). Ces composés ont la propriété de se dégrader lorsqu'ils sont soumis à un faisceau électronique. Cette dégradation entraînant une diminution du poids moléculaire du PMMA, sa vitesse de dissolution dans le révélateur augmente. Les résines électroniques négatives comportent généralement des composés aromatiques et sont caractérisées par un moins bon contraste, la résolution s'en trouve donc affectée.

### 2.1.3-Techniques de gravure.

On classera les types de gravure en deux catégories, les gravures humides, et les gravures sèches. Les gravures humides, bien que souvent isotropes, montrent une anisotropie selon les plans cristallographiques. Les gravures sèches quant à elles, caractérisées par une forte anisotropie permettent d'obtenir des structures de très grand facteur de forme.

#### Gravure sèche:

Il existe de nombreuses techniques de gravure faisant partie de cette famille, mais nous allons nous étendre principalement sur celle utilisée à l'IEMN: la gravure ionique réactive (RIE: Reactive Ion Etching).

#### Présentation de la RIE:

La gravure ionique réactive est une méthode d'attaque anisotropique permettant d'obtenir des profils verticaux [9,10]. Deux effets prédominent et interagissent dans le réacteur (figure III.7). D'une part, un effet physique résultant des interactions entre les ions accélérés et la surface de l'échantillon et, d'autre part, un effet purement chimique. Deux explications cohabitent pour décrire ce qui se passe dans un bâti de RIE. Soit on considère que la réaction chimique passive la surface par absorption en formant des produits volatils qui sont ensuite détruits par le bombardement ionique, ce qui permet à la passivation de se poursuivre, soit, on considère que l'effet physique est primordial, et que les ions accélérés pulvérisent la surface. Les radicaux ainsi libérés réagissent avec les gaz du plasma. En fait, la réalité est certainement quelque part entre ces deux explications.

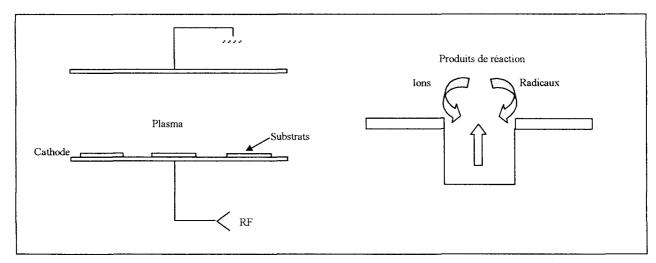


Figure III.7: Schématisation du principe de la gravure par RIE.

Les plasmas les plus couramment utilisés pour les gravures sèches des matériaux semiconducteurs III-V sont basés sur des composés chlorés. Ainsi les gaz Cl<sub>2</sub>, SiCl<sub>4</sub>, BCl<sub>5</sub>, ou CCl<sub>2</sub>F<sub>2</sub> ajoutés aux gaz inertes Ar ou He forment des plasmas classiquement utilisés pour les attaques de GaAs et permettent d'obtenir des vitesses d'attaque relativement importantes. Cependant ces mélanges présentent deux inconvénients majeurs:

- une faible sélectivité sur les masques optiques,
- des profils de gravure rugueux sur les matériaux de la filière InP dus à la faible volatilité des chlorures d'indium.

La filière CH<sub>4</sub>/H<sub>2</sub> a été introduite pour résoudre ces problèmes. Le méthane réagit avec l'indium alors que l'hydrogène réagit avec le phosphore. Ce plasma grave lentement les matériaux III-V mais permet d'obtenir des flancs beaucoup moins rugueux. La gravure est effectuée dans un bâti de gravure RIE "Plasmalab 80 Plus Oxford". L'enceinte est usinée dans un bloc d'aluminium dont les parois internes sont anodisées. Le générateur opère à 13,56 MHz jusqu'à 300 W. L'ensemble des différentes pompes, jauges, vannes et débimètres est contrôlé par PC. Un interféromètre laser peut lui être adjoint, afin de bien contrôler la profondeur attaquée.

Avant la gravure des matériaux, il est nécessaire d'atteindre une pression de base suffisamment basse afin de s'assurer de la propreté de l'enceinte. Cette pression de base est fixée à  $4.10^{-6}$  mbar. Les temps d'attaque sont assez longs. Les conditions de gravure sont les suivantes: CH<sub>4</sub> / H<sub>2</sub> / Ar (6 / 50 / 10 sccm), 225 W, 65 mTorr, et les vitesses de gravure correspondantes sont: 300 Å/mn pour l'InP, 120 Å/mn pour le GaInAs et 160 Å/mn pour le GaInAsP<sub>1.15</sub>.

### Endommagement des matériaux par la RIE.

Ce procédé comporte des inconvénients majeurs, et notamment la formation de polymères pouvant entrainer du micromasquage comme montré sur la figure III.8, qui peut être réduit certes, par la diminution du rapport entre les flux de méthane et d'hydrogène. Cette photographie prise au microscope électronique à balayage nous montre les problèmes engendrés par le micromasquage sur l'état de surface après gravure. On s'en débarrasse par une attaque par plasma oxygène, mais dans le cas des attaques profondes, on entame sérieusement le masque de résine. Cependant, le rapport entre le méthane et l'hydrogène doit être maintenu entre 0,1 et 0,4 afin d'éviter l'appauvrissement préférentiel en phosphore, ce qui détériorerait la surface gravée.

D'autre part, l'endommagement dû à une gravure assistée par plasma donne lieu à des dommages quasi inévitables communiqués à la surface du matériau, causant une dégradation des propriétés électriques et optiques du matériau. Cette attaque donne naissance à de nombreux défauts cristallins dans le réseau constituant le matériau gravé (collisions, atomes en positions interstitielles, etc...), ainsi que des endommagements chimiques comme par exemple la passivation par des atomes d'hydrogène. Il en résulte une réduction des durées de vie des photoporteurs et une baisse de concentration des porteurs. Les dommages en profondeur peuvent s'étendre dans certains cas jusqu'à 1000 - 2000 Å [11].

De plus, il est à noter que la sélectivité entre matériaux de la filière InP est faible, ce qui est pour nous un inconvénient non négligeable

Enfin, nos essais préliminaires nous ont confirmé le fait que cette attaque endommageait fortement nos métallisations. La couche d'or, d'une épaisseur de 5000 Å terminant nos contacts, a complètement disparu après la gravure du ruban par ces gaz. Même si on décide de terminer le contact par une couche protectrice, on a également tendance à voir s'accumuler les gaz au niveau du contact, pour y former des boursouflures. Cette absorption de gaz par les métallisations, peut être évacuée par un simple recuit en étuve. Mais quoi qu'il en soit, ces deux phénomènes dégradent de manière considérable la qualité de nos contacts.

Pour conclure sur la gravure ionique réactive, cette technique est malheureusement peu adaptée à notre futur procédé de fabrication nécessitant des gravures relativement profondes à travers un masque métallique faisant également office de contact ohmique. C'est la raison pour laquelle nous favoriserons la gravure humide dans notre procédé de fabrication.

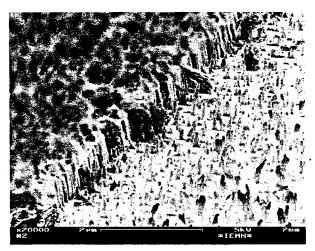


Figure III.8: Conséquence des endommagements causés par gravure RIE (micromasquage).

### Gravure humide:

La gravure par voie humide est effectuée par réaction chimique entre une solution et le matériau semiconducteur. C'est un procédé simple et reproductible. Le mécanisme d'attaque chimique nécessite trois étapes comme illustré figure III.9 [12]:

- les "réactants" sont amenés à la surface de l'échantillon par diffusion (1),
- des réactions chimiques naissent à la surface du semiconducteur (2),
- les produits de réaction à la surface sont évacués (3).

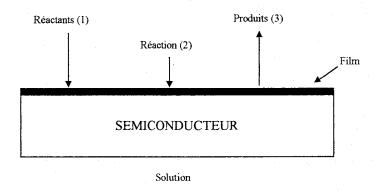


Figure III.9: Mécanismes mis en jeu pendant une gravure humide.

Dans les procédés de réalisation de circuits intégrés, la plupart des attaques par voie humide sont réalisées par dissolution d'un matériau dans son solvant, ou par transformation du matériau en un composé soluble qui pourra donc être dissout dans le milieu d'attaque.

Pour les matériaux semiconducteurs, l'attaque humide se fait généralement par oxydation, suivie de la dissolution de l'oxyde dans le milieu d'attaque.

Dans une attaque chimique, il est difficile de dire quel mécanisme domine. La vitesse d'attaque dépend soit de la vitesse de réaction, soit de la vitesse de diffusion. Si l'attaque dépend de la vitesse de réaction chimique entre la solution d'attaque et le semiconducteur (ou son oxyde). Si l'attaque est limitée par la vitesse de diffusion, la dissolution du matériau dépend alors du transport des éléments actifs de l'attaque par diffusion vers la surface du matériau, ou des produits de réaction venant de la surface. Quelques règles concernant les vitesses d'attaque en fonction du mécanisme dominant, sont explicitées en détail dans la référence [13]. Les paramètres qui influencent la gravure tels que le pH, la température, l'agitation, etc... y sont également évoqués de manière précise

D'autre part, les attaques humides sont cristallo - dépendantes et dépendent également du masque utilisé. Les processus à prendre en considération pour expliquer ces phénomènes sont très complexes et les informations disponibles sont assez limitées pour permettre un développement quantitatif des mécanismes. De plus, il est difficile d'obtenir une complète explication des différents profils d'attaque pour différentes solutions. Cependant, on estime que l'écart est dû à la différence de vitesse d'attaque des plans cristallographiques; en effet les plans les plus lentement gravés jouent un rôle important dans le profil d'attaque.

## 2.1.4 - Technologie froide: les dépôts métalliques.

Trois types de dépôts métalliques sont envisageables à l'IEMN:

-évaporation sous vide,

-pulvérisation cathodique,

-électrolyse.

En ce qui concerne la technologie de la photodiode PIN, nous n'utiliserons que la première technique; par contre, la technologie du phototransistor nous donnera l'occasion d'exploiter l'électrolyse, qui sera décrite et justifiée dans le chapitre le concernant. La pulvérisation cathodique, quant à elle, fut testée mais non retenue pour nos procédés de fabrication et ne sera donc pas traitée ici.

Pour la métallisation des électrodes, nous utilisons le dépôt par évaporation par faisceau d'électrons, car il permet de répondre à l'exigence de la technologie "lift-off", à savoir un dépôt anisotrope. Ce système, illustré figure III.10, consiste à évaporer un métal contenu dans un creuset réfractaire refroidi (inerte chimiquement), de façon à exposer au flux de vapeurs métalliques la plaque à métalliser [14]. Un canon à électrons dont le faisceau est dévié par un champ magnétique est utilisé pour chauffer le métal et le porter à ébullition. L'exposition de l'échantillon se fait par dégagement d'un cache métallique qui intercepte le flux. Ce dispositif est placé dans un bâti sous ultravide. En effet, le vide à atteindre pour se trouver dans les conditions optimales de dépôt doit se situer dans le domaine de l'écoulement moléculaire: le libre parcours moyen des molécules est très supérieur au diamètre du bâti et les molécules sont indépendantes les unes des autres. Notons que les épaisseurs de métal déposées sont contrôlées à l'aide d'un quartz (la période de vibration du quartz est fonction de l'épaisseur de métal le recouvrant). Les deux bâtis MECA 2000 dont nous disposons au laboratoire sont équipés de sas d'entrée comportant une source d'ions argon qui permet un décapage à faible énergie (10 kV) de la zone à métalliser (cleaning ou etching). L'avantage de cette technique est la bonne adhérence et les bonnes propriétés électriques des métallisations réalisées. La qualité de celles-ci (taille et morphologie des grains métalliques par exemple) est toutefois fonction de la propreté de la surface, de la qualité du vide et de la vitesse du dépôt. Pour toutes nos métallisations, cette vitesse n'excède pas 5 Å/s.

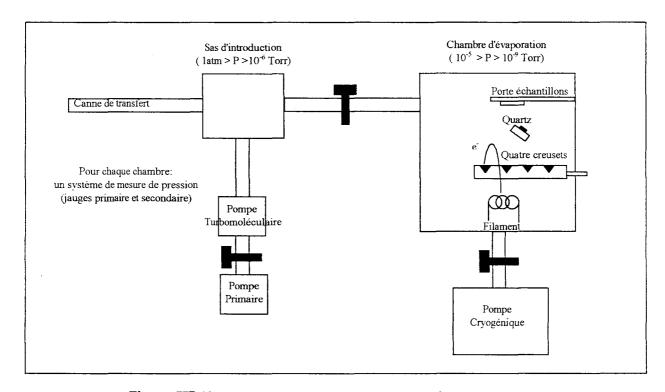


Figure III.10: Technique de dépôt par évaporation par faisceau d'électrons.

La technologie des composants III-V se distingue de celle du silicium par l'utilisation de métaux difficiles à graver. De ce fait, contrairement à la technologie du silicium où, pour former un contact métallique, on dépose un film sur toute la surface de l'échantillon et on élimine ensuite les parties indésirables au moyen d'une gravure à travers un masque de résine, en technologie III-V, on réalise un masque de résine avant de déposer le métal dans les parties désirées. En disparaissant, la résine élimine le métal qui a été déposé sur la surface, laissant derrière elle les motifs métalliques recherchés. Cette technique nécessite:

- l'emploi d'une résine relativement épaisse avec un profil révélé adéquat de sorte que le film métallique déposé soit mince sur les bords de la marche pour permettre une dissolution rapide du masque de résine: c'est la technique"lift-off", illustrée figure III.11 (a,b, et c).
- l'utilisation d'un procédé de dépôt métallique anisotrope comme l'évaporation décrite précédemment.

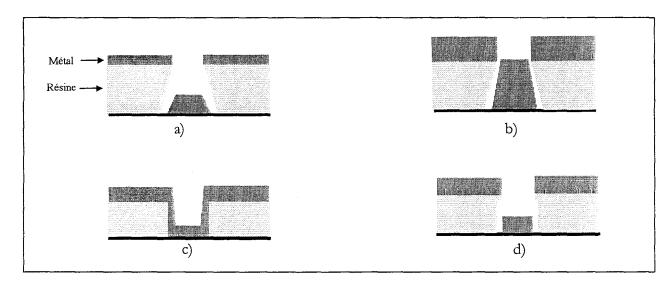


Figure III.11: Technique de lift-off: a) résine plus épaisse que le métal avec un profil de résine sous-gravé, b) résine moins épaisse que le métal avec un profil sous-gravé, c) résine moins épaisse que le métal avec un profil de résine qui n'est pas sous-gravé, d) profil en casquette généralement utilisé.

Afin de réduire l'épaisseur de résine (la résolution du masquage est inversement proportionnelle à l'épaisseur de résine), il est préférable d'utiliser la méthode dite en "casquette". Cette méthode, utilisée pour obtenir le profil illustré figure III.11d, consiste à durcir la surface de la résine en la plongeant dans un solvant aromatique tel que le chlorobenzène. L'interdiction d'utiliser aujourd'hui ce produit cancérigène nous a conduit à développer une technique bicouches permettant de

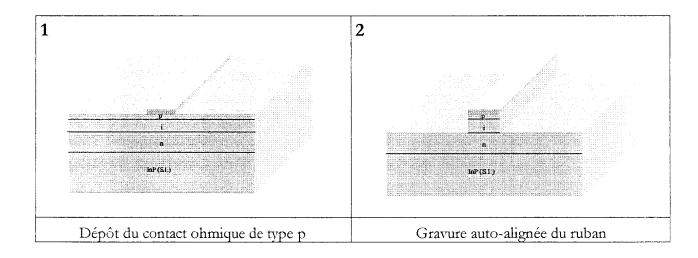
reproduire ce même profil. Le laboratoire s'est équipé récemment d'une source à UV profonds (220 nm) à cet effet.

# 2.2-Définition des étapes technologiques.

Avec de se lancer dans la réalisation technologique d'un composant, il est important de se donner un fil conducteur, et d'isoler les verrous technologiques. C'est précisément l'objectif de ce paragraphe.

### 2.2.1-Schéma de réalisation.

La réalisation de la photodiode PIN de type guide d'ondes nécessite l'accomplissement de six grandes étapes. Nous ne présenterons ici que les étapes de réalisation technologique, c'est-à-dire précédant les phases d'amincissement et de clivage. Les étapes d'amincissement et de clivage seront vues ultérieurement. Afin de soulager cette description, nous avons vulgarisé l'épitaxie à une succession de couches de type p, i, et n sur substrat semi-isolant. Le fil conducteur des étapes de réalisation technologique est présenté ci-dessous:



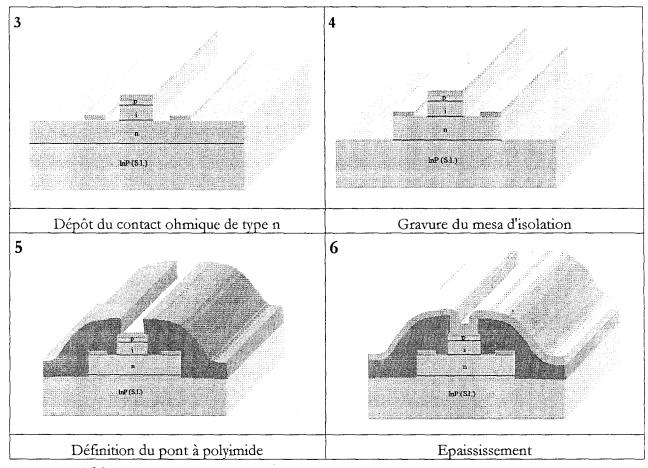


Tableau III.12: Description schématique des étapes de réalisation des photodiodes PIN-guide.

### 2.2.2-Définition des masques.

Les masques nécessaires à la réalisation de la photodiode sont au nombre de six. Ils sont conçus à partir du logiciel MASTEK (CNET LANNION 1990) et réalisés à l'IEMN.

Toujours dans un souci d'efficacité, il faut savoir que la photolithographie permet une grande souplesse de mise en œuvre car nous disposons de masques "physiques", et qu'elle est rapide, contrairement à la lithographie électronique. Il s'agit donc pour nous d'exploiter au maximum, dès que cela est possible et que les exigences du procédé le permettent, cette technique d'insolation. La figure III.13 permet de visualiser la série de masques réalisée, tous niveaux confondus.

La cellule élémentaire est constituée de la répétition de 46 barrettes de photodiodes (figure III.13a), ainsi que d'un emplacement réservé aux motifs d'alignement (figures III.13a et III.13b). Les barrettes de composants sont constituées de six "doubles" photodiodes de tailles différentes (figure III.13c).

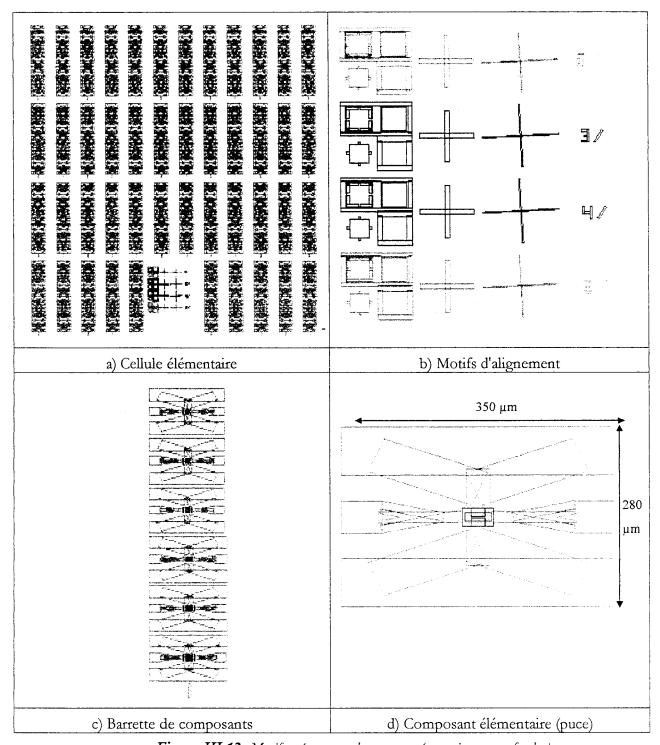


Figure III.13: Motifs présents sur les masques (tous niveaux confondus).

En fait, le composant élémentaire est constitué de deux photodiodes mises tête-bêche avant clivage (figure III.13d). Ces six "doubles" photodiodes se distinguent par des dimensions de ruban différentes. Nous avons conçu des rubans de 4, 6, et 8 µm de large sur 20 et 30 µm de long, avant clivage. Au final, nous disposerons d'une puce (figure III.13d), qui avant clivage présentera une

largeur totale de 280 µm et une longueur totale de 350 µm. Toutes les dimensions intermédiaires seront données lors de la description détaillée de la technologie de fabrication.

### 2.2.3-Verrous technologiques.

A la vue des différentes étapes technologiques qui se succèdent, celles concernant les contacts ohmiques ainsi que les gravures constituent des verrous importants à soulever. Les solutions apportées à ces derniers devront être les plus "simples" possibles, dans le sens où il est important, à notre avis, d'exploiter et d'adapter des procédés courants et bien maîtrisés, afin de rendre le procédé final reproductible, et de raccourcir au maximum la distance qui sépare prototype et composant produit à grande échelle. C'est la ligne de conduite que nous nous imposerons pour tout développement technologique.

### Les contacts ohmiques (étapes 1 et 3):

Deux types de contacts ohmiques de natures différentes vont devoir être réalisés: le premier de type p et le second de type n.

Afin d'améliorer la reprise du contact ohmique de type p, il est courant d'introduire ce que l'on appelle une couche de "contact". Cette couche est constituée d'un matériau à faible bande interdite et fortement dopé p++. L'épitaxie est donc munie d'une couche de  $Ga_{47}In_{53}As$  (Eg = 0,75 eV) fortement dopée p++ à hauteur de  $1.10^{19}$  atomes/cm³. Bien entendu, nombreux sont les alliages susceptibles de réaliser un contact ohmique sur une couche de cette nature. Une étude sur ce point fut menée par J. Van De Casteele, et a donné de très bons résultats à partir du contact non allié Pt/Ti/Pt/Au (100/400/100/3000 Å), déposé par évaporation sous vide et suivi d'un recuit "flash" à 430 °C sur une durée de 40 secondes. Ce dernier mène à une résistance de contact de 0,1  $\Omega$ .mm. L'étude menée dans l'équipe sur ce contact se trouve dans son intégralité en référence [4].

La reprise du contact de type n sur l'alliage quaternaire GaInAsP<sub>1,15</sub> est quant à elle encore inédite. Intuitivement, on comprend bien que réaliser un contact ohmique sur un matériau de cette nature est relativement plus aisé puisque ce dernier est fortement dopé n+ à 3.10<sup>18</sup> atomes/cm³, et dispose d'une bande interdite plus faible que le GaAs. Nous nous sommes donc inspirés des alliages couramment utilisés par nos collègues réalisant des composants hyperfréquences dans cette filière. En effet, le dépôt par évaporation sous vide du contact allié Ni/Ge/Au/Ni/Au (150/195/390/500/4000 Å)

recuit à 310 °C pendant 20 secondes, produit une résistance de contact extrêmement faible de 0,01 Ω.mm. Satisfaits d'un tel résultat, nous n'avons pas mené d'étude détaillée sur le sujet. Les mesures de résistance de contact ont été obtenues par TLM (Transmission Line Method).

### Les étapes de gravure (étapes 2 et 4):

#### Définition des critères de choix.

L'obtention d'une structure de type mesa, nécessite le développement d'attaques afin de graver les matériaux aux endroits indésirables. Nous espérons pouvoir éviter l'emploi de la gravure sèche de type RIE. En effet, les gaz utilisés par cette technique en vue de graver les matériaux de la filière InP, ont tendance à endommager les métallisations, former des polymères, et créer des défauts cristallins. L'expérience nous a en particulier montré que le temps de passage nécessaire à la gravure des différents matériaux du ruban était trop long pour espérer sauver notre contact de type p, qui nous sert de masque de gravure. Comme déjà suggéré au paragraphe 2.1.3, c'est pour cette raison que nous nous sommes tournés vers le développement de gravures humides.

Loin de nous l'idée de mener une étude approfondie sur les mécanismes mis en jeu durant l'attaque pour différentes solutions de gravure, et dans un souci d'efficacité, le choix des solutions s'est porté sur les critères suivants:

- le profil de gravure,
- la sélectivité,
- la vitesse d'attaque.

La gravure du ruban n'autorise pas de sous-gravure trop importante. En effet, celui-ci ne présente qu'une largeur de quelques micromètres (entre 4 µm et 8 µm), pour une épaisseur totale à graver avoisinant le micromètre. D'autre part, on ne peut se permettre de graver le ruban en s'écartant exagérément de la verticale sous peine d'aller court-circuiter le contact de type n, ou tout du moins rendre son alignement délicat. Les écarts entre le ruban (contact p) et le contact n sont précisés figure III.14. Ces dimensions tiennent plus compte des impératifs technologiques de réalisation que de considérations physiques; nous nous sommes accordés ici une certaine marge de manœuvre pour l'alignement des contacts.

En ce qui concerne la sélectivité des solutions, les critères de choix répondent également aux exigences de la technologie du phototransistor, et seront évoqués en détail dans le chapitre qui lui est

consacré. Ceci dit, il est impératif lors de la gravure du ruban, de s'arrêter précisément sur la couche de type n en quaternaire GaInAsP<sub>1,15</sub>.

Enfin, il est important d'aboutir à des solutions de gravure ayant une vitesse d'attaque raisonnable (autour de 1000 Å/mn), pour un bon contrôle de cette dernière.

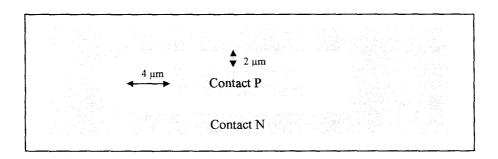


Figure III.14: Arrangement des contacts de type n et de type p.

### Solutions de gravure sélectionnées.

Sous peine de refaire ce qui a déjà été entrepris à plusieurs reprises dans le domaine des gravures humides des matériaux de la filière InP, nous n'avons pas entrepris d'étude "matériau" sur les solutions, et nous nous sommes appuyés sur deux publications importantes [15, 16]:

- Etch Rates and Selectivities of Citric Acid / Hydrogen Peroxide on GaAs, Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>As, In<sub>0,2</sub>Ga<sub>0,8</sub>As, In<sub>0,53</sub>Ga<sub>0,47</sub>As, In<sub>0,57</sub>Al<sub>0,48</sub>As, and InP
   G.C. DeSalvo, W.F. Tseng, and J. Comas
   J. Electrochem. Soc, Vol. 139, No. 3, March 1992
- Chemical Etching of InP and InGaAsP / InP
   S. Adachi
  - J. Electrochem. Soc, Solid State Science and Technology, March 1982

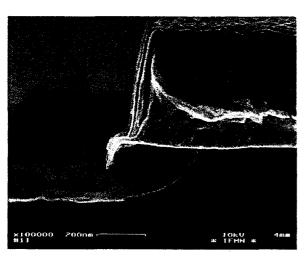
Les paramètres et les mécanismes de gravure y sont analysés dans le détail. Parmi les solutions étudiées dans ces publications, nous avons testé celles qui nous semblaient les plus intéressantes sur la base des critères évoqués précédemment. Nos essais ont porté sur plusieurs solutions envisageables, mais dans un souci de clarté et de concision, seules les solutions finalement retenues sont présentées dans le tableau suivant:

Solutions de gravure (2)	Matériau gravé	Vitesse (Å / mn) (T = 25 °C)	Rapports de Sélectivité (1)
C <sub>6</sub> H <sub>8</sub> O <sub>7</sub> / H <sub>2</sub> O <sub>2</sub>	$\mathrm{Ga_{0,47}In_{0,53}As}$	700	Ga <sub>0,47</sub> In <sub>0,53</sub> As / InP 473 Ga <sub>0,47</sub> In <sub>0,53</sub> As / GaInAsP <sub>1,15</sub> Non mesurable ( $\infty$ )
H <sub>3</sub> PO <sub>4</sub> / HCl 8 / 1	InP	1000	InP / Ga <sub>0,47</sub> In <sub>0,53</sub> As Non mesurable (∞)
HIO <sub>3</sub> / HCl /H <sub>2</sub> O 1 / 1 / 30	GaInAsP <sub>1,15</sub> InP Ga <sub>0,47</sub> In <sub>0,53</sub> As	1000 1000 1000	X

<sup>(1):</sup> L'étude des sélectivités des solutions de gravure est orientée en fonction de l'emploi de celles-ci dans les procédés de fabrication.

Tableau II.15: Gravures humides selectionnées.

### Solution acide citrique/peroxyde d'hydrogène:



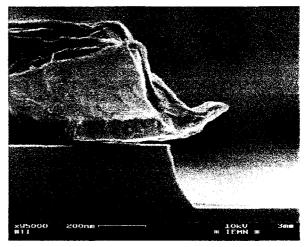


Figure III.16: Attaque du GaInAs par la solution acide citrique/peroxyde d'hydrogène selon les plans de clivage:

(-110) (110)

Le désir d'aboutir à une très faible sous gravure nous a tout naturellement mené vers une solution à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène pour la gravure du GaInAs. En effet, cette solution est couramment employée pour les gravures profondes de motifs fins. Nos essais ont permis de confirmer cet état de fait. Cette solution est sélective par rapport à l'alliage quaternaire GaInAsP<sub>1,15</sub>, ce qui est particulièrement intéressant pour notre application, afin d'arrêter la gravure du ruban sur la

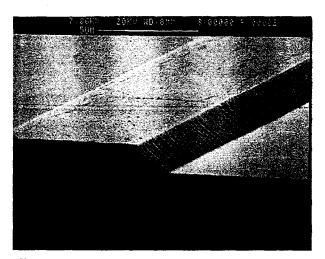
<sup>(2):</sup> Proportions en volumes.

couche de type n. La gravure obéit à une cinétique de 700 Å/mn à température ambiante et sans agitation, dans les proportions en volumes 10:1.

Le profil d'attaque est particulièrement intéressant car il n'occasionne aucune sous-gravure; ce dernier est quasi-vertical et présente une légère concavité en fin d'attaque comme le montrent les clichés pris au microscope électronique à balayage (MEB) figure III.16. Cette concavité est un peu plus prononcée dans le plan de clivage (-110).

#### Solution acide orthophosphorique/acide chlorhydrique:

La solution que forment huit volumes d'acide orthophosphorique pour un volume d'acide chlorhydrique grave l'InP avec une cinétique de 1000 Å/mn, à température ambiante et sans agitation. Il est important de bien diluer l'acide chlorhydrique dans l'acide orthophosphorique sous peine de s'exposer à un dégagement gazeux (phosphine: PH<sub>3</sub>) trop important, menant à un état de surface très rugueux. D'autre part cela permet de bien contrôler la gravure car la cinétique s'en trouve ralentie. Bien des systèmes ont été étudiés à partir des informations recueillies en référence [16] pour graver l'InP (HCl, HCl/HNO<sub>3</sub>, HBr, H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>/H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>/H<sub>2</sub>O, Br<sub>2</sub>/CH<sub>3</sub>OH, etc...). Seul le système HCl semblait intéressant pour nos applications, et après une petite étude comparative de quelques solutions appartenant à ce système, c'est l'association H<sub>3</sub>PO<sub>4</sub>/HCl qui fut retenue. En effet, c'est l'une des rares solution qui ne grave pas l'InP de manière aussi violente que les autres solutions d'attaque. Cette gravure est sélective par rapport au GaInAs.



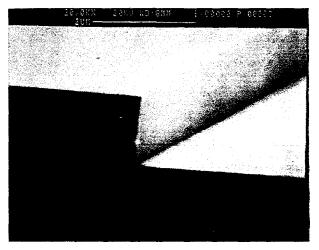


Figure III.17: Attaque de l'InP par la solution acide orthophosphorique/acide chlorhydrique selon les plans de clivage (-110) (110)

Tout comme la solution précédente, elle ne présente aucune sous-gravure. Dans le plan de clivage (110) le profil d'attaque est quasi-vertical. Seul le plan de clivage (-110) montre une certaine

directionnalité de la gravure. En effet, cette dernière révèle les plans cristallographiques (-1-12) et (112), qui forment tous deux un angle de 35° avec la surface de normale [001]. Le tout peut être visualisé à la figure III.17, sur des clichés pris au MEB. Seuls 1500 Å d'InP doivent être gravés lors de la formation du ruban et cette directionnalité n'est donc pas dommageable dans le cadre de notre procédé.

### Solution acide iodique/acide chlorhydrique/eau désionisée:

Cette solution de gravure développée à l'IEMN en collaboration avec M.Zaknoune [17], répond particulièrement bien aux exigences de la technologie du phototransistor. Les raisons de notre choix seront donc explicitées dans le chapitre s'y consacrant. Nous dirons simplement que cette solution grave de manière non sélective tous les matériaux de la filière InP, et ce, à la même vitesse de 1000 Å/mn, dans les proportions en volumes 1:1:30, sans agitation et à température ambiante.

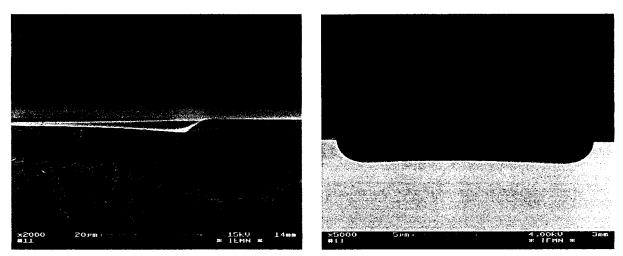


Figure III.18: Attaque du GaInAsP par la solution acide iodique/acide chlorhydrique/eau selon les plans de clivage: (-110) (110)

La gravure se caractérise par un effet de tranchée, particulièrement prononcé dans le plan de clivage (-110) bien que également visible dans le plan de clivage (110), comme le montrent les clichés de la figure III.18. Cette solution trouve son intérêt dans notre technologie à l'étape consacrée au mesa d'isolation.

#### Réalisation du pont à polyimide (étape 5):

Afin de pouvoir caractériser en hyperfréquences la photodiode, il nous faut réaliser des accès cascadables sur le substrat InP semi-isolant. Il va donc falloir reprendre le contact ohmique de type p

au sommet du ruban et le ramener au niveau de la surface du substrat semi-isolant, sans pour autant ni court-circuiter le contact n qui entoure le ruban, ni contacter les flancs de ce dernier. D'où la réalisation d'un pont à polyimide. Il est vrai que la réalisation d'un pont à air, nous aurait permis de minimiser la capacité parasite due à ce pont. Ceci dit, il n'aurait pas résisté à l'étape de clivage, particulièrement traumatisante pour le composant, le polyimide nous permet donc de consolider le pont ainsi réalisé. Malgré tout, celui-ci présente une permittivité diélectrique suffisamment faible (2,9 x ε<sub>0</sub>) pour ne pas augmenter de manière dramatique cette capacité parasite (la caractérisation du composant nous le confirmera plus tard). D'autre part, grâce à la topologie du composant, ce même polyimide va également passiver tout naturellement les flancs du ruban. Cet heureux double emploi, va limiter au maximum toute détérioration des caractéristiques du composant dans le temps, ainsi que limiter les courants de fuite. Cette étape technologique cache un verrou très important. En effet, si on tient compte de la hauteur du composant (pas loin de 2 µm), il va nous falloir une épaisseur importante de polyimide pour réaliser le pont, et ne pas contacter les flancs du ruban. L'inconvénient de cet état de fait, est que la métallisation que l'on va déposer sur ce pont est, proportionnellement assez fine (5000 Å) vis-à-vis de l'épaisseur de polyimide nécessaire (4 µm). Il y a ici un réel risque de rupture de la métallisation lorsqu'elle descend cette marche de 4 µm de polyimide afin de connecter le contact de type p, ou de rejoindre le semi-isolant. Les lieux pouvant occasionner une rupture probable de la métallisation peuvent être visualisés sur la figure III.19. Pour mettre toutes les chances de notre côté, il est important de sélectionner le bon polyimide qui va nous permettre d'obtenir une ouverture sur le contact de type p et au niveau de la descente sur semi-isolant avec un profil assez doux. Nous avons obtenu satisfaction avec le polyimide Ultradel 3112 comme le montre l'essai photographié figure III.19. L'ouverture du polyimide au centre a été obtenue par gravure chimique à l'aide d'une solution d'attaque à travers un masque de résine insensible. D'autre part, une double évaporation inclinée du métal facilitera l'épaississement sans risque de rupture.

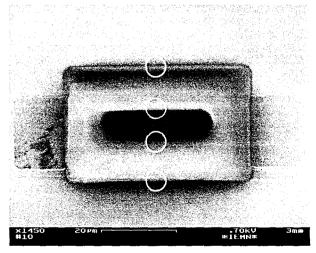


Figure III.19: Dépôt et ouverture de polyimide vu au MEB (Ultradel 3112).

# 2.3-Description détaillée de la technologie.

### 2.3.1-Réalisation du contact ohmique de type p.

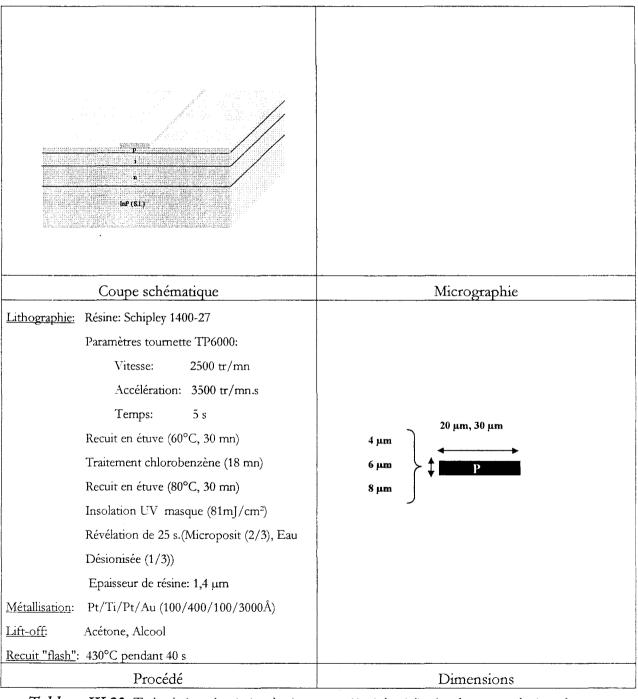


Tableau III.20: Technologie et description des étapes associées à la réalisation du contact ohmique de type p.

Le procédé de lithographie optique exploité ici permet d'obtenir un profil de résine dit en "casquette". En effet, sous l'action du chlorobenzène, la surface de la résine se durcit, et permet une évacuation du métal plus facile lors de l'étape de lift-off. Cette étape permet d'obtenir un contact d'allure rectangulaire dont les dimensions varient. Nous avons réalisé des contacts de 4, 6 et 8 µm de large, pour des longueurs de 20 et 30 µm. La métallisation, est réalisée par évaporation sous vide de la séquence Pt/Ti/Pt/Au.

Rappelons que ce contact nous servira de masque pour la gravure du ruban, qui fait l'objet de l'étape suivante.

### 2.3.2-Gravure du ruban.

Comme sous-entendu précédemment, la gravure du ruban se fera de manière auto-alignée sur le contact de type p. Le première étape est de graver le GaInAs qui constitue la couche dite de "contact", sur une épaisseur de 1000 Å. Dans ce but, nous utilisons la solution à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène. Celle-ci, dans les proportions en volumes respectives de 10/1, grave ce matériau avec une cinétique de 700 Å/mn, à température ambiante et sans agitation. Cette attaque n'occasionne aucune sous-gravure du contact, le profil de gravure est quasi-vertical, quelle que soit la direction cristallographique. La présente solution est sélective sur InP.

L'attaque des 1500 Å d'InP se fait par la solution acide orthophosphorique/acide chlorhydrique, dans les proportions en volumes 8/1. Cette solution gravant l'InP à la vitesse de 1000 Å/mn, est sélective sur GaInAs et s'arrêtera donc naturellement sur la couche intrinsèque. Cette dernière révèle une certaine directionnalité dans le plan de clivage (-110), comme le montre la figure III.17; cette propriété est sans incidence pour nous vu la faible épaisseur d'InP à graver. Dans le plan de clivage (110), le profil d'attaque est quasi-vertical. Cette solution n'occasionne aucune sous-gravure du ruban, vu le temps relativement faible nécessaire à la gravure de ce matériau.

Afin de rejoindre le GaInAsP de type n, il nous faut à nouveau graver du GaInAs sur une épaisseur totale de 5000 Å, celui-ci correspondant à la zone intrinsèque du composant. Nous réutilisons bien entendu la solution précédemment citée à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène. Cette dernière est sélective sur GaInAsP.

Toutes ces solutions d'attaque gravent les différents matériaux avec des cinétiques bien contrôlées et procurent un état de surface parfait.

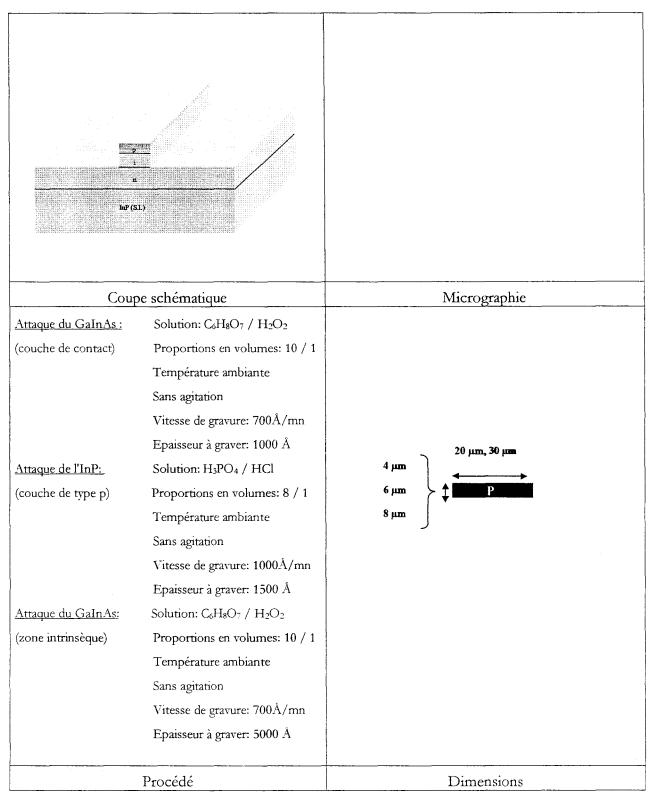


Tableau III.21: Technologie et description des étapes associées à la gravure du ruban.

## 2.3.3-Réalisation du contact ohmique de type n.

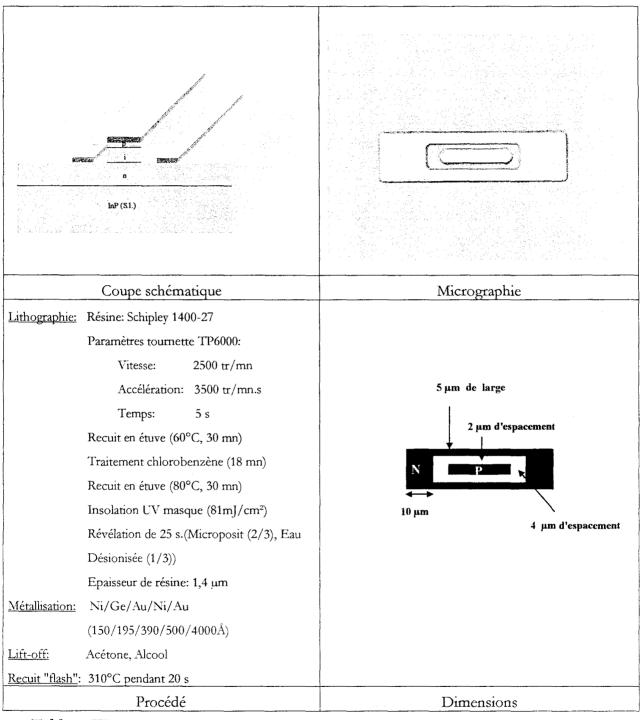


Tableau III.22: Technologie et description des étapes associées à la réalisation du contact ohmique de type n.

Le lecteur reconnaîtra le même procédé de photolithogaphie que lors de la réalisation du contact de type p, afin d'obtenir un profil de résine dit en "casquette" pour faciliter le lift-off. Le contact ohmique de type n est réalisé par évaporation sous vide de la séquence Ni/Ge/Au/Ni/Au. Ce dernier entoure le ruban défini par le contact de type p. Une distance de 2 µm les sépare dans le sens longitudinal, est de 4 µm dans le sens transversal. L'alignement du masque à ce niveau est par conséquent assez délicat et exigeant dans sa qualité. D'autre part, en raison de sa géométrie particulière, le lift-off, malgré le profil en casquette de la résine, est difficile. En effet, l'évacuation du métal "intérieur", au-dessus du ruban, se fait mal car le solvant (acétone) a du mal à pénétrer sous cette zone à cause de sa configuration particulière. L'assistance des ultra-sons peut être ici salutaire.

#### 2.3.4-Réalisation du mesa d'isolation.

L'isolation des composants est réalisée par gravure humide de l'alliage quaternaire GaInAsP de type n, et d'une certaine épaisseur d'InP, afin de rejoindre le substrat semi-isolant. Pour protéger la jonction pn exposée à l'attaque entre les contacts ohmiques de type n et de type p (voir tableau III.24), nous protégeons le composant à l'aide d'un masque de résine, qui n'est pas détérioré par la solution d'attaque. Les 7000 Å de quaternaire GaInAsP (n+), et 1000 Å d'InP (S.I.), sont gravés par une solution à base d'acide iodique et d'acide chlorhydrique dissous dans de l'eau désionisée, dans les proportions en volumes 1/1/30. Cette demière grave ces matériaux de manière non sélective à une vitesse équivalente de 1000 Å/mn à température ambiante et sans agitation. Cette attaque n'occasionne aucune sous-gravure du composant, et se caractérise par un effet de tranchée, déjà visible au profilomètre comme le montre la figure III.23. Bien entendu, cet effet est exagéré dans sa représentation par la taille de la pointe du profilmomètre. Cet effet de tranchée est le bien venu ici, car il améliore l'isolation des composants.

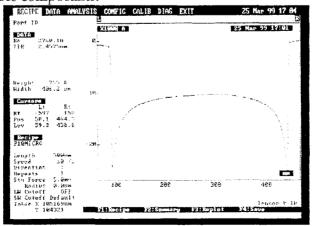


Figure III.23: Effet de tranchée de la gravure acide iodique/acide chlorhydrique/eau désionisée.

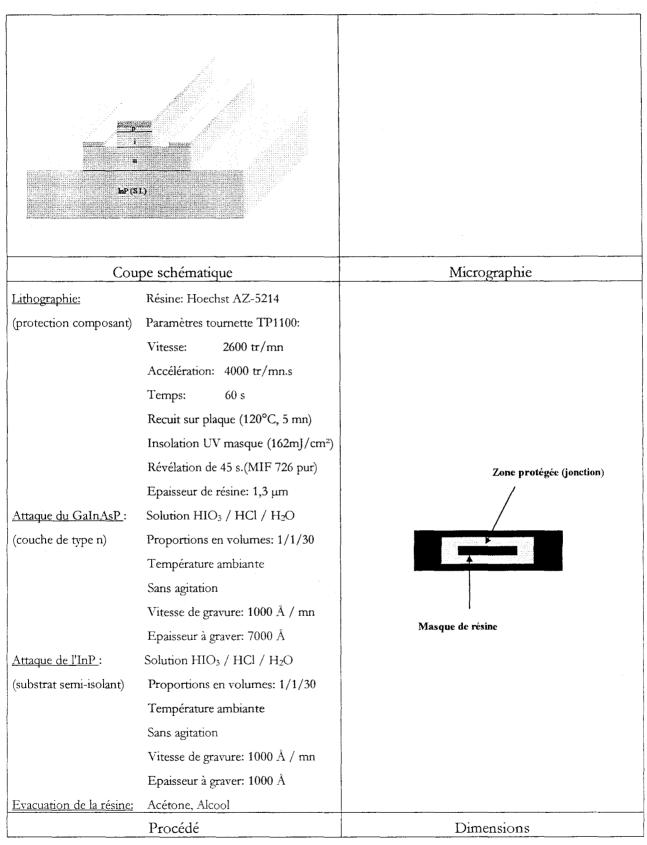


Tableau III.24: Technologie et description des étapes associées à la gravure du mesa d'isolation.

# 2.3.5-Définition et ouverture du pont à polyimide.

n InP (S.I.)			
Cour	oe schématique	Micrographie	
Dépôt du polyimide:	Polyimide Ultradel 3112	Révélation de 45 s.(MIF 726 pur)	
	Paramètres tournette TP1100:	Epaisseur de résine: 1,3 µm	
	Première centrifugation:	Ouverture du polyimide: Attaque humide	
	Vitesse: 800 tr/mn	Solution: Ultradel E312 pur (1mn)	
	Accélération: 2000 tr/mn.s	Evacuation de la résine: Acétone, Alcool	
	Temps: 30 s	Polymérisation: Recuit en étuve	
	Seconde centrifugation:	Profil de température:	
	Vitesse: 3800 tr/mn	100 °C: 30 mn	
	Accélération: 4500 tr/mn.s	100°C - 200°C: 3 °C/mn	
	Temps: 60 s	200 °C: 30 mn	
	Recuit en étuve (100°C, 10 mn)	200°C - 300°C: 3°C/mn	
	Epaisseur de polyimide: 4 um	300°C: 60 mn	
Lithographie:	Résine: Hoechst AZ-5214		
(masque d'attaque)	Paramètres tournette TP1100:	Polyimide	
	Vitesse: 2600 tr/mn	<u>Ouverture:</u> en retrait de 1 μm	
	Accélération: 4000 tr/mn.s	de part et d'autre	
	Temps: 60 s	30 μm du contact de type p	
	Recuit sur plaque (120°C, 5 mn)	★ Internal Control (Control Control Cont	
	Insolation UV masque	40 μm	
(162mJ/cm²)			
	Procédé	Procédé (suite) / Dimensions	

Tableau III.25: Technologie et description des étapes associées à la réalisation du pont à polyimide.

Le polyimide se dépose par double centrifugation afin d'obtenir un dépôt relativement homogène car il a une viscosité importante. La première, à faible vitesse, permet d'étaler correctement le polyimide sur la plaquette, tandis que la seconde assure l'homogénéité du dépôt. Avec les paramètres de centrifugation donnés, il nous est possible de déposer environ 4 µm de polyimide. Le fournisseur procure également une solution chimique permettant la gravure du polyimide à travers un masque de résine, à condition que ce dernier ne soit pas polymérisé. Ceci va faciliter l'ouverture du polyimide sur le contact ohmique de type p, à condition que la résolution de la résine soit suffisante. C'est le cas avec la résine Hoechst AZ-5214, qui résiste particulièrement bien à la solution d'attaque précédemment citée. Une fois l'ouverture réalisée et la résine évacuée, la polymérisation s'effectue par un recuit observant un profil de température bien précis et bien contrôlé (voir tableau III.25). On pourra ainsi obtenir, un profil d'ouverture suffisamment doux pour éviter toute rupture de l'épaississement du contact de type p. Les flancs particulièrement doux obtenus par ce procédé peuvent être visualisés dans la partie consacrée à ce verrou technologique.

### 2.3.6-Réalisation des plots d'épaississement.

L'épaississement des contacts a pour premier objectif de faciliter la future connectique. Les fils d'or sont soudés au composant par thermo-compression assistée par ultra-sons. La dimension et l'épaisseur des contacts actuels ne permettent pas la connexion dans de bonnes conditions et nécessitent un épaississement et un élargissement de ceux-ci. D'autre part, les applications hyperfréquences envisagées pour notre photodiode, implique une topologie particulière des plots d'épaississement afin d'en faciliter la caractérisation. C'est pourquoi, les dimensions (voir fiche technique suivante) de ces derniers furent soigneusement observées afin de présenter une impédance caractéristique de  $50~\Omega$ . D'autre part, comme déjà évoqué dans la partie consacrée aux verrous technologiques, une double évaporation inclinée nous permettra de gravir plus facilement un peu moins de  $6~\mu m$  de dénivelé qui séparent le sommet du polyimide et l'InP semi-isolant (figure III.26).

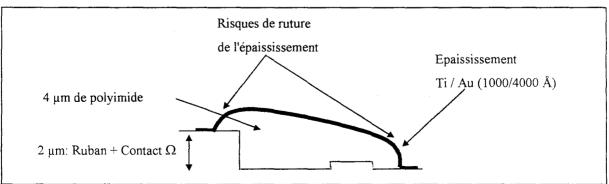


Figure III 26: Possibilités de rupture de l'épaississement sur le pont à polyimide.

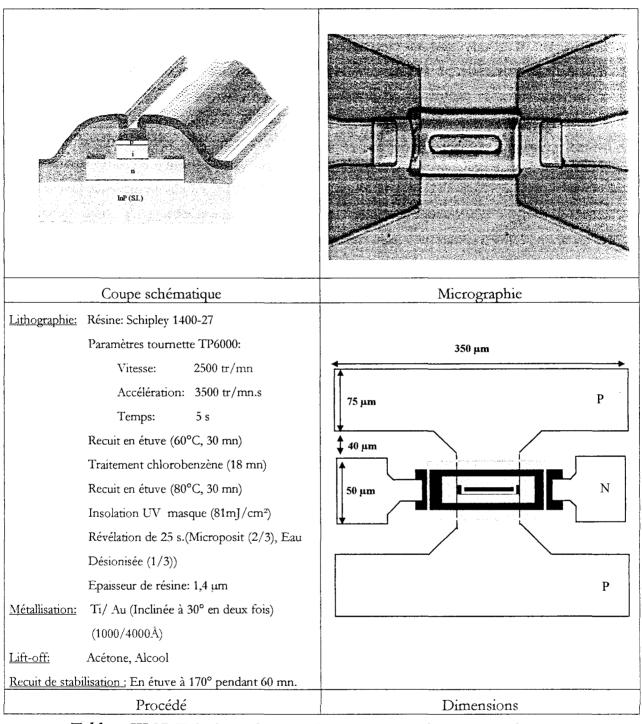


Tableau III.27: Technologie et description des étapes associées à l'épaississement des contacts.

Une nouvelle fois, le procédé permettant d'obtenir un profil en casquette de la résine à partir de la Schippley 1400-27, a été mis en œuvre. Dorénavant, nous disposons de deux photodiodes PIN-guide mises tête-bêche.

La figure III.28 montre la photodiode à ce niveau de la réalisation. Ces photographies prises au microscope électronique à balayage (MEB), nous illustrent bien les deux principales difficultées technologiques qui sont l'alignement des différents niveaux de masquage avec des tolérances à l'échelle du micromètre, et la non planéité de ce dernier. La vue de ¾ permet d'évaluer la difficulté à venir pour le clivage qui n'est autre que la traversée du polyimide.

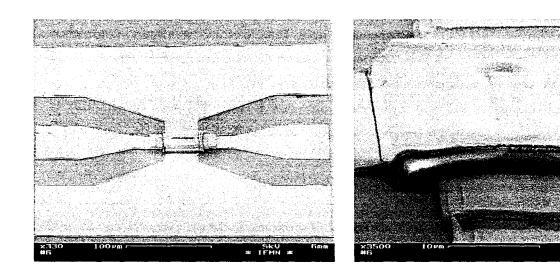


Figure III.28: Clichés pris au MEB de la photodiode PIN-guide avant clivage.

# 3-Amincissement et clivage.

## 3.1- Amincissement.

Classiquement, l'épaisseur des substrats d'InP utilisés au laboratoire est de 400 µm environ. Pour une bonne évacuation de la chaleur dégagée lors du fonctionnement du composant, et surtout afin d'obtenir un bon clivage, il est indispensable d'amincir le substrat jusqu'à une épaisseur d'environ 100 µm. Il serait bien entendu possible d'amincir à des épaisseurs bien plus faibles, mais les manipulations ultérieures déjà rendues délicates, s'en trouveraient beaucoup plus périlleuses.

Pour réaliser cette opération, deux solutions s'offrent à nous:

- l'amincissement chimique,
- l'amincissement par polissage mécano-chimique.

Pour réaliser un polissage mécano-chimique, on colle l'échantillon sur une pièce de polissage à l'aide d'une cire. L'amincissement s'effectue par rodage mécanique sur un disque de verre à l'aide d'une poudre à granulométrie variable en suspension dans l'eau désionisée, jusqu'à s'approcher de l'épaisseur finale d'environ 100 µm. Puis, l'étape de polissage est réalisée à l'aide de tissus de polissage que l'on humidifie avec un gel de silice dilué dans l'eau désionisée.

Cette technique d'amincissement permet d'aboutir à une face parfaitement polie certes, mais elle est particulièrement périlleuse dans le maniement de l'échantillon, et ne permet pas un bon contrôle de l'épaisseur amincie. De plus, il est relativement difficile d'obtenir un collage parfait avec une épaisseur homogène de cire sous l'échantillon. Les risques sont grands surtout en fin de procédé.

L'amincissement chimique permet quant à lui, d'éviter toute manipulation excessive de l'échantillon en cours de procédé. D'autre part, on contrôle parfaitement la vitesse d'attaque, qui a même tendance à ralentir en cours du procédé à cause de la saturation de la solution de gravure, ce qui est particulièrement intéressant dans notre cas. Le seul inconvénient inhérent à cette technique, est l'obtention d'une surface à la morphologie très rugueuse. Ceci dit, les rugosités n'excèdent pas 20 µm et ne sont pas gênantes pour la qualité du clivage.

La solution d'attaque est constituée du mélange acide chlorhydrique/eau désionisée dans les proportions en volumes (5:1). Cette dernière grave l'InP avec une cinétique de 8 µm/min à température ambiante et sans agitation. L'échantillon est préalablement collé face avant sur un support à l'aide d'une cire blanche qui sont tous deux épargnés par la solution d'attaque. Les flancs de l'échantillon sont protégés grâce à la remontée de la cire par capillarité. Le support employé ici fut un substrat silicium de quatre pouces. Le tout est ensuite plongé dans la solution, et les 300 µm à graver sont attaqués en à peu près 45 minutes. Le contrôle de l'épaisseur gravée peut s'effectuer en cours d'amincissement à l'aide d'un profilomètre. A noter que cet amincissement s'accompagne d'une forte effervescence qui témoigne d'un important dégagement de phosphine (PH<sub>3</sub>), particulièrement dangereux par inhalation; il convient donc de réaliser l'amincissement sous hotte aspirante.

L'échantillon est décollé en faisant fondre la cire sur une plaque chauffante, puis nettoyé au trichloréthylène. Dorénavant il convient de manipuler l'échantillon avec grande précaution car l'InP aminci à 100 µm est extrêmement fragile.

# 3.2-Clivage.

La face du PIN-guide qui est éclairée doit être la plus parfaite possible. Pour cela on effectue le clivage du matériau selon les plans denses du réseau cristallographique zinc-blende, identifiés sur le substrat par les différents méplats. Le clivage définit également la longueur du composant.

Pour effectuer, cette opération, on colle l'échantillon à l'aide d'une cire sur une feuille de molybdène. Le clivage nécessite une amorce obtenue en "rayant" l'échantillon sur quelques millimètres à l'aide d'une pointe diamantée extrêmement fine. Nous avons développé une technique manuelle d'amorçage, schématisée figure III.29 et photographiée figure III.30. La feuille de molybdène munie de l'échantillon est fixée sur un système de micro-déplacements (x, y, téta, z). La pointe diamantée est située à la verticale de cette ensemble et fixe. D'autre part nous disposons d'une loupe binoculaire qui nous permet de visualiser les composants et la pointe. Bien entendu, lors de l'alignement, l'échantillon n'est pas en contact avec l'extrémité de la pointe, et il est impossible de faire la mise au point sur ces deux objets simultanément. Par conséquent, il est nécessaire de se munir d'un repère qui témoigne du lieu de l'amorçage lorsque l'échantillon sera au contact. La loupe binoculaire est donc montée sur micro-déplacements (x, y), et dispose d'un réticule que l'on aura préalablement réglé à partir d'un échantillon test.

Une fois l'alignement réalisé, à l'aide du déplacement selon z, l'échantillon est porté au contact de la pointe, et rayé au bord sur quelques millimètres, grâce à un léger déplacement selon la direction x.

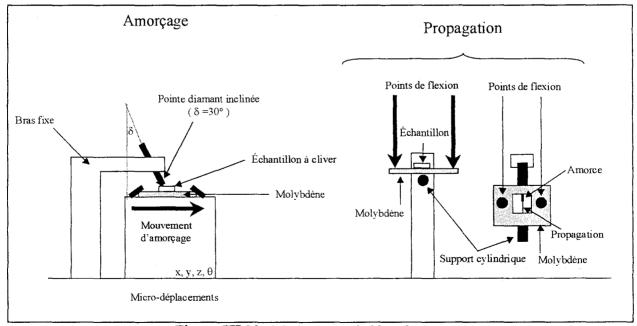


Figure III.29: Schématisation du blanc de clivage.

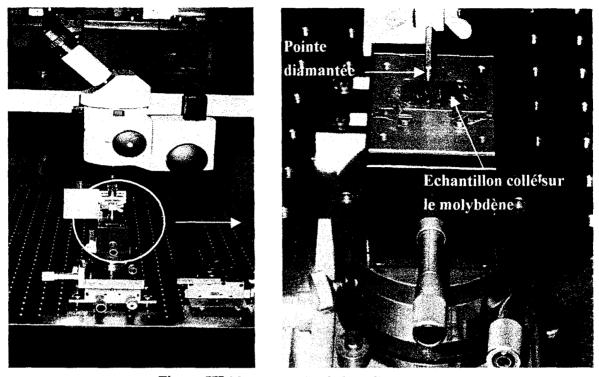
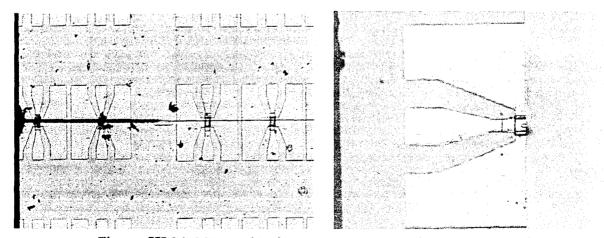


Figure III.30: Photographie du banc d'amorçage.

Cette amorce va nous permettre de propager la fissure, et d'obtenir le clivage de l'échantillon. La feuille de molybdène se caractérise par une grande élasticité, et nous permet d'effectuer une flexion en s'appuyant sur un fin support cylindrique. La contrainte se localise principalement en bout d'amorce et la fissure se propage dans l'axe de cette dernière. Les photographies suivantes (figures III.31) témoignent de la qualité du clivage obtenu par cette technique.



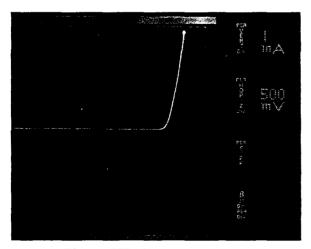
Figures III.31: Micrographies des composants après amorçage, propagation et clivage.

Si la réalisation de ces photodiodes PIN-guide se caractérise par sa simplicité technologique, elle s'illustre par contre par un clivage très difficile. En effet, la tolérance sur l'alignement pour l'amorçage est extrêmement faible. Celui-ci doit se situer rigoureusement au centre du ruban de la photodiode PIN-guide, d'une longueur totale avant clivage de 20 µm. D'autre part, la fissure doit se propager dans l'axe de l'amorce ainsi placée sans trop s'en écarter, et ce, sur toute la longueur de l'échantillon, à travers toutes les barrettes. Si la longueur du ruban peut excéder 10 µm après clivage, elle ne peut être inférieure à 8 µm sous peine de ne pouvoir absorber toute l'énergie optique incidente. Il va de soi que la réussite de cette opération est fortement dépendante de la qualité d'alignement des barrettes de composants à cliver parallèlement aux méplats, définissant les plans denses du matériau sur le substrat. Enfin, comme déjà sous-entendu précédemment, la traversée du polyimide, de part et d'autre du ruban de la photodiode, pose problème. En effet, si les semiconducteurs en tant que matériaux cristallins se clivent, le polyimide quant à lui, est un matériau amorphe et se déchire. L'expérience montre qu'il joue le rôle d'un "nœud", qui occasionne la divergence de la direction de propagation de la fissure réalisant le clivage. Une fois clivées, nous disposons de puces d'une largeur de 175µm et d'une longueur de 140 µm.

# 4-Caractérisation de la photodiode.

# 4.1-Caractérisation électrique en continu.

Les composants sont tout d'abord testés sous pointes en continu avant clivage.



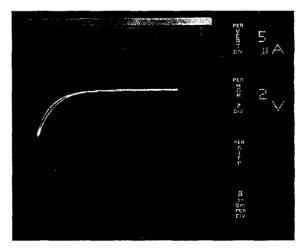


Figure III.32: Caractéristiques I(V) en direct (à gauche) et en inverse (à droite) de la photodiode.

Celle-ci présente une tension de seuil de 560 mV et une caractéristique en direct très "droite", liée à une résistance différentielle relativement faible. La polarisation inverse quant à elle, met en évidence une tension de claquage qui se situe au-delà de –10 V. Notre photodiode PIN-guide est destinée à être utilisée en inverse, c'est la raison pour laquelle nous avons caractérisé plus finement notre composant dans cet état de polarisation, sous pointes à l'aide de l'instrument de mesures HP-ICCAP. La caractéristique ainsi obtenue sur une photodiode PIN-guide ayant un ruban de 8 x 20 µm² est présentée figure III.33:

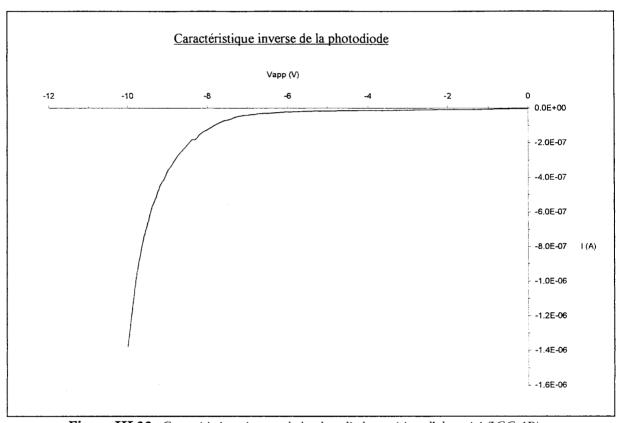


Figure III.33: Caractéristique inverse de la photodiode en régime d'obscurité (ICCAP).

Cette caractéristique témoigne du bon comportement de notre composant sous polarisation inverse; en effet on y note un courant d'obscurité d'une valeur minime de 15 nA à -5 V.

Nous avons mesuré la capacité présentée par cette photodiode PIN-guide en fonction de la tension appliquée à ses bornes. Cette mesure est présentée figure III.34 pour le même composant que précédemment, c'est-à-dire avec un ruban d'une surface de 8 x 20 µm².

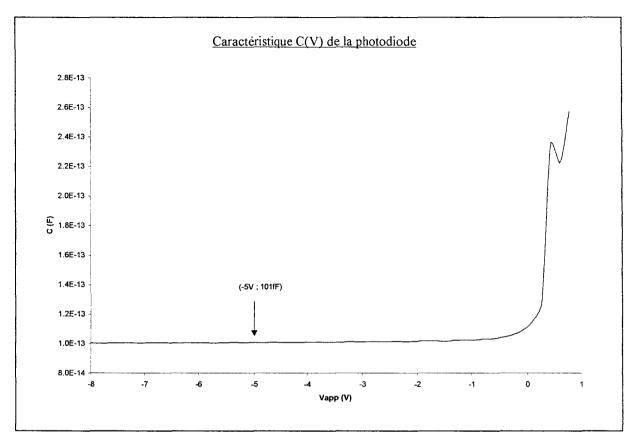


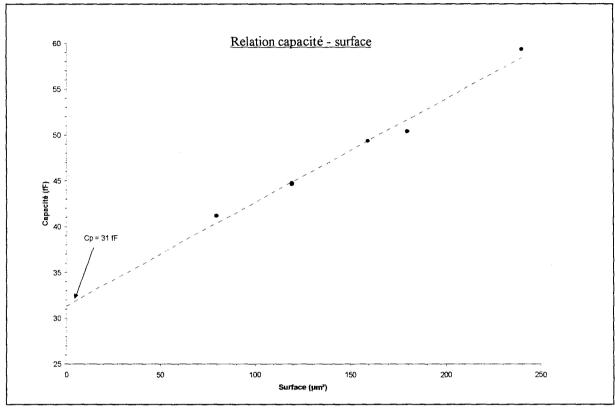
Figure III.34: Caractéristique liant la capacité de la photodiode PIN-guide à la tension appliquée à ses bornes.

On note ici que la caractéristique est quasiment horizontale à partir de -1 V en inverse, ce qui signifie que la zone intrinsèque est désertée relativement vite, et que les porteurs qui y seront photo-générés atteignent leur vitesse limite rapidement.

La capacité ainsi mesurée contient en fait la capacité intrinsèque du composant, donnée par la zone non intentionnellement dopée définie sous le ruban, ainsi que la capacité parasite, en grande partie due au pont à polyimide. Cette dernière capacité est une caractéristique importante qui qualifie notre topologie et notre technologie. Afin de l'estimer, nous traçons à partir des différentes mesures de capacité prises à –5V, pour des composants présentant différentes tailles de ruban, la caractéristique C(S).

Les mesures ont été effectuées pour les six composants, avec des barrettes prises en différentes zones de la plaquette et pour des surfaces avant clivage correspondant donc à 4 x 20 μm², 6 x 20 μm², 8 x 20 μm², 4 x 30 μm², 6 x 30 μm², et 8 x 30 μm². Bien entendu, la capacité alors mesurée est

divisée par deux pour être en accord avec les dimensions du ruban de la photodiode une fois clivée, qui sera deux fois moins longue. Le résultat est présenté figure III.35:



S: Surface de ruban après clivage.

Figure III.35: Caractéristique liant la capacité de la photodiode PIN-guide à la surface du ruban.

On constate à la vue de cette droite que la relation liant la capacité du composant à la surface de son ruban est linéaire. Typiquement, la valeur de cette dernière est de  $0,112~\mathrm{fF/\mu m^2}$ . La capacité ainsi représentée permet d'estimer la capacité à surface nulle, c'est-à-dire, la capacité parasite due essentiellement à notre technologie, et notamment au pont à polyimide. Cette capacité Cp est légèrement supérieure à  $30~\mathrm{fF}$ ; valeur qui se compare à la capacité intrinsèque de la photodiode qui, pour un ruban d'environ  $4~\mathrm{x}~10~\mathrm{\mu m^2}$  (longueur dépendant principalement du clivage), est approximativement de  $5~\mathrm{fF}$ , d'après les résultats obtenus expérimentalement.

Pour conclure, nos caractérisations montrent que notre technologie, dont la topologie lie la masse à l'électrode supérieure de type p, n'augmente pas de manière dramatique la capacité parasite par la réalisation de ponts à polyimide, surtout que le gain résultant, en terme de résistance d'accès est quant à lui important; c'est précisément l'objet de notre prochaine caractérisation.

# 4.2-Caractérisation électrique en dynamique.

La topologie particulière de notre composant au niveau des accès coplanaires cascadables, nous permet d'être parfaitement compatible avec la méthode de caractérisation sous pointes que nous employons. D'autre part, la configuration en doubles photodiodes avant clivage nous autorise à tester nos composants avec deux ports, ce qui nous permet d'extraire la matrice complète des paramètres [S]. Celle-ci est obtenue grâce aux mesures menées jusqu'à 40 GHz. A partir de cette matrice des paramètres [S], il est aisé d'estimer le schéma équivalent de notre photodiode grâce au logiciel "Serenade" disponible sur PC. Ce dernier fait correspondre des valeurs simulées avec les grandeurs mesurées. La photodiode équivaut en première approximation à un circuit R, L, C série. Avant clivage, nous sommes dans une configuration parfaitement symétrique:

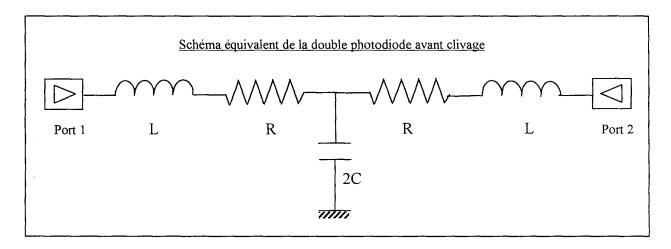


Figure III.36: Schéma équivalent de la photodiode PIN-guide dans sa configuration précédant le clivage.

Typiquement, pour une photodiode possédant un ruban avant clivage de 4 x 20  $\mu$ m<sup>2</sup>, on obtient les éléments de schéma suivants: R = 1,2  $\Omega$ , L = 80nH, C = 40 fF.

Si l'on néglige la coupure due au temps de transit, d'après les valeurs du produit "RC" obtenues sur un éventail d'une vingtaine de photodiodes de tailles différentes, nos composants présenteront une bande passante allant de 50 GHz jusqu'à plus de 100 GHz pour les plus petites. Des fréquences de coupure à -3 dB encore supérieures peuvent être obtenues en améliorant la technologie en faisant

chuter d'avantage la résistance d'accès et la capacité parasite, notamment par la réalisation de ponts à air.

L'obtention d'une capacité parasite pas très élevée ( $\cong 30 \mathrm{fF}$ ) malgré la réalisation de ponts à polyimide, et d'une résistance d'accès extrêmement faible ( $\cong 1\Omega$ ), sont tous deux des résultats très encourageants pour notre technologie.

# 4.3-Mise en boîtier du composant.

La caractérisation optique du composant nécessite la mise en boîtier de ce dernier, afin de pouvoir acheminer la lumière dans de bonnes conditions lors des mesures. Le boîtier employé a été conçu par G. Dambrine [18] pour la caractérisation en hyperfréquences de transistors à effet de champ, et adapté pour nos applications dans le domaine des caractérisations opto-hyperfréquences. La cellule de mesures en "puce" représentée à la figure III.37 est constituée de trois parties: deux transitions coaxiale-planaire, et un support de composant ou "insert". Ces trois pièces mécaniques sont reliées entre elles par deux vis.

Nous avons choisi un connecteur de type K (Wiltron), connecteur dont le diamètre intérieur du conducteur extérieur est de 2,92 mm est conçu pour être utilisé jusque 40 GHz. Pour des raisons de précision mécanique concernant le positionnement du connecteur par rapport au support, nous avons choisi les connecteurs en version "à visser" (K102M et K102F).

En ce qui concerne le support de propagation, nous avons choisi d'utiliser des lignes d'accès 50  $\Omega$ , sur substrat alumine de 254  $\mu$ m d'épaisseur. Avec une telle épaisseur de substrat, les problèmes de dispersion et de rayonnement sont négligeables jusqu'à 40 GHz. La largeur des lignes d'impédance caractéristique de 50  $\Omega$  sont sur ce substrat de 220  $\mu$ m. Les alumines sont métallisées sur une épaisseur de 10  $\mu$ m. Ces métallisations permettent des thermocompressions multiples sans dégradation importante. La découpe de ces alumines est réalisée à partir d'une machine de découpe de composants semiconducteurs en utilisant des lames spécifiques aux matériaux très durs. Ces lames sont en réalité composées de grains de diamant agglomérés dans une résine.

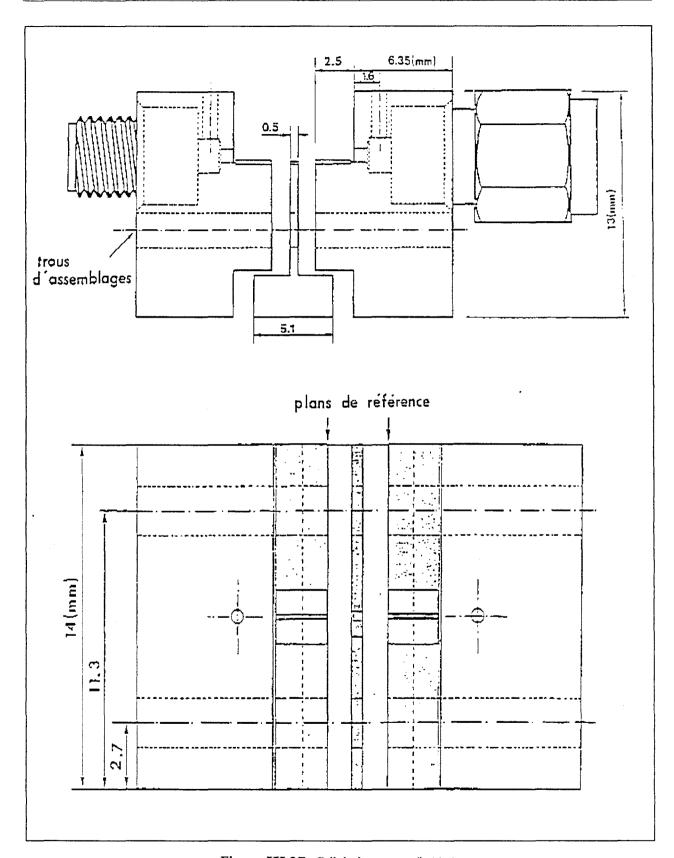


Figure III.37: Cellule de mesures (boîtier).

La partie la plus importante dans ce type de cellule, est l'interface entre la sortie du connecteur et la ligne microruban. Nous avons opté pour la solution des connecteurs de type K (Wiltron) représentée figure III.38. La liaison entre le connecteur et la ligne microruban est réalisée à partir d'une pièce métallique coulissant sur le conducteur central, dont l'extrémité plate de ce contact coulissant repose sur la ligne microruban. Cette transition est particulièrement difficile à réaliser et à reproduire, c'est pourquoi elle est figée définitivement. Les pièces métalliques sont dorées, pour éviter les oxydations et permettre les éventuelles thermocompressions.

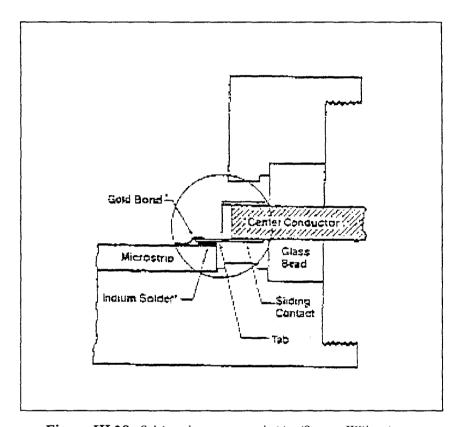


Figure III.38: Schéma de montage en boîtier (Source: Wiltron).

Enfin, l'insert est constitué d'une simple tranche métallique où l'on collera le composant à tester, et d'une embase permettant une stabilité lors du stockage. Il est important de noter qu'il est souhaitable de réduire au maximum les inductances parasites des interconnexions. Il faut minimiser la longueur de ces interconnexions. Pour cela, nous avons choisi une épaisseur d'insert de 500 μm; nous aurons des connexions ainsi inférieures à 250 μm (~0,25 nH).

Dans le cas particulier de la photodiode PIN-guide nous n'utiliserons qu'une seule transition coaxiale-planaire. La puce est collée sur l'insert de 500 µm et directement éclairée par la tranche, de manière "frontale" par rapport au boîtier. La ligne centrale (contact de type n) sera connectée au

support de propagation, tandis que les deux plots issus de l'électrode supérieure (contact de type p), seront connectés à la masse, c'est-à-dire, directement à l'insert sur lequel il se trouve. Le tout est schématisé ci-dessous (figure III.39):

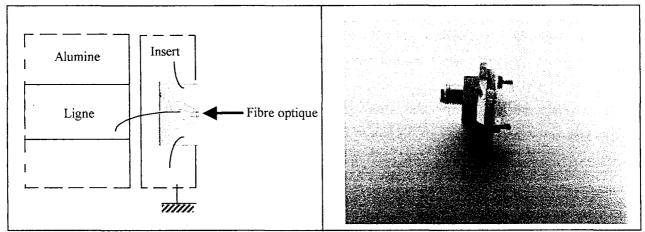


Figure III.39: Illustration et photographie du montage en boîtier de la photodiode.

# 4.4-Caractérisation optique en continu.

La photodiode ainsi montée est placée sur micro-déplacements x, y, z, piézo-électriques. La fibre optique, fixe quant à elle, va pouvoir être ainsi alignée précisément pour éclairer le composant. Pour les caractérisations en continu, nous utilisons pour source un laser HP 8153A, pouvant émettre aux longueurs d'ondes  $\lambda$ =1,3  $\mu$ m et  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m. Le connecteur K employé pour la photodiode est relié à un té de polarisation permettant d'isoler les voies continue et hyperfréquence. Un schéma de principe du banc de caractérisation réalisé est donné figure III.40:

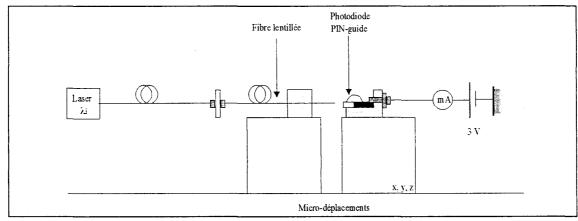


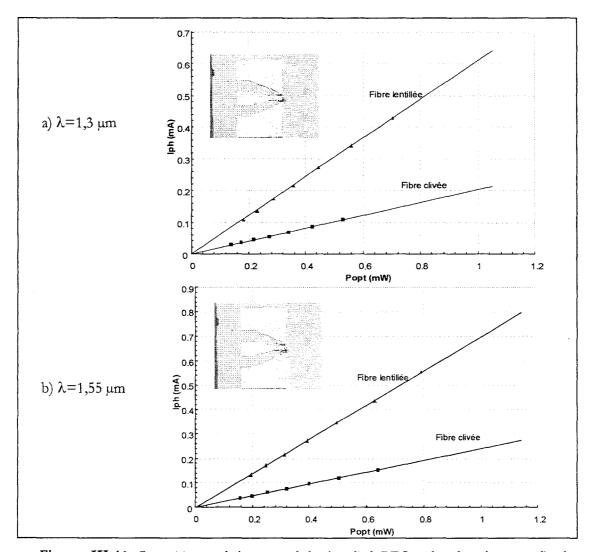
Figure II.40: Représentation schématique du banc de caractérisation optique en continu.

La photodiode est polarisée en inverse à hauteur de -3 V, et l'alignement de la fibre par rapport à la photodiode est effectué par la recherche du maximum de photocourant généré.

Afin de déterminer le rendement quantique externe de la structure, nous avons relevé aux deux longueurs d'ondes  $\lambda=1,3$  µm et  $\lambda=1,55$  µm, les courbes Iph (Popt), où:

Iph représente le courant dans la structure, Popt représente la puissance optique en sortie de fibre.

Les résultats ont été menés avec deux types de fibres optiques monomodes: l'une clivée d'un diamètre de tache avoisinant les 10 µm, et l'autre lentillée dont le diamètre de tache approche les 2 µm. Les résultats ainsi obtenus sont présentés figure III.41a et figure III.41b:



Figures III.41: Caractérisation de la réponse de la photodiode PIN-guide à deux longueurs d'ondes.

On peut alors déterminer la réponse et le rendement quantique externe dans chacun des cas étudiés à partir de la relation:

$$\eta_{ext} = \frac{h\nu}{q} \times \frac{(I_{ph} - I_{obs})}{P_{opt}} = \frac{h\nu}{q} \times R$$
 [2.1]

Les résultats obtenus dans les différents cas investis sont repris dans les tableaux suivants:

Ré	ponse

R (A/W)	λ=1,3 μm	λ=1,55 μm
Fibre clivée	0,20	0,24
Fibre lentillée	0,61	0,70

#### Rendement

$\eta_{ m ext}$	λ=1,3 μm	λ=1,55 μm
Fibre clivée	19%	19%
Fibre lentillée	56%	59%

On note ici de façon incontestable que pour ce genre de composant de type guide d'ondes à cœur absorbant, l'usage d'une fibre lentillée permet d'améliorer condidérablement la réponse de la photodiode. Ces résultats sont pour nous très encourageants, d'autant plus que ces photodiodes ne sont pas munies d'un traitement anti-réfléchissant sur la face clivée, et qu'un tel traitement nous permettrait d'atteindre aisément près de 90% de rendement quantique externe.

## 4.5-Caractérisation optique en dynamique.

Un premier aperçu des performances dynamiques de notre photodiode PIN-guide, ou tout du moins, de son potentiel, à été évoqué au paragraphe 4.2 de ce chapitre, avec l'obtention du schéma équivalent du composant. Rappelons simplement que ces mesures effectuées sous pointes sur les composants avant clivage, ont permis d'estimer la résistance d'accès à quelques unités ainsi que la capacité équivalente à hauteur d'environ 40 fF. Ceci nous permet d'espérer aboutir à une fréquence de coupure à -3 dB dans la gamme millimétrique au-delà de 60 GHz, si on néglige la coupure due au temps de transit. Le composant actuellement monté dans une cellule de test munie d'un connecteur K, peut être caractérisé en dynamique jusqu'à 40 GHz. Nous avons réalisé la caractérisation dynamique de notre photodiode par la méthode dite d'hétérodynage optique. La génération d'un signal optique hyperfréquence à partir de l'hétérodynage optique, est obtenue par le battement de deux raies correspondant à deux longueurs d'ondes très proches issues de lasers différents [19]. La longueur d'onde d'émission de chacun des lasers est obtenue en agissant sur la

température de ces derniers. Pour cette réalisation, nous disposons de deux lasers Alcatel émettant à une longueur d'onde se situant autour de 1,55  $\mu$ m. Ceux-ci peuvent être régulés en température, et nous pouvons faire varier légèrement leurs longueurs d'émission autour de  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m. La figure III.42 (issue d'un analyseur de spectres optiques ANDO AQ-6315B) nous montre le battement de deux raies générant un signal optique à 30 GHz.

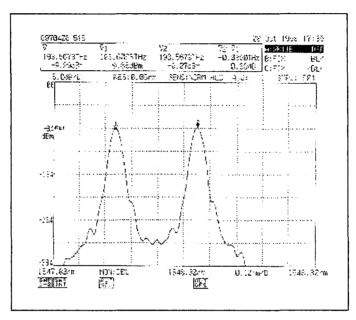


Figure III.42: Battement de deux longueurs d'ondes autour de  $\lambda=1,55~\mu m$  permettant de générer un signal optique hyperfréquence.

Pour réaliser cette expérience, la photodiode montée en boîtier reste placée sur micro-déplacements x, y, z, piézo-électriques. La fibre optique, toujours fixe quant à elle, est alignée précisément pour éclairer le composant. Le connecteur K employé pour la photodiode est relié à un té de polarisation permettant d'isoler les voies continue et hyperfréquence. Un schéma de principe du banc de caractérisation réalisé est donné figure III.43. L'alignement de la fibre par rapport à la photodiode est effectué par la recherche du maximum de photocourant généré, comme pour la caractérisation en continu. La photodiode est polarisée en inverse sous –3 V. Une des voies optiques (laser 2), est munie d'un contrôleur de polarité, car les signaux doivent être en phase à l'entrée de la photodiode pour récupérer le maximum de puissance en sortie de composant. Les différents contrôleurs 1 et 2 permettent de réguler la température des lasers et donc, de faire varier légèrement leurs longueurs d'ondes d'émission autour de λ=1,55 μm. La branche à 10 dB de pertes du second coupleur, menant à l'analyseur de spectres optiques, permet de visualiser les signaux injectés à l'entrée du composant.

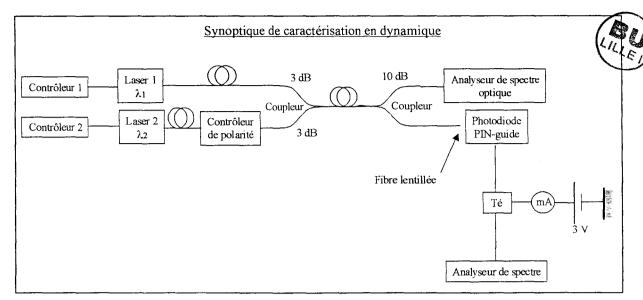


Figure III.43: Banc de caractérisation hyperfréquence de la photodiode PIN-guide.

Enfin, l'analyseur de spectres Tektronics 494AP nous permet d'estimer la puissance du signal hyperfréquence en sortie de photodiode à la fréquence envisagée. Ce banc de caractérisation optique en dynamique de notre photodiode PIN-guide, nous a permis d'aboutir à la caractéristique figure III.44:

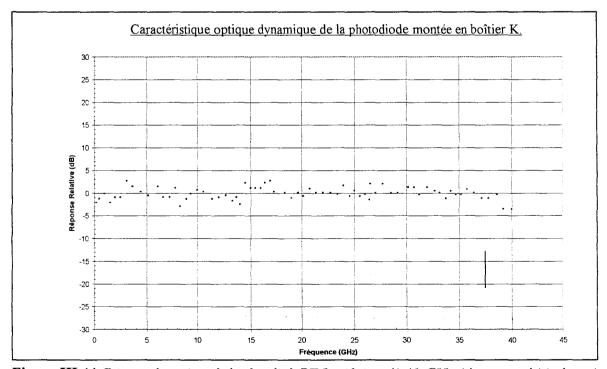


Figure III.44: Réponse dynamique de la photodiode PIN-guide jusqu'à 40 GHz (obtenue par hétérodynage)

Cette caractéristique confirme tous les espoirs que nous avons placé dans cette structure, et montre que la photodiode PIN-guide réalisée, ainsi montée en boîtier muni d'un connecteur K, présente une réponse relative très "plate" jusqu'à 40 GHz.

# 5-Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons montré l'intérêt d'une structure guidante pour les applications hyperfréquences de la photodiode PIN. Après avoir conçu les masques, nous avons soulevé l'ensemble des verrous technologiques qui sont:

- la réalisation des contacts ohmiques de type p et n,
- le développement des solutions de gravure des matériaux GaInAs, GaInAsP et InP,
- la réalisation d'un pont à polyimide pour une structure fortement non planaire et très épaisse.

Le procédé de fabrication mis au point est relativement simple et tient compte des contraintes que pourraient rencontrer les industriels lors de la production des ces derniers. La principale difficulté rencontrée avant clivage est liée à la non planéité du composant. Cette particularité est gênante au niveau du plaquage lors des étapes de photolithographie, des gravures et de la reprise des contacts pour le second niveau d'interconnexions.

Ceci dit, le clivage des composants est la plus grosse difficulté qui caractérise ce genre de composant de type guide d'ondes. En effet, l'amincissement, l'amorçage, la propagation de la fissure, puis la manipulation et la mise en boîtier des échantillons, sont des étapes très délicates et très capricieuses. C'est à ce niveau que se concentreront les prochains efforts pour améliorer la technologie.

La caractérisation du composant nous a donné entière satisfaction. La topologie originale, inspirée de la technologie abordée par K. Kato [20,21,22], nous a permis de diminuer considérablement la résistance d'accès de notre composant en effectuant la reprise du contact de type p (électrode supérieure) de manière latérale. Celle-ci est tombée à l'unité tandis que la topologie liant le contact inférieur de type n à la masse présente une résistance d'accès d'une dizaine d'ohms, d'après la réalisation portée en référence [7]. En contrepartie, nous observons une très légère augmentation de la capacité parasite due au pont à polyimide.

Nous disposons dorénavant au laboratoire d'une photodiode large bande à réponse élevée aux longueurs d'ondes couramment utilisées dans les systèmes de télécommunication optiques:

- $0.70 \text{ A/W} \text{ à } \lambda = 1.55 \text{ } \mu\text{m}$
- 0,61 A/W à  $\lambda$ =1,3 µm.

Cette photodiode présente une fréquence de coupure supérieure à 40GHz d'après les mesures obtenues avec un boîtier muni d'un connecteur K, et nous l'espérons, pouvant atteindre aisément 60 GHz d'après les mesures effectuées sous pointes.

Cette première réalisation fut livrée dans les délais fixés par le contrat "Transmanche Telecom" et répond aux exigences fixées pour le contrôle optique indirect d'oscillateurs hyperfréquences. D'autre part, la réalisation de la photodiode PIN-guide constitue une base très riche d'enseignements, pour la suite de notre travail. En effet, l'épitaxie du futur phototransistor est rigoureusement identique d'un point de vue matériaux, aux dopages près; il dispose de la même structure guidante. Ces enseignements sont à la fois technologiques, et très instructifs sur le potentiel de photodétection de cette structure. La réalisation du phototransistor-guide fait précisément l'objet de notre prochain chapitre.

# Références.

#### 1. S. Aboulhouda,

"Contribution à l'étude de photodétecteurs rapides – application aux photorécepteurs résonnants microondes,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 30 Mai 1990.

## 2. J.P. Gouy,

"Etude comparative de la photodiode PIN, de la photodiode à avalanche et du photoconducteur sur matériaux III-V,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 5 juillet 1989.

### 3. K.Kato, S. Hata, K. Kawano, A. Kozen,

"Design of ultrawide-band, high-sensitivity p-i-n photodetectors," *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E76-C, n°2, February 1993.

# 4. J. Van de Casteele,

"Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 2 octobre 1996.

# 5. J.Van de Casteele, J.Harari, J.P. Vilcot, D.Decoster,

"Modeling of waveguide PIN photodetectors for millimeter wave applications,"

Europto proceedings, Fiber Optic Network Components, Vol. 2449, 20-22 Mars 1995.

## 6. J.P. Vilcot, M.Fendler, F.Jorge, V.Magnin, J.Barette, S.Maricot and D.Decoster,

"Radio Over Fiber Telecommunication Systems: The Key Optoelectronic Devices For The Receiver,"

SOTAPOCS XXIX, Boston, Massachusetts, 1-6 Novembre 1998

# 7. J.C. Renaud, F. Deborgies, Y. Combemale, R. Blondeau, J.P. Duchemin,

"High efficiency-high speed (60GHz) InGaAsP multimode waveguide photodetectors," SPIE, Vol. 2999, pp.170-171

## 8. L.F. Thompson, C.G. Willson, and M.J. Bowden,

"Introduction to microlithography,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 2 octobre 1996.

# 9. I.Cayrefourcq,

"Conception et fabrication de matrices de commutation optique en vue de la réalisation de modules de synthèse de retards temporels,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 2 octobre 1996.

#### 10. P. Van Daele,

"Plasma processing for III-V Optoelectronic materials,"

Comoptes, Course on technology of III-V Optoelectronic devices, University of Lille, 23-27 Nov. 1992

## 11.A. Katz,

"Indium phosphide and related materials, processing, technology and devices," *Artech House*, 1992.

#### 12. S.M. Sze,

"Semiconductor Devices,"

Wiley, 1985

# 13.R. Tyburg,

"Wet chemical etching of III-V materials,"

Comoptec, Course on technology of III-V Optoelectronic devices, University of Lille, 23-27 Nov. 1992

### 14. P.Chevalier,

"Conception et réalisation de transistors à effet de champ de la filière AlInAs/GaInAs sur substrat InP. Application à l'amplification faible bruit en ondes millimétriques,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 13 Novembre 1998.

# 15. G.C. DeSalvo, W.F. Tseng, and J. Comas,

"Etch Rates and Selectivities of Citric Acid / Hydrogen Peroxide on GaAs, Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>As,

 $In_{0.2}Ga_{0.8}As, In_{0.53}Ga_{0.47}As, In_{0.57}Al_{0.48}As, and InP"$ 

J. Electrochem. Soc, Vol. 139, No. 3, March 1992

#### 16. S. Adachi,

"Chemical Etching of InP and InGaAsP / InP,"

J. Electrochem. Soc, Solid State Science and Technology, March 1982

## 17. M.Zaknoune, O.Schuler, F.mollot, D.Théron et Y.Crosnier,

"Nonselective wet chemical etching of GaAs and AlGaInP for device applications" J. Vac. Sci. Technol. B 16(1), Jan/Feb 1998, pp. 223-226.

#### 18.G.Dambrine,

"Caractérisation des transistors à effet de champ: mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 3 Mars 1989.

# 19. L.Noel, D.Marcenac, et D.Wake,

"Optical millimetre-wave generation technique with high efficiency, purity and stability," Electronics letters, 10<sup>th</sup> October 1996, Vol.32, No.21, pp.1997-1998.

# 20.K.Kato, S. Hata, K.Kawano, J.Yoshida, A.Kozen,

"A high efficiency 50GHz InGaAs multimode waveguide photodetector," IEEE J. of Quantum Elect., Vol.28, No.12, pp. 2728, 1992.

# 21. K.Kato, A.Kozen, Y.Muramoto, Y.Itaya,

"110GHz, 50%-Efficiency Mushroom-mesa waveguide p-i-n photodiode for a 1,55 $\mu$ m wavelength,"

IEEE Photonics Technology Letters, Vol.6, No. 6, pp.719-721, June 1994.

# 22.K.Kato, S.Hata, A. Kozen et J.Yoshida,

"High-efficiency waveguide InGaAs PIN photodiode with bandwidth of greater than 40GHz," Tech. Dig. OFC'91, paper ThO-4, 1991

Chapitre 4.

Phototransistor bipolaire à hétérojonction sur substrat InP semi-isolant.

Chapitre 4.

# Phototransistor bipolaire à hétérojonction sur substrat InP semi-isolant.

Le sujet du présent chapitre est la réalisation d'un phototransistor bipolaire à hétérojonction de type guide d'ondes sur substrat InP semi-isolant, s'inspirant des photodiodes PIN-guide combinant réponse élevée et rapidité. En effet, celui-ci devra comme la photodiode PIN répondre aux exigences de l'application visée, c'est-à-dire le contrôle optique direct d'oscillateurs hyperfréquences. En l'occurrence, il doit présenter une réponse à l'éclairement élevée à hautes fréquences et un comportement en bruit 1/f intéressant. Nous débuterons ce chapitre par une présentation théorique du composant et un rapide état de l'art. La présentation théorique du phototransistor sera illustrée par des résultats de simulation obtenus par V. Magnin [1]. Une partie de sa thèse menée dans l'équipe a été consacrée à la modélisation de ce composant. Les résultats des simulations qui ont permis d'aboutir à une épitaxie optimisée pour le phototransistor seront donnés dans un deuxième temps. La suite du chapitre aura un schéma classique, c'est-à-dire, la conception, la réalisation et la caractérisation du phototransistor possédant la structure ainsi définie.

# 1- Présentation théorique.

Il a été démontré expérimentalement que le phototransistor à hétérojonction est un composant multi-fonctions [2]. Il réunit à la fois les propriétés de photodétecteur, d'amplificateur de courant et de mélangeur [3]. C'est aussi un transistor dont on peut faire varier les caractéristiques et c'est donc un excellent candidat pour le contrôle optique d'oscillateurs ou d'amplificateurs. Enfin, de par nature, sa structure est entièrement compatible avec la microélectronique à base de transistors bipolaires à hétérojonction. On peut donc envisager ainsi la fabrication de circuits intégrés monolithiques optoélectroniques qui rassembleraient les fonctions du phototransistor proprement dit et de la microélectronique associée.

Du point de vue photodétection, Suematsu [4] a montré qu'un HBT (Transistor Bipolaire à Hétérojonction) éclairé, monté en émetteur commun, a un meilleur rapport signal sur bruit à 10 GHz que la combinaison PIN-FET. Associé à un circuit résonant accordable, le phototransistor devient un photorécepteur dont la fréquence peut être accordée et qui peut être utilisé dans un système avec multiplexage par sous-porteuse microonde. Cela a été démontré dans une large bande de fréquence en adaptant les paramètres du circuit de résonance [5]. En ce qui concerne les performances dynamiques, le fait que les HBT à base d'InP aient atteint en 1995 des fréquences  $f_t$  et  $f_{max}$  supérieures à 200 GHz, laisse présager des résultats très intéressants pour les HPT (Photo-Transistor bipolaire à Hétérojonction).

Du point de vue technologique, TRW a mis récemment en place la première chaîne de production de circuits intégrés monolithiques microondes (MMIC) intégrant des HBT et des HEMT sur InP. Les épitaxies sont réalisées sur substrat trois pouces et restent compatibles avec les photodiodes PIN tant utilisées dans le domaine des télécommunications. Ceci montre que la technologie des HBT, si délicate, arrive à maturité [6].

Toutes ces raisons font du phototransistor bipolaire à hétérojonction un candidat intéressant dans le domaine de l'optoélectronique, et aussi de l'opto-hyperfréquence. C'est ce qui nous a poussé à envisager une étude sur ce type de composant à base d'InP.

# 1.1-Fonctionnement de base du HPT.

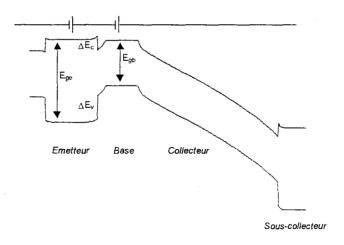


Figure IV.1: Structure de bande schématique d'un HBT.

Le HPT étant un HBT dont la structure a été spécialement optimisée pour être éclairée, le fonctionnement du phototransistor est très proche de celui du HBT. En tous cas, sa structure est composée d'une couche émetteur dopée n+, d'une couche dopée p++ constituant la base, et d'une ou plusieurs couches de type n constituant le collecteur. L'émetteur et le sous-collecteur sont faits d'un

semiconducteur de largeur de bande interdite  $E_g$  plus élevée que la base et le collecteur (figure IV.1). Sur substrat InP, émetteur et sous-collecteur sont généralement en InP, alors que base et collecteur sont en GaInAs ou même en quaternaire GaInAsP.

Typiquement, on retrouve les principaux problèmes propres aux HBT, c'est à dire :

- la nécessité d'une base et d'un collecteur fins pour diminuer le temps de transit des porteurs, et ainsi améliorer les performances dynamiques,
- la contrainte de diminuer la surface du transistor de façon à limiter l'influence des capacités parasites (notamment la capacité base-collecteur),
- la nécessité de fortement doper la base pour limiter la résistance d'accès,
- l'effet Kirk, qui consiste en un affaissement du champ électrique de collecteur lorsque la densité de courant et donc la densité d'électrons libres augmentent dans le composant,
- l'effet d'avalanche en extrémité de collecteur, qui peut conduire au claquage du phototransistor,
- l'influence déterminante des recombinaisons de différents types dans la base, qui limitent le gain.

Toutes ces caractéristiques, ici envisagées sommairement, sont bien connues [7] (voir le schéma des différents courants à l'intérieur d'un HBT en figure IV.2). C'est pourquoi nous allons nous attarder sur ce qui fait la spécificité du HPT. En fait son comportement dépend de la façon dont il est éclairé, et aussi de la façon dont il est polarisé (en base flottante ou non).

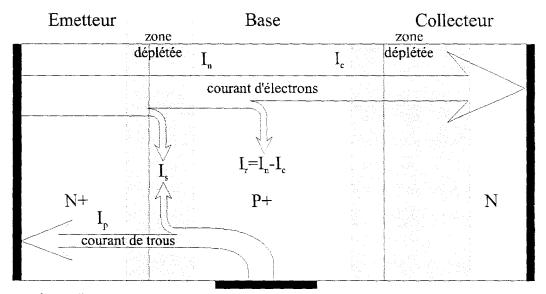


Figure IV.2: Représentation schématique des différents courants dans un HBT.  $I_p$  est le courant de trous de la base vers l'émetteur,  $I_n$  est le courant d'électrons de l'émetteur vers la base,  $I_s$  est le courant de recombinaisons à l'interface émetteur-base,  $I_R$  est le courant de recombinaisons dans la base et  $I_s$  est le courant de collecteur.

En ce qui concerne l'éclairement, les différentes configurations possibles sont :

- l'éclairement par le dessus, que ce soit
  - entre plot d'émetteur et plot de base
  - à travers une fenêtre d'émetteur ou une électrode d'émetteur transparente [8]
  - à travers une base optique [9]
- l'éclairement par le dessous
- l'éclairement par couplage évanescent [10]
- l'éclairement par la tranche.

Les configurations par le dessus sont présentées dans la figure IV.3 :

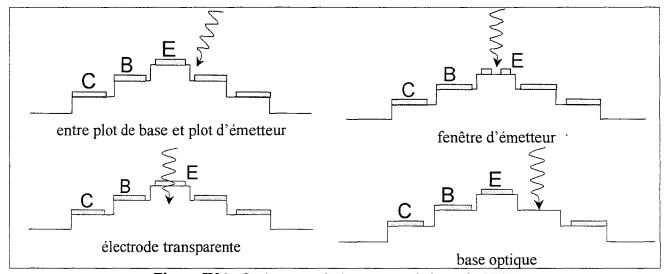


Figure IV.3: Configurations d'éclairement par le dessus des HPT.

Etant données les épaisseurs faibles des couches absorbantes (typiquement base < 1000 Å et collecteur < 5000 Å) les configurations par le dessus et le dessous présentent un rendement quantique relativement faible (la proportion de lumière absorbée est faible), ce qui nuit à l'efficacité de conversion optique-électrique du phototransistor, comme pour une photodiode rapide. Le couplage évanescent et le couplage par la tranche sont proches en ce sens qu'ils permettent d'absorber une grande partie de la lumière incidente injectée sur le côté de la couche absorbante. Parmi ces deux configurations, la dernière correspond bien aux exigences actuelles de report faible coût des composants optoélectroniques, et c'est pourquoi elle nous a plus particulièrement intéressés.

En ce qui concerne maintenant le mode de polarisation du phototransistor, nous devons revenir sur le principe de fonctionnement du composant. Quand on éclaire le phototransistor, un photocourant primaire  $I_{pb}$  apparaît : il est dû à la photogénération de paires électron-trou dans la base et le collecteur. Les électrons générés dans le collecteur dérivent vers le sous-collecteur (figure IV.4 a et b) et participent donc au courant de collecteur  $I_c$ . Les trous dérivent vers la base et participent à la polarisation de la base [11].

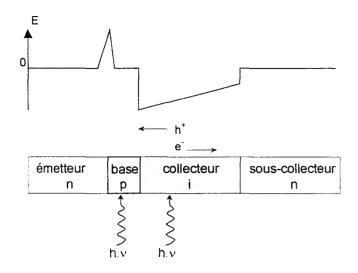


Figure IV.4a: Schéma de principe du HPT. L'absorption a lieu dans la zone colorée. Le champ électrique sépare les électrons et les trous.

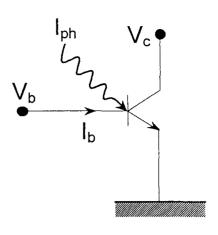


Figure IV.4b: Le signal optique agit comme un courant de base supplémentaire.

La base contrôle le flot de porteurs thermiques de l'émetteur vers le collecteur [12], il en résulte que le courant d'émetteur dépend de façon exponentielle de la barrière de potentiel émetteur-base. Le comportement du composant dépend de la configuration de la base : flottante ou polarisée. Dans le premier cas, les trous s'accumulent dans la base et provoquent un abaissement de la barrière de potentiel émetteur-base. L'accumulation est limitée principalement par les recombinaisons dans la base. Dans le second cas, ces trous participent au courant de base. Si la base est polarisée en tension, le courant de base augmente et la barrière reste fixe. Le phototransistor présente alors un gain de conversion optique-électrique proche de l'unité. Si la base est polarisée en courant, les trous excédentaires provoquent une diminution de la barrière émetteur-base. Dans ces conditions, la barrière émetteur-base est modulée par le signal optique et le gain dépend du circuit externe.

A titre d'exemple, les figures IV.5a et IV.5b montrent la distribution de potentiel électrostatique dans un HPT dont la base de 1000 Å et le collecteur de 4000 Å sont en GaInAs. Il s'agit en fait du composant développé par J. Van De Casteele[13] à l'IEMN et dont la structure sera détaillée plus tard. La base du phototransistor est directement connectée à un générateur de courant alors que le collecteur l'est à un générateur de tension. Le montage est en émetteur commun.

La figure IV.6a montre l'évolution du potentiel sans éclairement lorsqu'on augmente le courant de base, alors que la figure IV.6b montre cette évolution à  $I_b$  constant lorsqu'on applique différentes puissances lumineuses. L'ensemble du dispositif étant à tension collecteur-émetteur  $(V_a)$  constante, ceci montre bien l'effet de la lumière, qui est sensiblement équivalent à un courant de base supplémentaire.

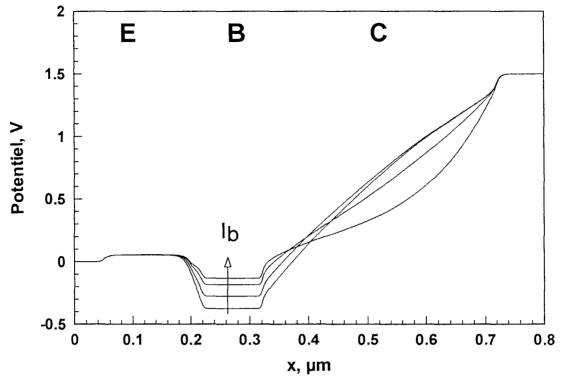


Figure IV.5a: Potentiel électrostatique pour différents courants de base  $I_b=1$ , 10, 100 et 400  $\mu$ A. On voit que la hauteur de barrière émetteur-base diminue quand le courant de base augmente.  $V_{ce}=1,5~V,~P_{opt}=0mW.$ 

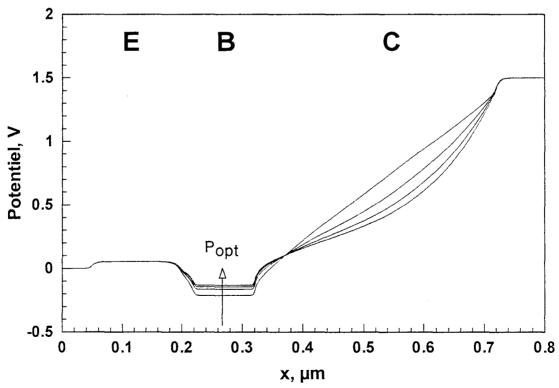


Figure IV.5b: Potentiel électrostatique dans un 3T-HPT pour différentes puissances optiques (0, 3, 6 et 9 mW, fibre clivée).  $V_{ce}=1.5\ V$ ,  $I_b=50\ \mu A$ ,  $\lambda=1.55\ \mu m$ .

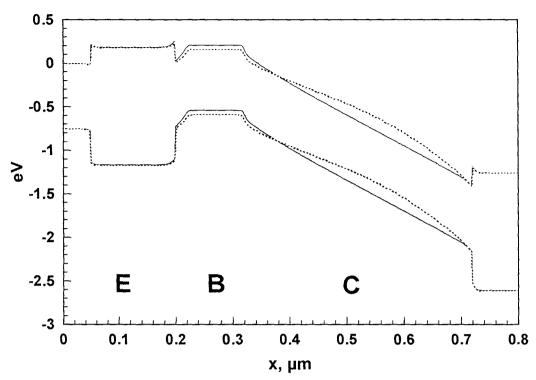


Figure IV.6a: Structure de bande dans un 3T-HPT, avec  $P_{opt}=3$  mW (pointillés) ou sans éclairement (lignes).  $I_b=50$   $\mu A$ ,  $V_{ce}=1,5$  V,  $\lambda=1,55$   $\mu m$ .

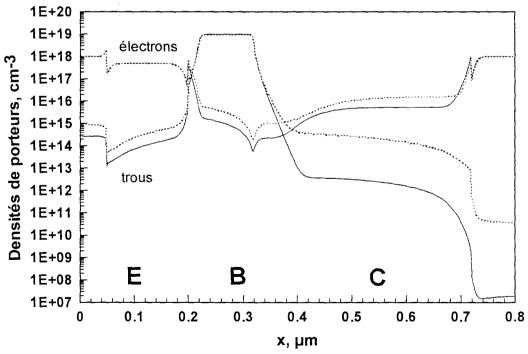


Figure IV.6b: Densités de porteurs dans un 3T-HPT, avec  $P_{opt}$ =3 mW (pointillés) ou sans éclairement (lignes).  $I_b$ =50  $\mu$ A,  $V_{ce}$ =1,55  $\nu$ ,  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m.

La modification de la structure de bande du même composant, avec ou sans lumière, présentée figures IV.6 a et b, va dans le même sens. La modification des densités de porteurs libres due à l'éclairement figure IV.6b fait bien apparaître :

- l'excès d'électrons libres dans la base, avec le gradient de cette densité qui donne lieu à un transport rapide par diffusion,
- l'excès d'électrons libres dans le collecteur, principalement dû au courant  $I_c$ ,
- l'excès de trous dans le collecteur, lié à la photogénération de paires électrons-trous dans cette couche.

L'excès de trous dans l'émetteur est dû à la polarisation directe de la jonction base-émetteur, elle-même liée à l'éclairement.

Voilà comment on retrouve dans le phototransistor à hétérojonction les comportements propres au HBT, même si le moyen de commande est différent. En témoignent les figures IV.7 a et b qui montrent l'apparition de l'effet Kirk, toujours dans la même structure que celle étudiée précédemment, avec l'affaissement typique du champ électrique dans le collecteur côté base et sa remontée en bout de composant, remontée qui va favoriser l'ionisation par choc.

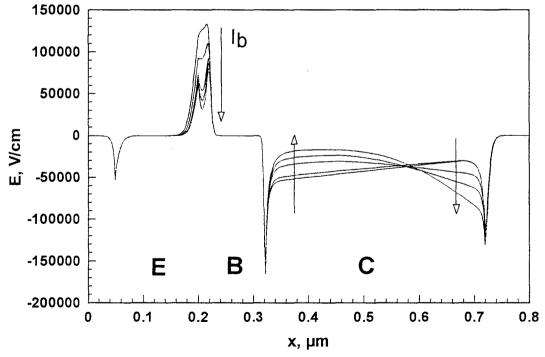


Figure IV.7a: Carte de champ pour différents courants de base (1, 10, 100, 200 et 400  $\mu$ A).  $V_{ce}=1.5~V,~P_{opt}=0~mW.$ 

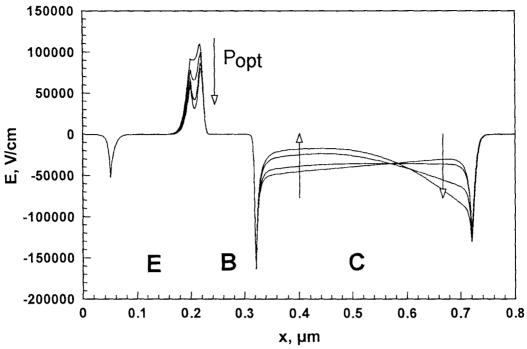


Figure IV.7b: Carte de champ pour différentes puissances optiques (0, 1, 5 et 10 mW).  $V_{cc}=1.5 \text{ V}, I_b=10 \mu A, \lambda=1.55 \mu m.$ 

# 1.2-Etat de l'art.

En 1980, Campbell et al.[14] ont réalisé les premiers HPT InP/GaInAs pour la détection aux grandes longueurs d'ondes. Ces composants étaient éclairés par le dessous. La théorie suggérait que les performances des HPT dans les systèmes de communication optiques pouvaient dépasser celles des récepteurs PIN-FET [11]. Les premiers HPT étaient à deux terminaisons, c'est-à-dire sans contact de base. Fritzsche et al. [15] ont ensuite montré que l'ajout d'un contact de base permettait d'améliorer la réponse fréquentielle du composant, en extrayant les trous excédentaires de la base. Mais c'est avec Chandrasekhar et al. [16] que les HPT hyperfréquences vont prendre leur essor : dans une étude approfondie, ces auteurs montrent les avantages des 3T sur les 2T et annoncent un produit gain-bande passante de 10 GHz.

Après les années 80, on s'est attaché à réduire les dimensions des composants, qui par effet capacitif limitaient leurs performances dynamiques. Les épaisseurs de la base et du collecteur ont été réduites afin de diminuer les temps de transit. La structure épitaxiale des HPT a suivi celle des HBT, avec un temps de retard. On remarquera ainsi que la base a typiquement une épaisseur d'à peu près 1000 Å avec un dopage de 10<sup>19</sup> atomes/cm³, alors que dans les HBT récents l'épaisseur de base est généralement inférieure à 500 Å avec un dopage de 2.10<sup>19</sup> atomes/cm³ à 10<sup>20</sup> atomes/cm³ [17,18]. Cette réduction de l'épaisseur de base permet d'augmenter le gain du HPT. Elle s'accompagne d'une augmentation du

dopage destinée à maintenir une résistance d'accès de base raisonnable. L'épaisseur de collecteur des HPT est typiquement de 3000 à 5000 Å.

Mais cette réduction conjointe des dimensions géométriques et des épaisseurs de couche a fini par être limitée: pour avoir un bon rendement quantique, les épaisseurs de couches absorbantes doivent être suffisantes et le composant doit conserver une taille comparable au diamètre du faisceau optique. L'étude des HBT éclairés mettait en évidence ce problème [19, 20]. Il était donc nécessaire de concevoir une nouvelle géométrie. S'inspirant des photodiodes PIN-guide combinant rendement quantique élevé et rapidité, Wake et al. [21] ont donc réalisé en 1993 les premiers HPT éclairés par la tranche. On remarquera que bien qu'étant à deux terminaisons, ces composants présentaient des  $f_t$  optiques supérieures à ceux de tous les 3T-HPT précédents. Van De Casteele [13] a alors réalisé les premiers 3T-HPT éclairés par la tranche afin d'atteindre des performances encore supérieures. On a en particulier démontré les possibilités de mélange optique-optique et optique-électrique de tels composants [13,22]. Plus récemment, Prakash et al. [23] ont mis au point le premier HPT à ondes progressives couplé par

ondes évanescentes à un guide polyimide. Un tel composant permet de s'affranchir des problèmes de capacité et d'obtenir un bon rendement quantique. Le f, optique est de 20 GHz.

Les enjeux actuels de la recherche sont d'atteindre des f, optiques supérieures à 60 GHz et concernent en particulier les HPT à ondes progressives (Université de Californie) et les HPT éclairés par la tranche (IEMN). Pour préciser notre état de l'art, nous avons collecté dans le tableau IV.8 de la page suivante les caractéristiques des principaux HPT déjà fabriqués, avec notamment, les matériaux constituant la structure épitaxiale, l'épaisseur et le dopage de base, l'épaisseur de collecteur, la surface du composant, le type d'éclairement et la longueur d'onde, le  $f_t$  et le  $f_{max}$  le  $f_t$  en optique et le rendement quantique lorsqu'ils ont été mesurés. Toutes ces informations ont été placées chronologiquement pour qu'on puisse se faire une idée de l'évolution du composant.

En ce qui concerne maintenant l'influence de la structure du composant, nous présentons au niveau de la figure IV.9 la fréquence de transition d'un certain nombre de HBT reportés dans la littérature, en fonction de leur épaisseur de collecteur. Ceci montre bien les évolutions de structure épitaxiale et les performances dynamiques obtenues pour ce type de transistor, en réduisant l'épaisseur de collecteur. Cette courbe provient de Chau et al. [24]. Dans le même ordre d'idée, nous avons tracé figure IV.10 la fréquence de transition des principaux HPT reportés, en fonction de leur surface, ce qui permet de lier les performances dynamiques de ces phototransistors à leur taille. Ceci dit, la nécessité de bien éclairer un composant pour obtenir une conversion optique-électrique efficace impose de ne pas trop diminuer sa taille afin d'absorber l'intégralité du faisceau optique issu de la fibre.

Référence	Laboratoire	Туре	Matériaux	W <sub>b</sub> (Å)	Dopage base (cm <sup>-3</sup> )	W <sub>c</sub> (Å)	Surface (µm²)	Eclairement	λ (μm)	f <sub>t</sub> (GHz)	f <sub>max</sub> (GHz)	f <sub>t</sub> optique (GHz)	η <sub>ext</sub>
[Campbell, 1980,[14]]	Bell Laboratories	2T-HPT	InP/InGaAs				7850	Dessous					
[Fritzsche, 1981,[15]]	Bundespost	3T-HPT	InP/InGaAs	2000 à 6000	Zn, 1e18	30000	90 x 120	Fenêtre d'émetteur	1,15			1,5 (impulsion)	70%
[Aina, 1991,[25]]	Allied-Signal Aerospace Company	2T-HPT	InP/InGaAs/GaAs/Si	2000	1e19		88 x 113		1,3	-	-	4,4 (impulsion)	
[Chandrasekhar, 1991,[16]]	AT&T Laboratories	3T-HPT	InP/InGaAs	2000	7e17	10000	12 x 12	Dessous	1,3	16		10	35%
[Carruthers, 1991,[19]]	Naval research laboratory	HBT éclairé	InP/InGaAs	1000	1e19	2900	80	Eclairage entre plots Objectif microscope	0,62 et 1,53			15 (impulsion)	
[Li, 1993,[26]]	University of Michigan	HPT	AlGaAs/GaAs multipuits guantiques	1000	1e19	5700	92	Fenêtre émetteur	0,853	20	6	12 (impulsion)	
[Suematsu, 1993,[4]]	ATR	HBT éclairé	GaAs/AlGaAs				2 x 3 x 20	Eclairage entre plots Objectif microscope	0,83	30		>20	31%
[Wake, 1993,[21]]	BT Laboratories	2T-HPT guide d'ondes	InP/InGaAs	1000	Zn, 1e19	4000	5 x 10	Fibre lentillée	1,48	-	-	>30	50%
[Fukano, 1994,[27]]	NTT Opto- electronics Laboratories	3T-HPT	InP/InGaAs	1000	graduel 2e19⇒2e18	3000	3 x 3	Dessous, réflexion sur électrode d'émetteur	1,3 et 1,55	128 HBT r		22 et 14	37% et 21%
[Ha, 1995,[28]]	KAIST, Corée	2T-HPT	GaInP/GaAs	800	graduel 1e19⇒1e18	5000	1260	Fenêtre d'émetteur	0,827	-	-	1,7	
[Kamitsuna, 1995,[5]]	NTT	HPT	AlGaAs/GaAs				2 x 10	Dessus	0,83	44	40	14	
[Gonzalez, 1996,[29]]	CNET	3T-HPT	InP/InGaAs	1000	C, 2e19	5000	70	Fenêtre d'émetteur	1,55	35 HBT n		>20	11%
[Van de Casteele, thèse 1996,[13]]	IEMN	2T-HPT guide d'ondes	InP/InGaAs	1000	Be, 1e19	4000	6 x 12	Eclairage latéral Fibre lentillée	1,3	-	-	25	43%
[Van de Casteele, thèse 1996,[13]]	IEMN	3T-HPT guide d'ondes	InP/InGaAs	1000	Be, 1e19	4000	4 x 8	Eclairage latéral Fibre lentillée	1,3	20		40	43%
[Gonzalez, 1997,[30]]	CNET	3T-HPT	InP/InGaAs	600	C, 2e19	5000	70	Fenêtre d'émetteur	1,55	58	20	33	16%
[Prakash, 1997,[23]]	University of California	HPT à ondes progressives	AlinAs/InGaAs	600	2,6e19	7000	20 x 2000	Couplage évanescent par guide polymère	1,3	-	-	20	50%
[Thuret, 1999,[9]]	OPTO+	3T-HPT	InP/InGaAs				4 x 3,5	Fenêtre d'émetteur	1,55	80	-	56	35%

Tableau IV.8: Etat de l'art des HPT hyperfréquences (ordre chronologique).

Remarques:

 $W_b$  désigne l'épaisseur de la base, et  $W_c$  l'épaisseur du collecteur.

La surface indiquée est celle de la jonction émetteur-base.

Le  $f_t$  optique est dans certains cas déterminé indirectement à l'aide d'une réponse impulsionnelle.

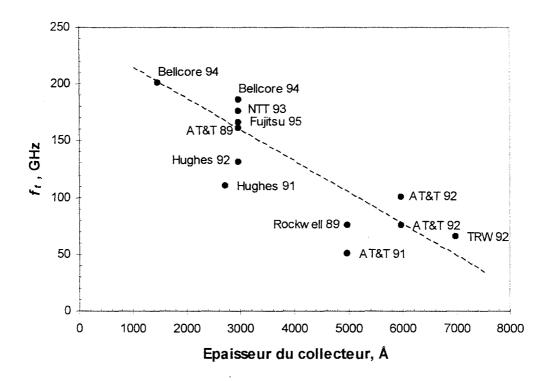


Figure IV.9: Fréquence de gain en courant unité en fonction de l'épaisseur du collecteur. Etat de l'art des HBT InP d'après Chau et al. [21] (1996).

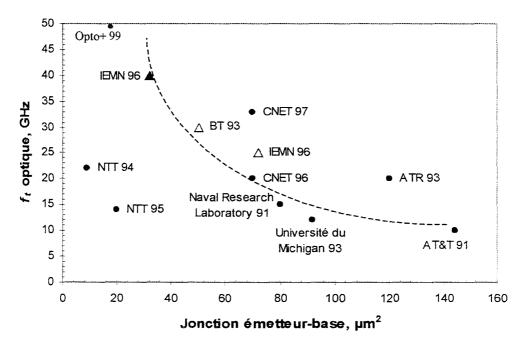


Figure IV.10: f, optique en fonction de la surface S de la jonction émetteurbase, d'après notre état de l'art des HPT hyperfréquences. Les marques pleines correspondent aux 3T et les creuses aux 2T. Les HPT à guide d'ondes sont indiqués par des triangles. La courbe en pointillés est en 1/S.

# 1.3-Optimisation de l'épitaxie.

# 1.3.1-Optimisation des performances optiques.

Le mode d'acheminement de la lumière au niveau du composant est un facteur important de réussite dans ce domaine. N.Chennafi [31] a étudié l'influence du type d'éclairement (latéral, par le dessus et par le dessous), sur la réponse optique du phototransistor grâce au simulateur physique Atlas. Il a été démontré que comparé à la réponse en fréquence électrique du phototransistor, l'éclairement latéral est celui qui se rapproche le plus de la fréquence de transition du composant comme le montre la figure IV.11.

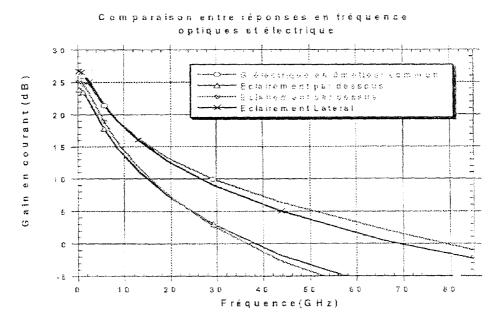


Figure IV.11: Comparaison de la réponse dynamique d'un phototransistor en fonction du mode d'éclairement [317.

D'un point de vue préliminaire, remarquons qu'un HPT rapide possède typiquement un émetteur de faible surface, ceci afin de diminuer la capacité base-collecteur; à titre d'exemple, la surface du composant présenté par Oka [17] est de 1,5 x 8 µm². Or, du point de vue optique, nous avons besoin d'un guide optique, donc d'un émetteur d'au moins 3 µm de large si nous voulons récupérer la quasi-totalité du faisceau optique. De plus, plus le collecteur est fin, plus la distance nécessaire pour absorber la totalité du faisceau entrant latéralement est longue. Cette distance dépasse 10 µm pour une épaisseur d'absorbant inférieure à 2000 Å. On voit bien que comme les photodiodes PIN-guide ultra rapides, il va y avoir un compromis à trouver entre les

performances optiques et les performances électriques des HPT. Du point de vue optique, il s'agit d'absorber la plus grande part possible d'énergie optique incidente, c'est-à-dire de maximiser le rendement quantique. Du point de vue électrique, il s'agit d'obtenir des structures montant haut en fréquence.

L'épitaxie de référence, point de départ de l'optimisation de V. Magnin [1], est une structure bien connue dans l'équipe sur laquelle avait travaillé J. Van De Casteele [13] en 1996 à l'IEMN, inspirée du premier HPT-2T de D.Wake [21]. Celle-ci se distingue par la séquence suivante:

Couche	Matériau	Dopage / Type (at/cm³)	Epaisseur (nm)		
Contact	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$5.10^{18} / n+$	50		
Emetteur	InP	$5.10^{17} / n+$	150		
Espaceur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	5.10 <sup>15</sup> / n-	20		
Base	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$10^{19} / p++$	100		
Collecteur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	5.10 <sup>15</sup> / n-	400		
Sous-collecteur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$2.10^{18} / n+$	500		
Substrat	InP	SI	400 µm		

Tableau IV.12: Epitaxie de référence des simulations menées pour optimiser l'épitaxie du phototransistor-guide.

Le rendement quantique de ce composant n'excède pas 20% à  $\lambda$ =1,55 $\mu$ m avec une fibre lentillée.

La première idée qui vient est d'améliorer le couplage optique du composant avec une fibre lentillée sans modifier la structure épitaxiale de la zone active (on considère que la zone effectivement active part du début de la zone désertée côté émetteur jusqu'au bout du collecteur). On a donc la possibilité d'ajouter une couche de quaternaire dopée n+, soit au-dessus dans l'émetteur, soit au-dessous comme sous-collecteur, de façon à réaliser un guide optique plus épais et, comme pour les photodiodes PIN-guide, dont le mode serait mieux adapté à celui de la fibre.

L'hétérojonction émetteur-base devant garder ses caractéristiques électriques ( $\Delta E_r$  et  $\Delta E_r$  notamment), il faut conserver une couche d'InP directement contre la base en GaInAs. Il est donc préférable d'éviter l'insertion à cet endroit d'une couche de quaternaire. Par contre, l'ajout d'un sous-collecteur en quaternaire ne modifie en rien le fonctionnement électrique du composant. C'est donc cette dernière solution que nous avons retenue. A titre d'exemple, et pour bien montrer l'intérêt d'une telle couche de confinement, il a été modélisé l'effet d'une couche de quaternaire ( $\lambda_c$ =1,15 µm) placée sous le collecteur en GaInAs de la structure 3T de l'IEMN décrite précédemment. Les figures IV.13 a et b montrent bien comment se comporte le faisceau

lumineux injecté dans le composant. Une grande partie de ce faisceau autrefois perdue dans le substrat est progressivement couplée dans le quaternaire puis réinjectée dans le ternaire et absorbée.

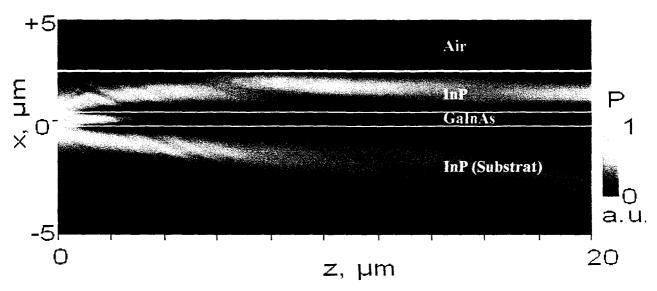


Figure IV.13a: Propagation de la lumière sans couche de confinement (BPM-2D). La lumière ( $\lambda$ =1,3  $\mu$ m) est injectée sur la gauche avec une fibre lentillée, au centre du guide. La structure est celle du 3T-HPT fabriqué à l'IEMN [1].

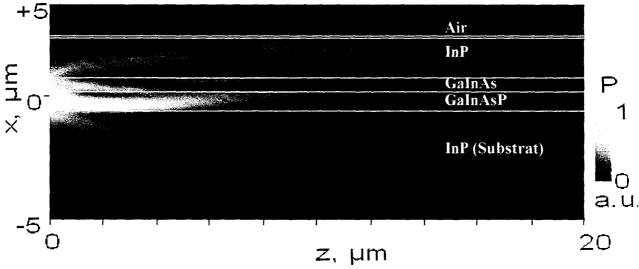


Figure IV.13b: Effet de la couche de confinement (0,7  $\mu$ m d'épaisseur). La lumière ( $\lambda$ =1,3  $\mu$ m) est injectée sur la gauche avec une fibre lentillée. Le quaternaire rabat la lumière vers le cœur [1].

Une modélisation en trois dimensions de la distribution de lumière dans le phototransistor après 4 µm de propagation figure IV.14 montre bien :

- les parties du faisceau optique qui partent dans l'air autour du ruban de la structure,
- les parties du faisceau optique qui restent confinées dans l'émetteur,

• ce qui part dans le substrat ou reste confiné près de la zone active par le quaternaire.

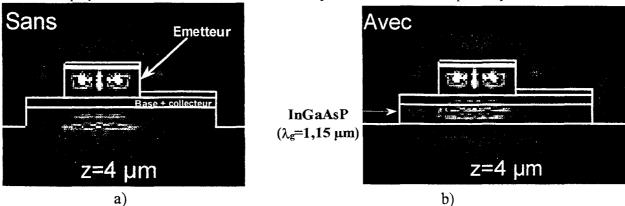


Figure IV.14: Influence d'une couche de confinement en quaternaire (0,7  $\mu$ m d'épaisseur) sur la propagation de la lumière (BPM-3D). Puissance optique à une profondeur de 4  $\mu$ m dans le guide d'ondes. [1].

La figure IV.15 montre comment l'effet de cette couche dépend de son épaisseur et de la longueur d'onde. Pour notre structure, il a été déterminé une valeur optimale de  $0,7 \,\mu m$  à  $\lambda=1,55 \,\mu m$  et de  $0,5 \,\mu m$  à  $\lambda=1,3 \,\mu m$ . La modélisation prédit alors à  $\lambda=1,55 \,\mu m$  un rendement quantique externe de 21 % avec une fibre clivée et de 63 % avec une fibre lentillée (contre 13 % et 43 % sans couche de quaternaire), pour un composant de 8  $\mu m$  de long.

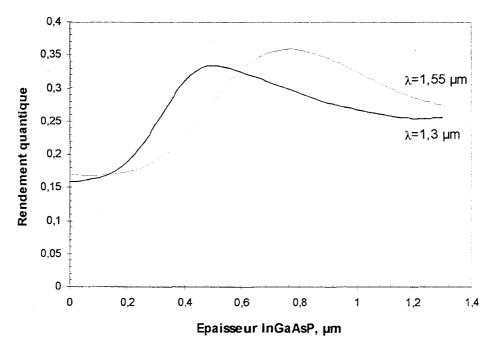


Figure IV.15: Rendement quantique interne du phototransistor en fonction de l'épaisseur de la couche de confinement en quaternaire (fibre clivée, longueur de composant: 20 µm) [1].

Ces rendements sont obtenus en se plaçant dans un cas idéal, c'est-à-dire avec une taille de tâche optique en sortie de fibre de 2  $\mu$ m de diamètre pour une fibre lentillée et 8,5  $\mu$ m de diamètre pour une fibre clivée. On remarquera qu'on peut obtenir un rendement meilleur à  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m qu'à

 $\lambda$ =1,3 µm bien que les coefficients d'absorption soit respectivement de 7000 cm<sup>-1</sup> contre 11000 cm<sup>-1</sup>. Ce qui montre bien l'effet que peut avoir le quaternaire. Remarquons que cette couche étant dopée n+, la modélisation a montré que son insertion n'entraîne pas de dégradation significative des caractéristiques dynamiques du HPT.

# 1.3.2-Optimisation des performances électriques.

Par voie de conséquence, le dopage étant fixé, la modélisation montre que le  $f_t$  optique augmente quand l'épaisseur de base diminue (figure IV.16). Des résultats similaires ont récemment été publiés [32]. Une base plus fine implique une probabilité plus faible de recombinaison des électrons dans la zone p+. Le gain optique est donc augmenté et le produit gain-bande passante est amélioré.

La résistance de base est d'après Kroemer [33] ce qui a toujours été le principal goulet d'étranglement dans la conception des transistors bipolaires; il est nécessaire d'avoir une faible résistance de base pour pouvoir monter haut en fréquence. Du point de vue technologique, une base de HBT plus fine implique un dopage plus élevé pour maintenir la résistance d'accès aussi basse que possible. Mais si on utilise le HPT en tant que photodétecteur ou mélangeur optique-optique, il semble possible de laisser inchangé le niveau de dopage puisque le courant traversant l'électrode de base est constant. Pour les applications nécessitant l'application d'un signal microonde sur la base du 3T-HPT, la résistance d'accès doit être minimisée.

La résistance de base comporte trois composantes [34] :

- 1. La résistance de base intrinsèque qui peut être diminuée en augmentant le dopage. Mais celui-ci est limité par plusieurs facteurs : la durée de vie des électrons doit rester supérieure au temps de transit dans la base, la solubilité du dopant est limitée, la diffusion du dopant entraîne une diminution de l'efficacité d'injection, et les dopages élevés peuvent poser des problèmes technologiques relatifs à l'utilisation du bâti d'épitaxie.
- 2. La résistance de base extrinsèque qui peut être diminuée d'une part par un procédé auto-aligné et d'autre part par épitaxie sélective (avec un dopage plus élevé).
- 3. La résistance du contact ohmique. Pour diminuer cette dernière, il est nécessaire d'optimiser le contact ohmique de la base. Notons que le dopant utilisé actuellement au laboratoire est le béryllium. Mais il serait préférable d'utiliser le carbone car il présente un taux d'incorporation élevé et un très faible coefficient de diffusion ; il ne nécessite donc pas le rajout d'un espaceur [35, 36].

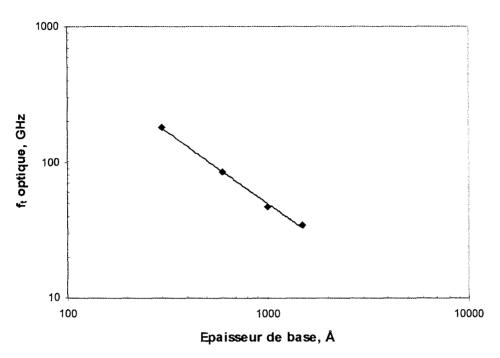


Figure IV.16: Modélisation de l'influence de l'épaisseur de base sur le  $f_t$  optique. Le dopage est fixé ( $10^{19}$  atomes/cm<sup>3</sup>).  $P_{opt} = 1,7$  mW,  $\lambda = 1,55$   $\mu$ m,  $I_b = 400 \ \mu$ A,  $V_{ce} = 1,5$  V.

Tout ceci montre qu'il est plus favorable de diminuer l'épaisseur de base (jusqu'à 600 Å), même si cela exige de la doper au carbone à un niveau supérieur à 10<sup>19</sup> atomes/cm<sup>-3</sup>. Il faut alors préciser que le dépôt du plot de base doit être fait en technologie auto-alignée sur l'émetteur, et que les contacts ohmiques de type p sur GaInAs doivent avoir une résistance de contact très faible. Tout ceci n'est pas une mince affaire!

# 2- Conception du phototransistor.

# 2.1- Epitaxie.

L'épitaxie du phototransistor est identique à celle de la photodiode PIN-guide développée au chapitre précédent aux dopages près, donc d'un point de vue guide d'ondes, et correspond à l'optimisation présentée précédemment. Celle-ci est donnée au tableau IV.17.

On retrouve au niveau de cette épitaxie l'enchaînement des dopages n, p, et n des couches d'émetteur, de base et de sous-collecteur constituant le phototransistor. Sur le substrat InP semi-isolant, nous faisons tout d'abord croître un "buffer" qui permet d'absorber les défauts cristallins

présents à la surface du substrat, et d'effectuer la croissance des couches ultérieures dans de bonnes conditions.

Couche	Matériau	Dopage / Type (at/cm³)	Epaisseur (nm)	
Contact	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$1.10^{19} / n++$	100	
Emetteur	InP	5.10 <sup>17</sup> / n+	150	
Espaceur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	nid	50	
Base	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$2.10^{19} / p++$	100	
Collecteur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	nid	400	
Espaceur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$3.10^{18} / n+$	10	
Sous-collecteur	GaInAsP <sub>1.15</sub>	$3.10^{18} / n+$	700	
Buffer	InP	-	100	
Substrat	InP	SI	400 μm	

Tableau IV.17: Epitaxie du phototransistor-guide à réaliser.

Le sous-collecteur de type n est obtenu par la croissance de l'alliage quaternaire GaInAsP adapté en maille sur InP, dont la composition correspond à une longueur d'onde de coupure de 1,15 μm. La zone constituant le cœur du guide, est réalisée en GaInAs à teneur en gallium de 47%. Au niveau de cette couche, 400 nm sont consacrés au collecteur et sont non intentionnellement dopés, tandis que 100 nm sont consacrés à la base et sont très fortement dopés p++ à hauteur de 2.10<sup>19</sup> atomes/cm³ au béryllium (dopage maximum disponible avec notre bâti d'épitaxie par jets moléculaires). Cette croissance a été effectuée au laboratoire par messieurs C. Coinon et F.Mollot.

# 2.2- Topologie du composant.

Rappelons ici qu'un HPT rapide possède typiquement un émetteur de faible surface, ceci afin de diminuer la capacité base-collecteur, et que l'obtention d'une résistance extrinsèque de base faible nécessite une technologie auto-alignée pour la réalisation de cette dernière.

Comme le montre la vue en coupe présentée figure IV.18, ce composant est fortement non planaire, et la structure présente un double mesa.

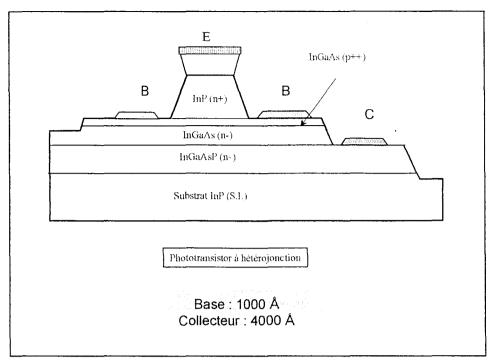


Figure IV.18: Coupe schématique du phototransistor-guide.

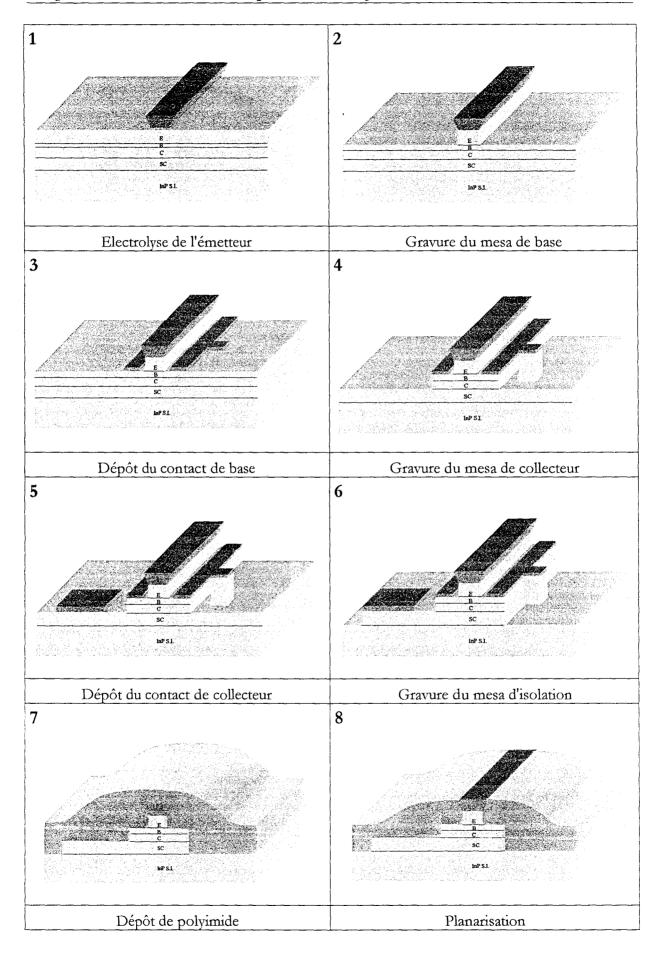
# 2.3- Définition des étapes technologiques.

Afin d'éviter toute redondance, nous n'évoquerons plus en détail toutes les techniques de fabrication exploitées en salle blanche pour la réalisation des composants; le lecteur se reportera au chapitre consacré à la photodiode PIN-guide s'il désire des informations détaillées sur ces techniques.

# 2.3.1- Schéma de réalisation.

Le fil conducteur qui nous à guidé tout au long du procédé de fabrication du phototransistor est présenté dans le tableau IV.19. Sa réalisation complète nécessite l'accomplissement de dix étapes technologiques, avant l'amincissement et le clivage. Toujours dans un souci de simplicité, comme pour le fil conducteur de la photodiode PIN-guide, nous avons vulgarisé l'épitaxie à une succession de couches caractérisant l'émetteur, la base, le collecteur, le sous-collecteur, et le substrat semi-isolant.

Chapitre 4 Phototransistor bipolaire à hétérojonction sur substrat InP semi-isolant



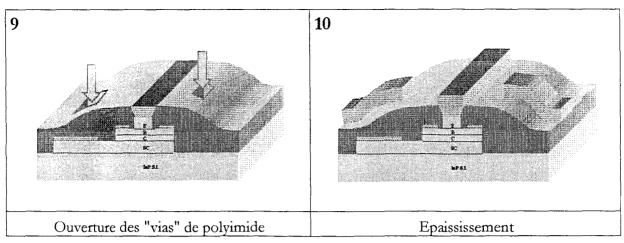


Tableau IV.19: Succession d'étapes technologiques menant à la réalisation du phototransistor-guide.

# 2.3.2- Définition des masques.

Huit étapes de lithographie sont nécessaires pour réaliser le phototransistor dont sept en lithographie optique et une en lithographie électronique. Ces niveaux sont conçus à partir du logiciel commercial WaveMaker et réalisés à l'IEMN. La cellule élémentaire est une matrice composée de deux familles de composants:

- des composants "non clivables" (HBT)
- des composants "clivables" (HPT)

Le phototransistor, destiné à être clivé, présente trois électrodes (émetteur, base et collecteur), toutes situées géographiquement du même côté; il est donc délicat de tester ce genre de composant sur plaque et sous pointes en deux ports. C'est pour cette raison qu'il a été conçu des HBT montés en émetteur commun, directement testables sous pointes, mais dont la topologie ne les destine pas à être clivés. Ces deux familles de composants sont réitérées pour différentes tailles d'émetteur. Nous disposons ainsi de composants dont les émetteurs font 3 et 4 µm de large, pour 15, 20 et 30 µm de long avant clivage. Bien entendu, comme pour les photodiodes PIN-guide, les dimensions intermédiaires seront précisées lors de la description détaillée de la technologie de fabrication du phototransistor.

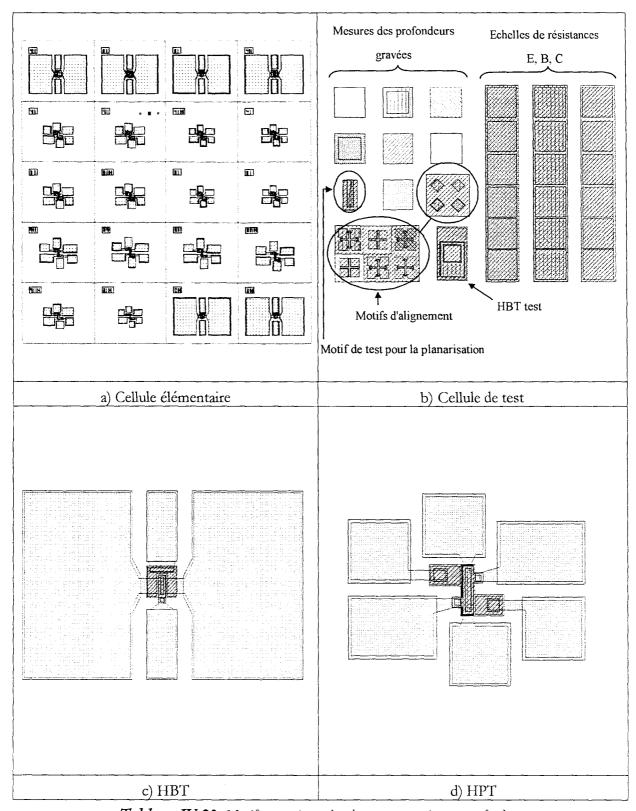


Tableau IV.20: Motifs reportés sur la plaquette tous niveaux confondus.

Le tableau précédent présente la cellule élémentaire (figure IV.20a), les deux types de composants (figures IV.20c et IV.20d), ainsi que les motifs d'alignement et les éléments de test (figure IV.20b). La cellule de test, dispose de motifs d'alignement ainsi que d'éléments utiles en cours de réalisation. On y remarque des échelles de résistances permettant de caractériser les résistances de

contact des différentes électrodes: émetteur, base et collecteur. Des plots carrés utiles à la mesure d'épaisseurs pour les différents niveaux de technologie consacrés à des gravures ont également été introduits. La fonction du motif désigné comme "motif de test pour la planarisation" sera expliquée lors de l'étape consacrée à la planarisation. Enfin, nous disposons également d'un transistor test permettant d'évaluer la qualité de nos jonctions et du transistor en cours de fabrication.

# 2.3.3- Verrous technologiques.

Comme sous-entendu dans le précédent chapitre consacré à la photodiode PIN-guide, le phototransistor partage des verrous communs, notamment en ce qui concerne les étapes de gravure. Enfin, nous continuerons de travailler avec la même philosophie que lors du développement technologique de la photodiode PIN-guide, c'est-à-dire, dans le souci de raccourcir la distance qui sépare prototype et composant produit à grande échelle.

# Electrodéposition du contact ohmique d'émetteur (étape 1):

Le choix du dépôt du contact d'émetteur par voie électrochimique a été guidé par la nécessité de déposer le futur contact de base de manière auto-alignée. Une autre solution aurait consisté à déposer le contact d'émetteur par évaporation sous vide, et de légèrement sous-graver celui-ci lors de l'attaque du mésa de base par voie humide. Cette solution présente cependant le désavantage d'être cristallo-dépendante, et n'aurait pû être exploitée que selon une seule direction. Le dépôt électrolytique quant à lui, permet d'obtenir une électrode en forme de trapèze inversé, car la croissance suit le profil de la résine. Ce procédé n'est pas cristallo-dépendant et permet un auto-alignement complet de la base sur l'émetteur. De plus, cette technique de dépôt permet de faire croître des épaisseurs relativement importantes (jusqu'à quelques micromètres), et ce, de manière beaucoup moins onéreuse que par évaporation sous vide. La figure IV.21 illustre bien tout l'intérêt de cette technique de dépôt [37].

Nous allons donc réaliser le contact d'émetteur par électrodéposition d'or sur la couche dite de contact, en GaInAs fortement dopée n++ à hauteur de  $1.10^{19}$  atomes/cm<sup>3</sup>. Cette technique originale au sein de notre équipe, a nécessité une petite étude que nous présentons ici.

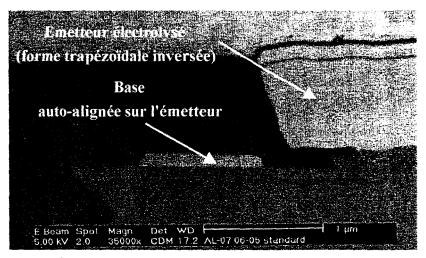


Figure IV.21: Auto-alignement sur plot électrodéposé [37].

#### α) Electrodéposition de l'or [38].

Lorsqu'un courant traverse un électrolyte (solution d'acides, de bases, de sels, ou de bases et de sels fondus), son passage s'accompagne de l'apparition aux électrodes de produits chimiques. Au cours de l'électrolyse, l'énergie électrique est transformée en énergie chimique: la réaction d'oxydoréduction a lieu dans le sens inverse du processus spontané. La pièce à plaquer recueillant le métal (recombinaisons anions + électrons), est placée à la cathode au potentiel le plus bas. Le bain utilisé, de marque Sel-Rex, est un électrolyte neutre permettant d'obtenir un dépôt très pur (>99,9%) aux excellentes caractéristiques de soudabilité, et de porosité. La formule du bain comporte notamment:

- de l'or (sous forme d'aurocyanure de potassium KAu(CN)<sub>2</sub>),
- des sels conducteurs,
- un affineur de grain,
- de l'eau désionisée.

Le pH de la solution est compris idéalement entre 6 et 8 et l'anode est une grille de platine.

Le dépôt électrolytique se fait à partir de germes qui naissent en certains points de la cathode. Assez souvent, ces germes sont peu nombreux et vont se développer perpendiculairement à la surface de la cathode, à cause des filets de courant qui se dirigent préférentiellement vers eux car la distance anode - cathode est plus courte. Les cristaux ont la forme de dendrites. Cependant nous désirons un dépôt compact microcristallin, et donc il faut que les germes se multiplient à la surface de la cathode, en évitant le développement préférentiel de quelques dendrites. C'est une question de composition de l'électrolyte, mais aussi de densité de courant, de température et d'agitation du bain. Lors de l'électrodéposition du métal en courant continu, nous ne pouvons

jouer que sur un paramètre électrique: la densité de courant, ou le potentiel de la cathode, reliés de manière univoque en régime stationnaire.

# β) Electrodéposition par courant pulsé [39].

L'électrodéposition en régime électrique modulé fourni des paramètres supplémentaires: forme, fréquence, amplitude du signal, etc..., qui en principe, rendent le procédé plus versatile. Plaçons nous dans le cas du mode pulsé simple, qui correspond à l'imposition d'un courant cathodique Ic pendant un temps Tc, et un circuit ouvert pendant un temps To, ce qui constitue une pause à courant nul. On conçoit que cette pause pendant laquelle le circuit est ouvert, permet la relaxation des phénomènes hors équilibre apparus lors du passage du courant. Ce sont notamment les variations de concentration à l'interface du fait d'un transport de matière lent par rapport aux phénomènes électrochimiques:

- appauvrissement de la solution interfaciale en espèces électroactives,
- variation locale de pH,
- apparition d'une réaction parasite comme le dégagement d'hydrogène,
- modifications structurales du dépôt.

Le régime pulsé permet de limiter les surépaisseurs dues au resserrement des lignes de courant sur certaines parties. On obtient également une meilleure qualité cristalline du dépôt. Le faible appauvrissement interfacial en espèces métalliques diminue la tendance à la croissance dendritique. Un exemple issu de la référence [39] (figure IV.22), montre bien la différence de morphologie entre un dépôt électrolytique de palladium en régime continu et en régime pulsé.

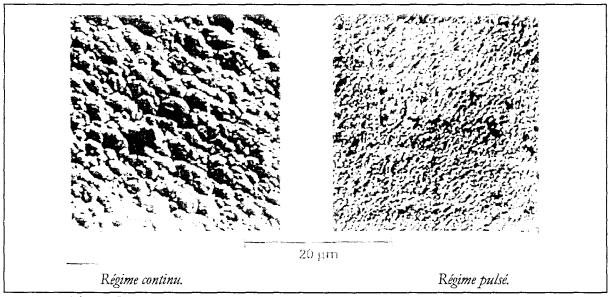


Figure IV.22: Croissance électrolytique de palladium sous deux régimes différents [39].

Outre ces modifications structurales et morphologiques, on observe une nette amélioration des propriétés fonctionnelles du dépôt, découlant naturellement des améliorations précédemment citées. Il s'agit notamment des propriétés mécaniques comme la cohésion, l'accrochage, ainsi que des propriétés électriques dont la conductivité et la résistance de contact.

Le schéma figure IV.23 décrit la réalisation du dépôt.

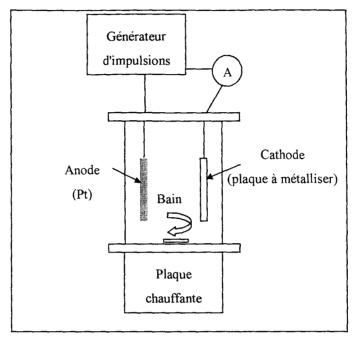


Figure IV.23: Description schématique d'une électrolyse en régime pulsé.

Nous avons effectué plusieurs essais afin de saisir l'intérêt dans notre cas du régime pulsé. Nous avons également étudié le niveau de dopage nécessaire à la réalisation d'un bon contact ohmique pour l'émetteur. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau IV.24:

Dépôt	Mode	Matériau / Dopage /(at/cm³)	Rc (Ω.mm)	
Electrolyse Au 7500 Å	Continu	GaInAs / 8.10 <sup>18</sup> (n+)	0,08	
Electrolyse Au 7500 Å	Continu	GaInAs / 1.10 <sup>19</sup> (n+)	0,05	
Electrolyse Au 7500 Å	Pulsé: Répétition: 100 μs Durée: 10 μs	GaInAs / 1.10 <sup>19</sup> (n++)	0,025	

Tableau IV.24: Compte rendu des essais d'électrolyse.

Ces résultats montrent que l'électrolyse sera d'autant meilleure que la couche de GaInAs sera fortement dopée. Le fait marquant ici, est la nette amélioration de la résistance de contact grâce

au régime pulsé. Celle-ci est diminuée de moitié par rapport à une électrodéposition en régime continu. Remarquons également que ce contact ohmique ne nécessite aucun recuit.

# Contacts ohmiques de base et de collecteur (étapes 3 et 5):

Pour ces deux contacts ohmiques, nous reviendrons à la technologie classique de dépôt, en l'occurrence l'évaporation sous vide.

Afin d'obtenir une résistance de base aussi faible que possible, verrou clé en ce qui concerne les performances dynamiques de notre composant en fonctionnement transistor, nous avons demandé le niveau de dopage maximum pour la base. Le dopant de type p utilisé pour le GaInAs est le béryllium, et ce dernier nous a permis de doper la base à hauteur de 2.10<sup>19</sup> atomes/cm³. Sachant que notre base est fine (100 nm), et ne voulant pas risquer une diffusion excessive de béryllium dans les couches environnantes, nous avons préféré opter pour un contact non allié, ne nécessitant pas de recuit. L'alliage sélectionné à partir de références bibliographiques, est formé par la séquence Ti/Pt/Au (200/400/4000 Å). Nous avons mesuré alors des résistances de contact de base de 0,15 Ω.mm en moyenne, ce qui est 50% de plus que les données bibliographiques qui se situent aux alentours de 0,10 Ω.mm [40], mais avec un dopage plus élevé que le nôtre.

Le contact de collecteur est pris quant à lui sur une couche de GaInAsP fortement dopée n+ à 3.10<sup>18</sup> atomes/cm<sup>3</sup>. Nous emploierons ici le même contact que celui développé pour la photodiode PIN-guide, c'est-à-dire la séquence Ni/Ge/Au/Ni/Au (150/195/390/500/4000 Å), suivi d'un recuit flash de 20 secondes à 310 °C. Rappelons que ce contact mène à une résistance de 0,01 Ω.mm.

#### Gravures des mesas de base, de collecteur et d'isolation (étapes 2, 4 et 6) [41, 42, 43]:

La structure du phototransistor est rigoureusement identique à celle de la photodiode PIN-guide d'un point de vue matériaux et nous emploierons donc les mêmes solutions de gravure que celles mises au point pour la photodiode. Cependant, leurs sélections correspondent à des exigences propres à la technologie du phototransistor.

La gravure du mesa de base nécessite l'attaque des matériaux GaInAs et InP. Ceux-ci seront gravés respectivement par une solution à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène, et par une solution à base d'acide orthophosphorique et d'acide chlorhydrique. L'intérêt de ces dernières est qu'elles n'occasionnent pas de sous-gravure exagérée du mesa qui ne fait que 3 µm de large. Toutes les caractéristiques de ces solutions ont été présentées au chapitre concernant les verrous technologiques de la photodiode PIN-guide. Nous invitons donc le lecteur à s'y reporter.

Les photographies figure IV.25 montrent le profil d'attaque de 500 Å de GaInAs et d'une partie du substrat en InP. Les temps d'attaque ont volontairement été exagérés afin de bien faire ressortir les profils. La gravure est réalisée à travers un plot électrolysé d'une largeur de 3 µm.

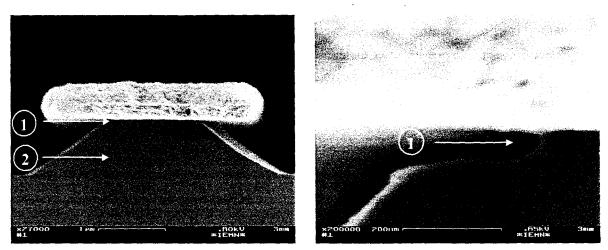


Figure IV.25: Profils de gravure du GaInAs et de l'InP selon le plan de clivage (-1,1,0)

(1): Attaque du GaInAs. (2): Attaque de l'InP

Le plan de clivage choisi (-110) est le plus intéressant car il est le seul à présenter une certaine directionnalité de la gravure. On visualise bien sur cette photographie la concavité à l'approche de l'InP pour l'attaque du GaInAs (1), et le profil sortant à 35° de l'InP (2). Bien entendu cette directionnalité de l'attaque sur InP n'est pas dommageable pour notre procédé de fabrication puisque l'épaisseur d'InP à graver est faible (150 nm). Ceci dit, la tolérance pour un tel écartement de la verticale est moins grande que pour la photodiode PIN, sachant qu'ici la base est auto-alignée sur l'émetteur; mais comme ce dernier présente une allure en forme de trapèze inversé, nous disposons quand même d'une petite marge de sécurité. Un avantage de la gravure humide est qu'elle n'endommage pas les matériaux concernés, contrairement à une attaque sèche de type RIE; mais le principal attrait de cette technique pour nous est la sélectivité. En effet, il est impératif lors de la gravure du mesa de base, de s'arrêter exactement sur la base. L'attaque de l'InP par une solution à base d'acide orthophosphorique et d'acide chlorhydrique est sélective sur GaInAs, et permet donc de s'arrêter exactement sur celle-ci.

Il en est de même pour la réalisation du mesa de collecteur. La solution à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène permettant de graver le GaInAs constituant la base et le collecteur, est sélective par rapport au GaInAsP. Ainsi, il sera possible de s'arrêter exactement sur la couche de sous-sollecteur.

La gravure du mesa d'isolation est quant à elle un cas particulier. En effet, pour la réalisation du précédent mesa de collecteur, les flancs du mesa de base étaient protégés par un masque de résine qui avait pour but de protéger la jonction émetteur-base pendant cette attaque. Ici, un masque de résine protége également la jonction base-collecteur, mais il nous a semblé intéressant de légèrement sous-graver le plot déporté à coté de la base qui permet la reprise de ce dernier par les

plots d'épaississement, pour diminuer la capacité base-collecteur extrinsèque. Cela suppose donc de prolonger le temps de gravure du mesa d'isolation. Malheureusement, rares sont les solutions qui gravent le GaInAsP et qui sont sélectives sur GaInAs et InP, alors que ces derniers sont exposés sous le plot de déportation. La plupart des solutions envisagées ont un rapport de sélectivité qui est fortement en notre défaveur, c'est-à-dire que la vitesse d'attaque du GaInAsP est beaucoup plus faible que pour les matériaux précédemment mentionnés. Pour ne citer que cet exemple, la solution acide sulfurique/peroxyde d'hydrogène/eau désionisée dans les proportions en volumes 1/1/1 à température ambiante et sans agitation, grave le GaInAsP avec une vitesse de 1900 Å/mn alors que le GaInAs est attaqué à 13530 Å/min. Le temps de gravure nécessaire pour attaquer 7000 Å de GaInAsP est suffisant pour que le phototransistor soit entièrement sous-gravé par les plots de base déportés, et qu'il disparaisse. C'est pourquoi, il a été développé à l'IEMN en collaboration avec M. Zaknoune [43], une solution à base d'acide iodique, d'acide chlorhydrique et d'eau désionisée, qui dans les proportions en volumes 1/1/30, est non sélective par rapport au GaInAs, au GaInAsP et à l'InP, mais qui grave chacun de ces matériaux avec une cinétique équivalente de 1000 Å/mn. Le profil de gravure, qui peut être visualisé sur les photographies présentées au chapitre 2, se caractérise par un effet de tranchée, particulièrement utile pour la réalisation de notre mesa d'isolation.

# 3- Réalisation du phototransistor.

Nous décrirons, comme nous l'avons déjà fait dans le chapitre précédent, l'ensemble du procédé de fabrication du phototransistor-guide. L'épitaxie est réalisée par F. Mollot et C. Coinon par jets moléculaires (MBE: Molecular Beam Epitaxy).

Couche	Matériau	Dopage / Type (at/cm³)	Epaisseur (nm)
Contact	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$1.10^{19} / n++$	100
Emetteur	InP	5.10 <sup>17</sup> / n+	150
Espaceur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	nid	50
Base	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	2.10 <sup>19</sup> / p++	100
Collecteur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	nid	400
Espaceur	Ga <sub>47</sub> In <sub>53</sub> As	$3.10^{18} / n+$	10
Sous-collecteur	GaInAsP <sub>1.15</sub>	$3.10^{18} / n+$	700
Buffer	InP	-	100
Substrat	InP	SI	400 μm

Tableau IV.26: Epitaxie du phototransistor-guide.

# 3.1-Electrodéposition du contact d'émetteur.

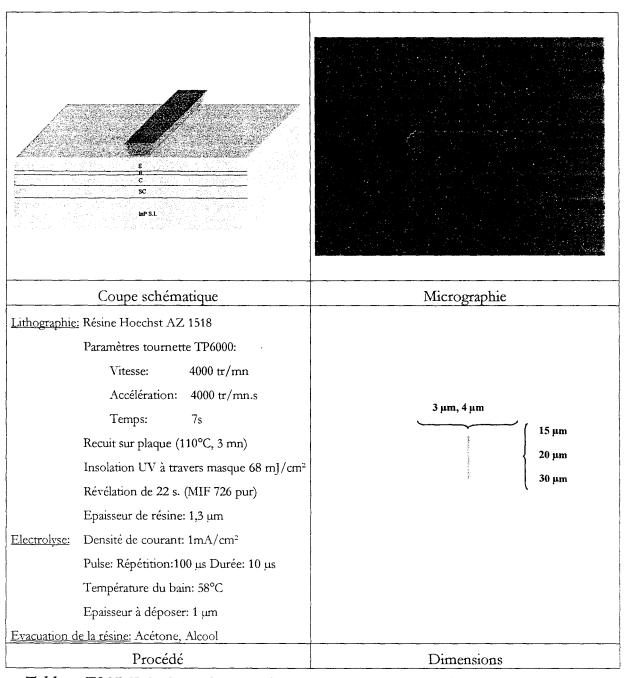


Tableau IV.27: Technologie et description des étapes associées au dépôt électrolytique du contact d'émetteur.

Nous effectuons ici un dépôt électrolytique d'or pur en courant pulsé afin de réaliser le contact ohmique d'émetteur. Il est important de réaliser le dépôt sur une plaque parfaitement propre et désoxydée pour que la cohésion et l'accrochage du métal soient bons. Le traitement de surface est ici un facteur primordial de réussite. D'autre part, il est conseillé de réaliser le dépôt avec une densité de courant et une température de bain modérées afin d'éviter tout décollement de résine et donc risquer de s'exposer à une croissance d'or sous cette dernière. Les émetteurs ainsi réalisés

sont rectangulaires avec un profil donné par la croissance qui se fait selon celui de la résine déposée. L'objectif est d'atteindre des épaisseurs de dépôt d'environ 1 µm d'or.

### 3.2-Gravure du mesa de base.

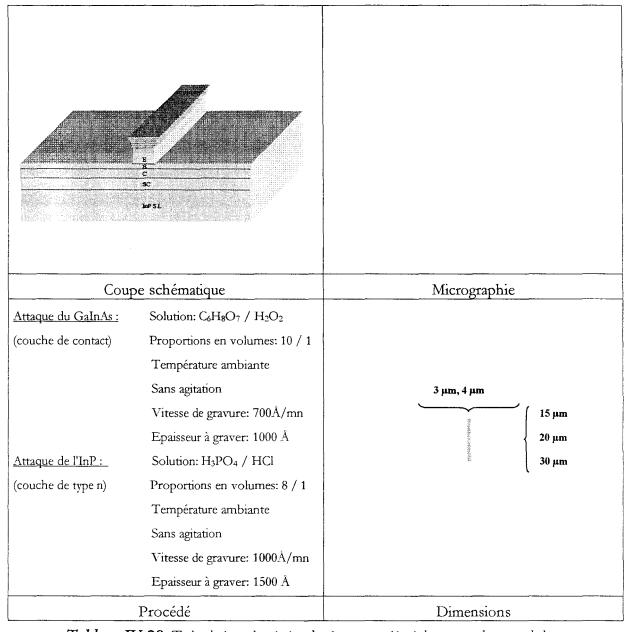


Tableau IV.28: Technologie et description des étapes associées à la gravure du mesa de base.

Cette gravure se fait à travers le masque métallique que constitue le contact d'émetteur précédemment électrodéposé. Le premier matériau à graver est le GaInAs de la couche de contact. Celui-ci est gravé à partir d'une solution à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène dans les proportions en volumes 10 / 1. Sans agitation et à température ambiante,

elle grave le matériau avec une vitesse de 700 Å/mn. Cette solution permet d'obtenir un profil d'attaque quasi-vertical quelle que soit la direction cristallographique sans aucune sous-gravure et s'arrête sur l'InP. L'InP, quant à lui, est attaqué par une solution d'acide orthophosphorique et d'acide chlorhydrique dans les proportions en volumes 8/1 avec une vitesse de 1000 Å/mn, sans agitation et à température ambiante. Cette dernière n'occasionne également aucune sous-gravure. Elle est très sélective par rapport au GaInAs et permet de s'arrêter exactement sur la base.

# 3.3-Réalisation du contact ohmique de base.

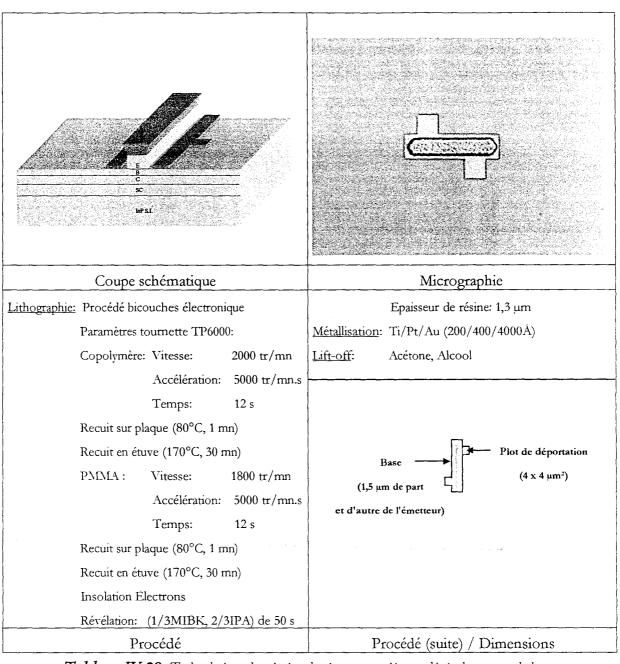


Tableau IV.29: Technologie et description des étapes associées au dépôt du contact de base.

La base de notre phototransistor est auto-alignée sur le contact d'émetteur. Le profil que l'on pourrait qualifier en "casquette" du contact d'émetteur permet de le faire directement sur celui-ci; ainsi la distance émetteur — base sera courte et la résistance extrinsèque de base sera faible. L'évaporation sous vide du contact non allié Ti/Pt/Au permet d'obtenir un contact ohmique aux caractéristiques acceptables sur du GaInAs dopé p++ à hauteur de 2.10<sup>19</sup> atomes/cm³. Le plot de base déporté est un carré de 4 µm de côté; le but étant de diminuer ici la capacité base-collecteur, c'est le minimum envisageable pour nous car il aurait été difficile d'aligner les pattes des futurs plots d'épaississements sur des carrés de plus petite taille avec l'aligneur dont nous disposons. La lithographie électronique est ici nécessaire vu les dimensions mises en jeu. Une séparation de 1,5 µm de part et d'autre du contact d'émetteur pour la base ne peut être réalisée avec une bonne définition par lithographie optique, avec le système par contact dont nous disposons. La photographie prise au MEB, figure IV.30, en fin de réalisation de la zone où s'est effectué l'auto-alignement permet de bien visualiser la forme en trapèze inversé du contact d'émetteur, ainsi que le contact de base entourant ce dernier.

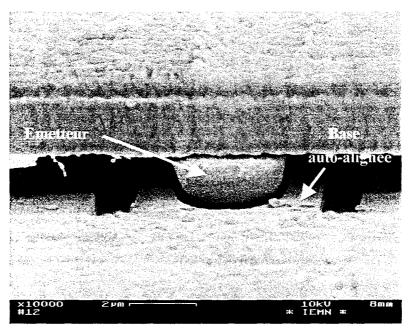


Figure IV.30: Auto-alignement de la base du phototransistor sur l'émetteur vu au MEB.

### 3.4-Gravure du mesa de collecteur.

La gravure du mesa de collecteur consiste en l'attaque des 5000 Å de GaInAs qui constituent la base et le collecteur du phototransistor. Comme pour le mesa de base, nous

#### Chapitre 4 Phototransistor bipolaire à hétérojonction sur substrat InP semi-isolant

utilisons la solution à base d'acide citrique et de peroxyde d'hydrogène. La jonction émetteur – base est protégée par un masque de résine. Cette solution est sélective par rapport au GaInAsP et s'arrête donc sur la couche de sous-collecteur.

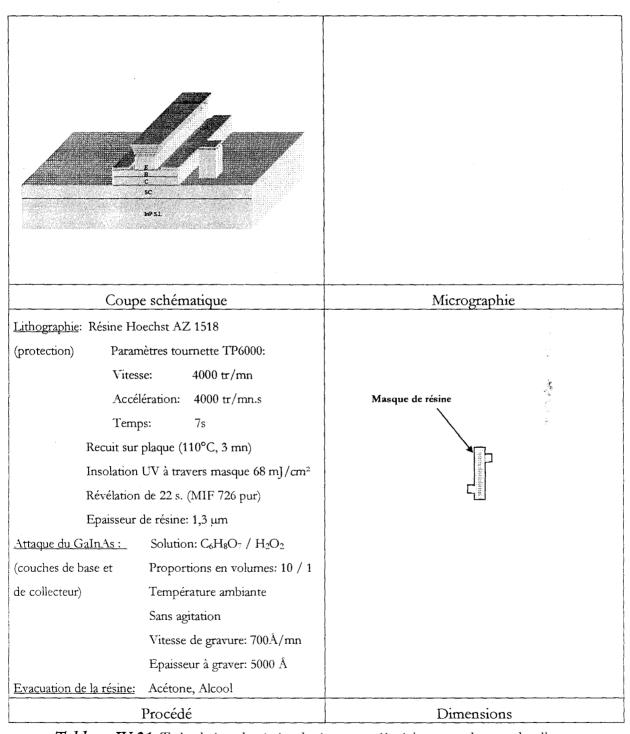


Tableau IV.31: Technologie et description des étapes associées à la gravure du mesa de collecteur.

# 3.5-Dépôt du contact de collecteur.

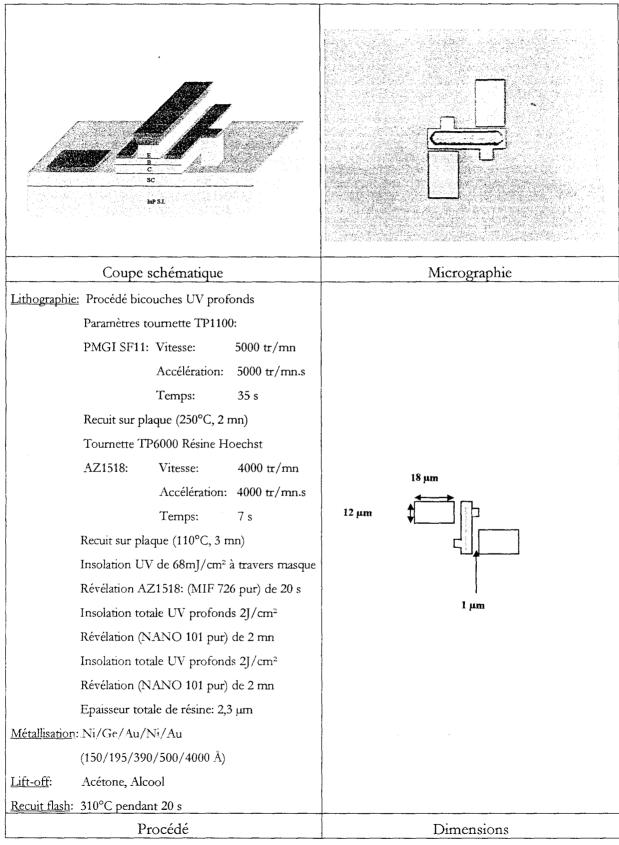


Tableau IV.32: Technologie et description des étapes associées au dépôt du contact de collecteur.

Le chlorobenzène qui permet l'obtention d'un profil en casquette à partir de la résine Shippley 1400-27, est interdit depuis peu car il est fortement cancérigène. Suite à la récente arrivée d'une source à UV profonds (DUV), nous avons développé un procédé de résinage bicouches afin d'obtenir un nouveau profil en casquette facilitant le lift-off. Celui-ci nécessite de dépôt du PMGI SF11 qui est sensible aux UV profonds et d'une résine sensible aux UV classiques Hoechst AZ1518. Cette dernière est insolée à travers le masque qui permet d'obtenir le motif désiré. Elle absorbe les UV profonds et ne les laissera donc passer qu'aux endroits où elle aura été révélée. La puissance de notre lampe étant insuffisante, une première insolation aux UV profonds a pour but de dégrader la résine exposée, et après révélation, une seconde insolation permet l'obtention d'un profil en casquette grâce à la réflexion du rayonnement sur la surface du semiconducteur. Le tout est décrit figure IV.33:

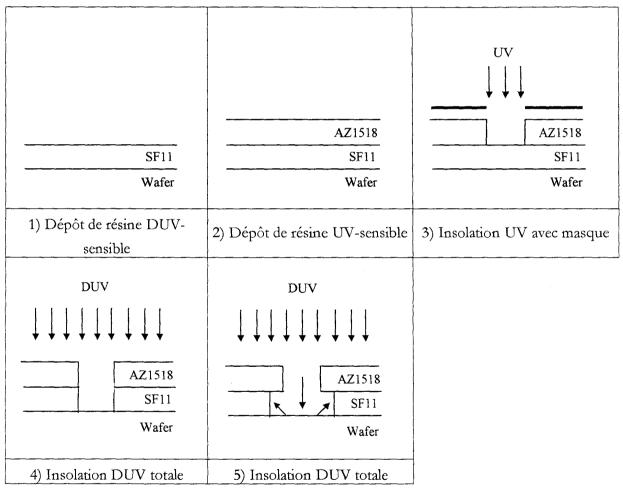


Figure IV.33: Description du procédé bicouches DUV.

Le contact ohmique est réalisé par évaporation sous vide du même alliage que celui employé pour la photodiode PIN-guide, c'est-à-dire la séquence Ni/Ge/Au/Ni/Au, recuit à 310°C pendant 20 secondes.

### 3.6-Gravure du mesa d'isolation.

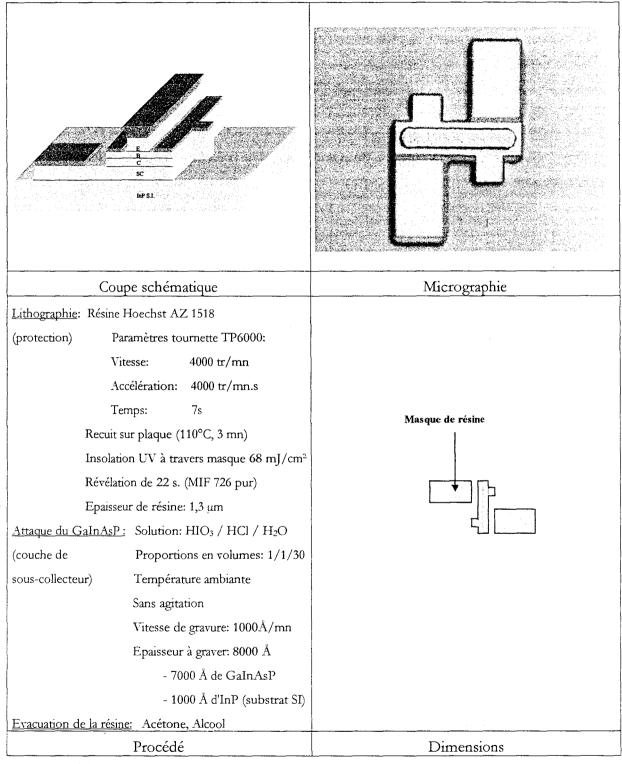


Tableau IV.34: Technologie et description des étapes associées à la gravure du mesa d'isolation.

Le masque de résine protège les jonctions émetteur — base et base — collecteur de l'attaque; cependant, nous avons volontairement exposé les flancs définis par les plots déportés de la base

afin de légèrement sous-graver ces zones et de diminuer la capacité base – collecteur extrinsèque. L'attaque du GaInAsP de sous-collecteur et de 1000 Å d'InP du substrat semi-isolant est effectuée par la solution non sélective à base d'acide iodique, d'acide chlorhydrique et d'eau désionisée. L'effet de tranchée occasionné par celle-ci est particulièrement apprécié dans notre cas. Nous rappelons ici que la cinétique équivalente de notre solution d'attaque pour tous les matériaux de la filière InP, permet de réaliser une gravure profonde sans pour autant complètement sous-graver le composant par les différents plots de déportation de la base. La tranchée est bien visible sur la micrographie présentée tableau IV.34 car elle occasionne un liseré autour du composant par un effet d'ombre.

# 3.7-Dépôt du polyimide et planarisation.

Tout comme pour la photodiode PIN, le dépôt du polyimide se fait par double centrifugation afin d'obtenir une couche uniforme. Cependant nous utilisons le polyimide de marque Dupont PI-2555 dont la température de polymérisation est plus basse et la définition meilleure que l'Ultradel 3112. Notre composant, par sa structure verticale, est fortement non planaire, très "haut" (2,5µm au total), et présente différents niveaux: émetteur, base, sous-collecteur et substrat. Il est donc nécessaire d'effectuer une planarisation, afin d'abaisser le niveau de polyimide jusqu'au sommet du plot électrolysé qui constitue l'émetteur. Cette opération est particulièrement délicate, et nous avons conçu un motif permettant de nous aider dans la réussite de celle-ci. Ce motif, photographié figure IV.35 et présent aux côtés des motifs d'alignement, a été réalisé en même temps que l'émetteur, par électrolyse, et se trouve donc au même niveau.

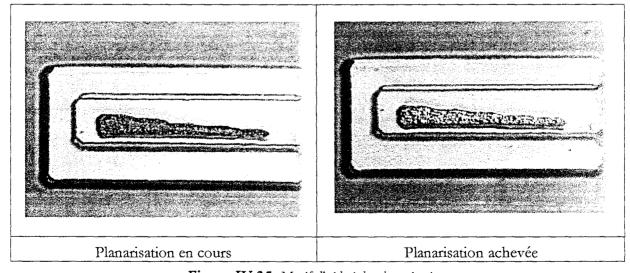


Figure IV.35: Motif d'aide à la planarisation.

Il a la forme d'une "crémaillère" à six crans dont le pas d'élargissement est de 1 µm.

La planarisation est effectuée par plasma oxygène. Lorsque le quatrième cran, d'une largeur de 5 µm est ouvert, on peut considérer que le polyimide s'est parfaitement ouvert sur le plot d'émetteur. Sur les photographies du motif, à gauche l'irisation témoigne de la présence du polyimide au dessus du dépôt électrolytique, tandis qu'à droite, celui-ci est ouvert.

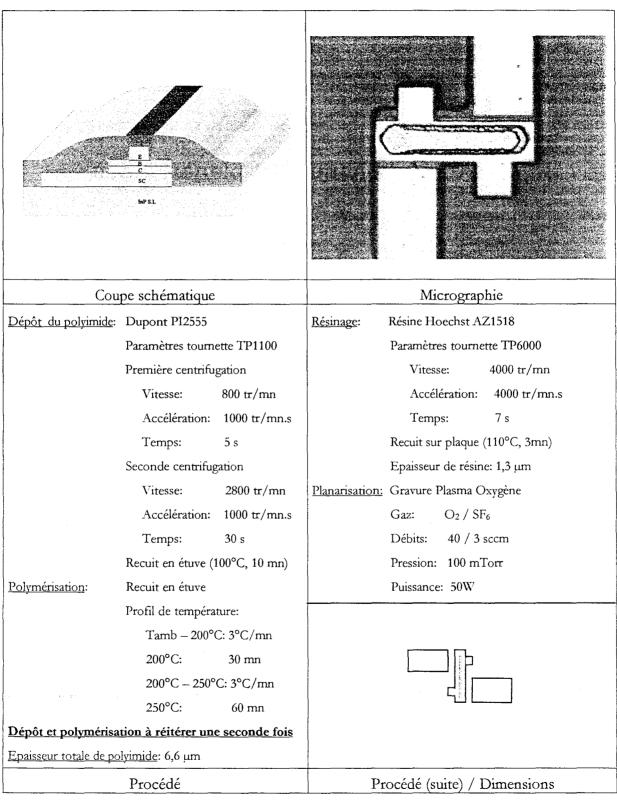


Tableau IV.36: Technologie et description des étapes associées à la planarisation.

L'irisation que l'on observe au-dessus de l'émetteur sur la micrographie tableau IV.36 témoigne de l'ouverture du polyimide sur le contact électrodéposé. Le dépôt de deux couches de polyimide et d'une couche supplémentaire de résine permet d'absorber le dénivelé important que présente le composant, afin de faciliter la descente sur l'émetteur sans risque, à partir d'une surface plane.

# 3.8-Ouverture des vias de polyimide.

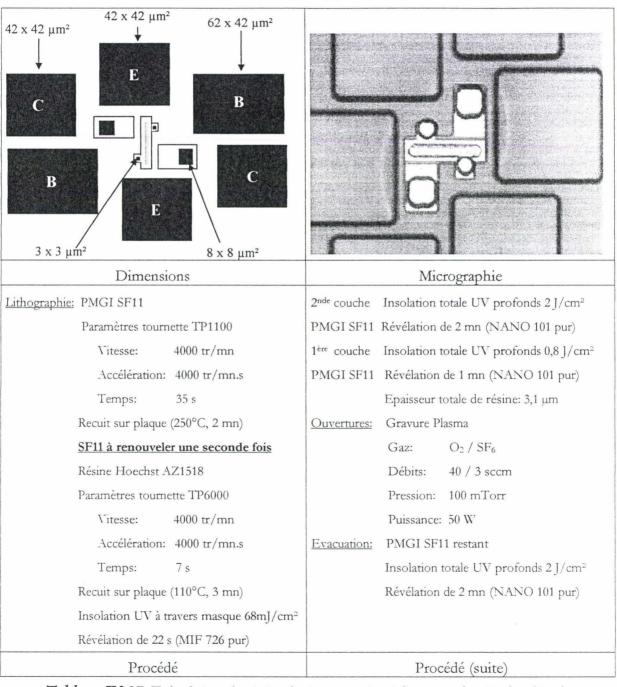


Tableau IV.37: Technologie et description des étapes associées à l'ouverture des vias de polyimide.

L'ouverture des vias de polyimide à pour but de définir les lieux des plots d'épaississement pour la future connectique, ainsi que la reprise de ceux-ci au niveau des contacts de base et de collecteur. Cette étape est délicate tant dans sa mise en œuvre que dans l'alignement. Le masque doit être parfaitement centré sur le plot de déportation de la base; c'est à cet endroit que se situe la tolérance minimale, faute de quoi, la base viendra court-circuiter l'émetteur. L'alignement doit être réalisé ici au micromètre près car l'ouverture est un carré de 3 µm de côté que nous devons aligner sur un plot carré de 4 µm de côté. D'autre part, l'épaisseur à graver est très importante et très localisée. Cette épaisseur est bien plus importante aux lieux des plots d'épaississement qui se situent sur le substrat semi-isolant qu'au niveau des plots de base et de collecteur, ce qui peut entraîner un élargissement de ces derniers et provoquerait un court-circuit entre la base et l'émetteur pour les mêmes raisons que citées précédemment. Enfin, il nous est interdit d'entamer le polyimide ailleurs et notamment dans le région de l'émetteur sous peine de poursuivre la planarisation effectuée à l'étape précédente, et d'ouvrir exagérément l'émetteur pour risquer d'en dégager les flancs. C'est pour ces raisons que nous avons décidé de déposer plusieurs couches de PMGI avant la résine AZ-1518, afin d'obtenir un masque d'épaisseur importante. L'ouverture se fait bien entendu avec une attaque par plasma oxygène en reportant le profil de résine sur le polyimide.

### 3.9-Dépôt des plots d'épaississement.

Nous avons choisi de déposer les plots d'épaississement par voie électrolytique, car d'une part il est aisé de déposer des épaisseurs importantes à bas coût, et d'autre part, ils présentent alors des caractéristiques mécaniques très intéressantes pour le microsoudage. En effet, l'or électrodéposé présente un exceptionnel pouvoir de pénétration et une bonne soudabilité.

Le substrat semi-isolant est rendu conducteur par un dépôt préalable réalisé par évaporation sous vide de titane et d'or sur une faible épaisseur (600 Å). Les motifs des plots d'épaississements sont reportés par photolithographie sur une résine épaisse, et l'électrolyse est réalisée dans les mêmes conditions que celle qui a permis le dépôt des plots d'émetteurs à la première étape. L'épaisseur visée ici est typiquement supérieure au micromètre. Après dégagement de la résine, l'or et le titane sont respectivement évacués par attaque humide. Il faut noter que pour une même solution de gravure, un métal électrolysé est attaqué plus rapidement qu'un métal évaporé, c'est pourquoi il est conseillé de ne pas poursuivre l'attaque inutilement.

Tout comme pour la précédente étape de réalisation des vias de polyimide, l'alignement est particulièrement délicat, à double titre. Il est impératif d'une part, que les plots d'épaississement de la base aillent reprendre les contacts de base exactement au niveau des carrés ouverts

précédemment sur une surface de 3 x 3 µm². D'autre part, le contact d'émetteur doit être parfaitement repris sur une largeur de 3 µm; le moindre écart reviendrait à court-circuiter la base.

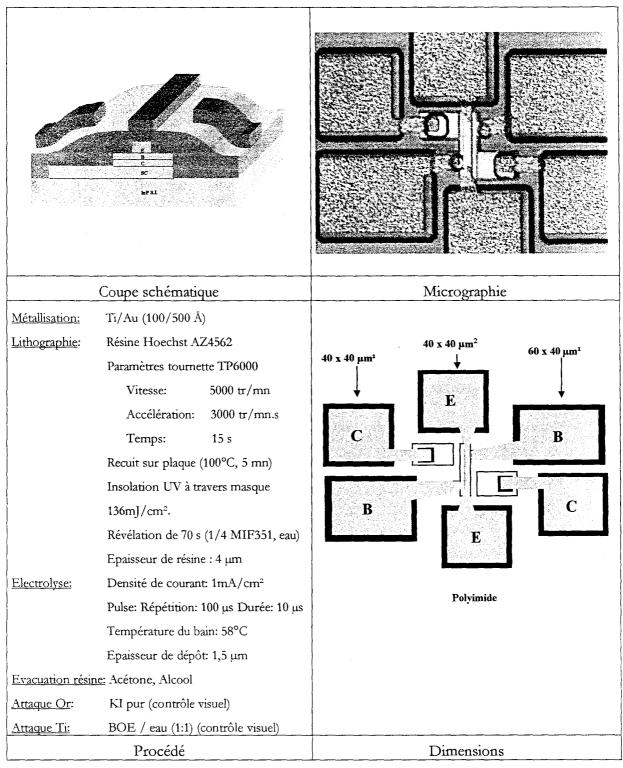


Tableau IV.38: Technologie et description des étapes associées à l'épaississement des plots.

L'évacuation du polyimide qui recouvre la plaque est effectuée par plasma oxygène. Le tout s'achève par un recuit de stabilisation en étuve à 170°C pendant 1 heure. A ce niveau de la réalisation, nous disposons de deux phototransistors mis tête-bêche, comme le montrent les photographies suivantes prises respectivement au microscope optique et au MEB.

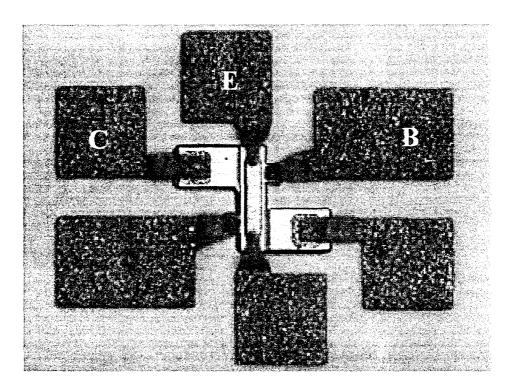


Figure IV.39a: Phototransistor-guide visualisé au microscope optique.

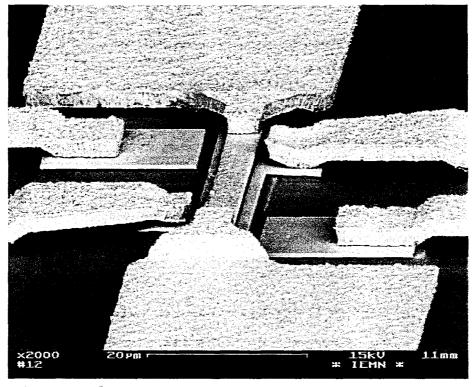


Figure IV.39b: Phototransistor-guide visualisé au microscope électronique (MEB).

Sur notre plaque, nous disposons également de transistors de type HBT utiles pour la caractérisation électrique (sous pointes), qui sont également présentés ici sur des photographies prises au microscope optique et au microscope électronique à balayage.

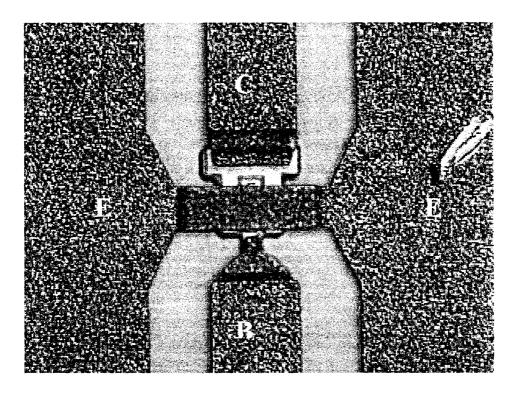


Figure IV.40a: Transistor HBT en émetteur commun vu au microscope optique.

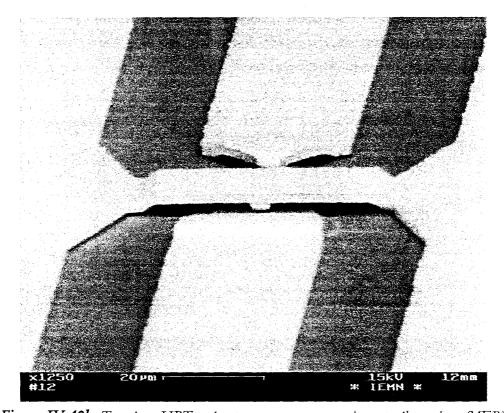


Figure IV.40b: Transistor HBT en émetteur commun vu au microscope électronique (MEB).

# 4- Amincissement et clivage.

### 4.1- Amincissement.

La mise en œuvre de l'amincissement est rigoureusement identique à celle de la photodiode PIN-guide. Afin d'éviter toute redondance inutile, nous ne reviendrons pas en détail sur l'amincissement, et nous conseillons au lecteur de se reporter au chapitre 2, consacré à l'amincissement par voie chimique. Rappelons simplement qu'à présent, l'échantillon doit être manipulé avec la plus grande prudence.

# 4.2- Clivage.

Le clivage du matériau se fait selon les plans denses du réseau cristallographique de structure zinc-blende identifiés sur le substrat par les différents méplats. Le clivage définit implicitement la longueur exacte du composant. La technique de clivage développée pour les photodiodes PIN-guide est réutilisée pour les phototransistors. Les détails de cette technique sont explicités au chapitre 2, et le lecteur pourra également s'y reporter pour de plus amples détails. Le schéma de la figure IV.41 rappelle de manière succincte les étapes de réalisation qui sont l'amorçage et la propagation de la fissure par flexion:

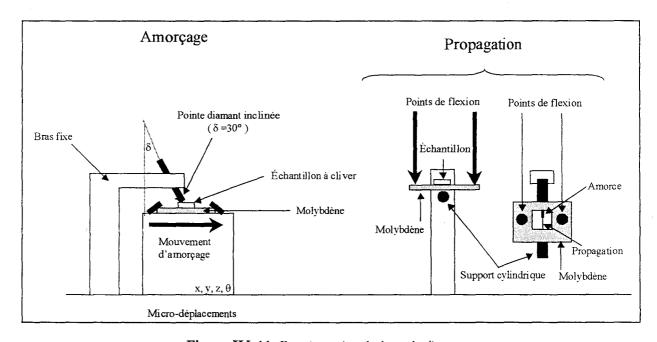


Figure IV.41: Représentation du banc de clivage.

L'avantage du phototransistor sur la photodiode PIN-guide, est que le trait de clivage ne rencontre pas de polyimide sur sa route, cependant la tolérance sur l'alignement est beaucoup plus faible, ce qui rend le clivage difficile sur des longueurs importantes. La propagation de la fissure doit se faire exactement entre les plots de base et de collecteur des composants présents en vis-à-vis. La distance qui les sépare excède tout juste 5 µm pour les composants les moins longs.

Les photographies ci-dessous prises au microscope optique présentent les phases d'amorçage et de propagation du clivage des phototransistors:

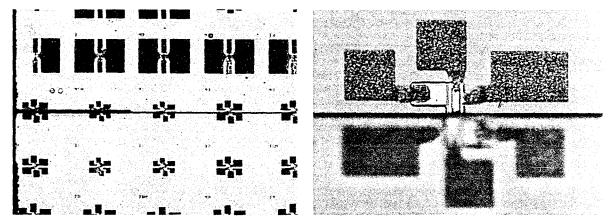


Figure IV.42: Micrographie des composants après amorçage, propagation et clivage.

# 5- Caractérisation du phototransistor.

# 5.1- Caractérisation électrique du HBT.

La première étape de caractérisation concerne les composants testables sur plaque, en l'occurrence ici les composants de type HBT en émetteur commun.

#### 5.1.1- Caractérisation en continu.

Nous traiterons ici le cas d'un HBT disposant d'un émetteur de 3  $\mu$ m de large et 15  $\mu$ m de long. La caractéristique de sortie Ic(Vce), les courbes de Gummel, ainsi que l'évolution du gain statique  $\beta$ =( $\Delta$ Ic/ $\Delta$ Ib) (à Vce constant) en fonction du courant de collecteur du transistor sont présentées à la page suivante.

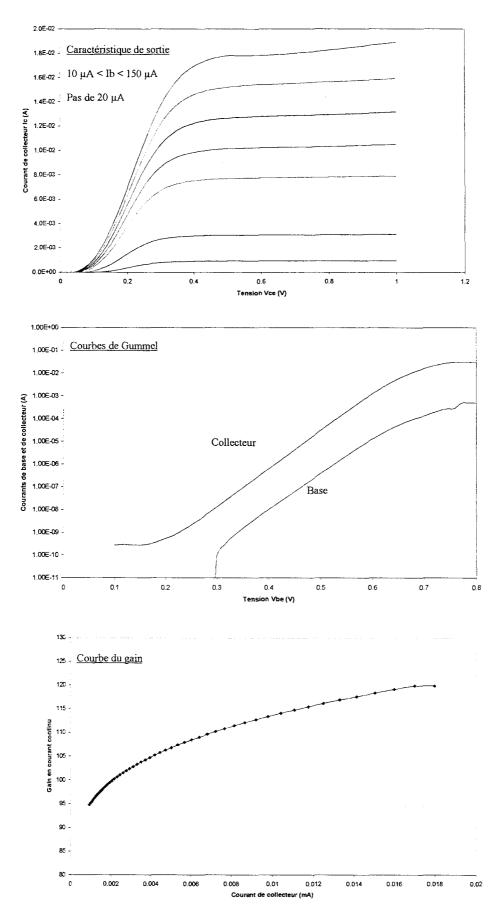


Figure IV.43: Caractéristiques continues d'un HBT émetteur commun ( $A_E = 3 \times 15 \mu m^2$ ).

Les courbes de Gummel nous permettent notamment d'estimer les coefficients d'idéalité qui s'élèvent à  $\eta_B$ =1,02 pour le courant de base et  $\eta_C$ =1,07 pour le courant de collecteur. Ces valeurs démontrent le comportement quasi-idéal du transistor. Ceci indique que les recombinaisons de surface dans la base extrinsèque sont quasi inexistantes dans notre composant, ce qui est primordial puisque le procédé de fabrication intègre un double mesa. Si ces recombinaisons de surface étaient importantes, une valeur supérieure du coefficient d'idéalité  $\eta_B$  aurait été observée. La tension de seuil, définie comme étant la tension à appliquer afin d'avoir une intensité de courant de 1A/cm² est de 0,39V, en accord avec la faible largeur de bande interdite des semiconducteurs employés à l'hétérojonction émetteur-base. Enfin, les courbes de Gummel nous montrent également que les courants de fuite du transistor sont très faibles (<1nA).

La caractéristique de sortie émetteur commun du transistor, Ic(Vce), permet de visualiser le phénomène d'ionisation par impacts au-delà de 1,5 V, menant au claquage du composant. Ceci est net sur les caractéristiques présentées ci-dessous, figures IV.44, obtenues sous pointes avec d'autres composants que nous avons volontairement caractérisé dans des conditions limites.

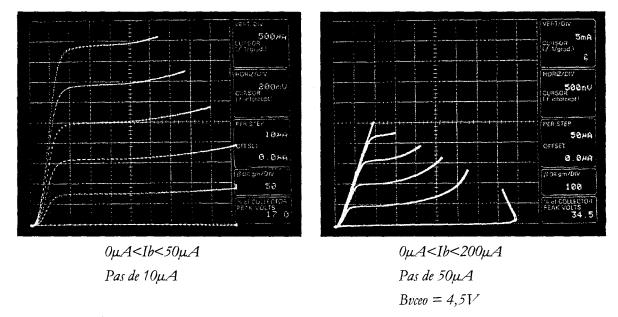


Figure IV.44: Caractéristiques de sortie Ic(Vce) d'un HBT en émetteur commun.

Ce comportement est dû au matériau à faible bande interdite GaInAs qui constitue le collecteur. L'emploi d'un collecteur à plus grand gap augmenterait considérablement la tension de claquage, mais aurait des conséquences néfastes sur le transport électronique de la jonction base-collecteur, à cause de la discontinuité de la bande de conduction que cela introduirait. En fait, le coefficient d'idéalité  $\eta_{\rm C}$  proche de l'unité prouve que le transport électronique dans cette zone est pratiquement idéal. La tension "offset" se situe quant à elle autour des 50mV. Cette valeur élevée est la conséquence de la dissymétrie entre les jonctions base-émetteur et base-collecteur, la première étant une hétérostructure et la seconde, une homojonction.

En ce qui concerne le gain en courant continu  $\beta$ , les valeurs enregistrées sur plusieurs composants sont généralement supérieures à 100, et atteignent des valeurs limites allant de 50 à plus de 180 pour certains. Ces valeurs hétérogènes trouvent leur origine dans le fait que nos épitaxies ne sont homogènes que sur un pouce. Sur deux pouces, les variations d'épaisseur des couches épitaxiées peuvent atteindre en certains endroits 25%.

### 5.1.2-Caractérisation en dynamique.

Les caractéristiques dynamiques du HBT en termes de fréquence et de rapidité sont la fréquence de coupure à gain en courant unité f<sub>t</sub>, et la fréquence maximale d'oscillation f<sub>max</sub> (coupure à gain en puissance unité). La fréquence f<sub>t</sub> est donnée par la relation [40]:

$$\frac{1}{2\pi f_t} = t_{ec} \qquad [4.1]$$

où tec est le temps de transit émetteur-collecteur.

La fréquence f<sub>max</sub> est estimée par la relation [40]:

$$f_{\text{max}} = \sqrt{\frac{f_t}{8\pi R_R C_{RC}}}$$
 [4.2]

où  $R_B$  est la résistance de base et  $C_{BC}$  est la capacité base-collecteur extrinsèque.

La figure IV.45 montre différentes mesures de gains obtenues pour notre HBT en fonction de la fréquence. Ces valeurs de gains sont calculées à partir des mesures des paramètres [S] menées jusqu'à 40 GHz à l'aide d'un analyseur de réseaux sur nos composants. Le gain en courant petit signal, h<sub>21</sub>, est identique au gain en courant continu à basse fréquence. Le f<sub>t</sub> est estimé pour notre composant autour de 60GHz, en extrapolant les mesures au-delà de 40GHz avec une décroissance de 6dB/octave. Nous avons également représenté le gain en puissance MAG (Maximum Available Gain), dont l'extrapolation à 6 dB/octave au-delà de 40GHz permet d'estimer f<sub>max</sub> à 42 GHz, lorsque ce gain est égal à l'unité. Dans certaines conditions, le composant est potentiellement instable sous la fréquence f<sub>K</sub>, tandis qu'au-delà, celui-ci tend à être inconditionnellement stable. En régime d'instabilité potentielle, le MAG n'est pas défini, alors le MSG (Maximum Stable Gain) est employé pour mesurer le gain. Le passage du régime instable au régime stable est remarquable à la figure IV.45, et correspond à la rupture de pente qui est

entourée sur le tracé. A cette fréquence f<sub>K</sub>, le facteur de stabilité K du composant vaut 1.

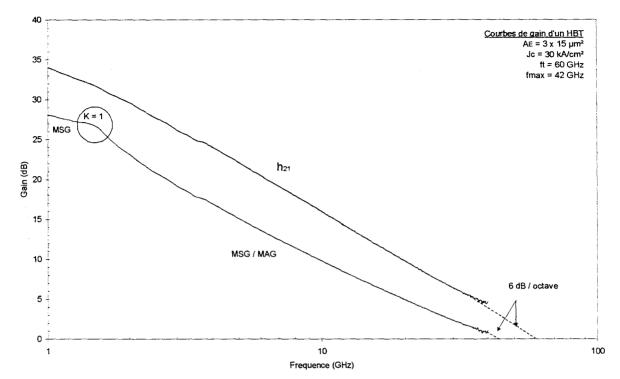


Figure IV.45: Caractéristiques dynamiques du HBT.

Le niveau de dopage de la base, qui est actuellement de  $2.10^{19}$  atomes/cm³, est le maximum qu'il nous est possible d'atteindre en épitaxie par jets moléculaires avec un dopant comme le béryllium. Ce dopage est modeste comparé aux dopages classiques des HBT qui atteignent dorénavant  $10^{20}$  atomes/cm³ sur la base. Enfin, il faut ajouter que les plots déportés de la base qui permettent la reprise de cette dernière par les plots d'épaississement sont encore relativement grands ( $16\mu m^2$ ), et occasionnent une capacité base-collecteur extrinsèque importante. Cependant il ne nous est pas possible de diminuer d'avantage leurs surfaces car la technique de photolithographie par contact ne nous permet pas d'obtenir des résolutions suffisamment bonnes avec les résines employées; faute de quoi, la lithographie électronique s'avère alors nécessaire. Le passage à la photolithographie de proximité serait une solution à notre problème. Pour ces deux raisons, le  $f_{max}$  est moyen.

D'autre part, compte tenu de l'épitaxie dont nous disposons, la valeur de f<sub>t</sub> obtenue est très encourageante. En effet, les épaisseurs des différentes couches, notamment de base et de collecteur, sont dictées par des impératifs de photodétection, et celles-ci sont importantes vis-àvis des structures typiques des HBT, qui atteignent des fréquences f, supérieures.

### 5.1.3-Caractérisation du bruit aux basses fréquences.

L'étude du bruit aux basses fréquences des HBT a été réalisée au LAAS à Toulouse par messieurs R. Plana et M Borgarino [44]. Nous vous présentons ici une synthèse du rapport qu'il nous en a été fait.

L'étude du bruit aux basses fréquences fut menée par l'intermédiaire du bruit en tension, du bruit en courant ramené à l'entrée ainsi que la corrélation entre eux en fonction de la polarisation. Les mesures ont été effectuées à Vce=1V et avec un courant de base allant de 28µA à 103µA. Sur la figure IV.46, il a été reporté les évolutions fréquentielles du générateur de bruit en tension en fonction de la polarisation. Les résultats indiquent que l'on a uniquement du bruit en 1/f suivi par un palier de bruit thermique. La fréquence d'interception du bruit en 1/f avec le bruit thermique est inférieure à 100 kHz, ce qui représente un excellent résultat.

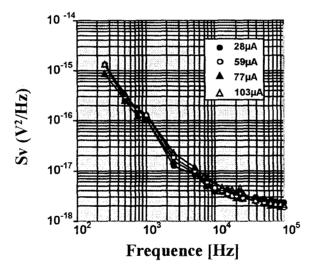


Figure IV.46: Générateur de bruit en tension.

La figure IV.47 représente l'évolution fréquentielle du générateur de bruit en courant ramené à l'entrée en fonction du courant de base. Les spectres montrent uniquement une source de bruit 1/f, qui augmente avec le courant du base. Les données obtenues indiquent que le générateur de bruit en courant varie comme Ib². Cela a permis de calculer le facteur de qualité de la source de bruit en 1/f [45] et il a été trouvé une valeur égale à 1.98·10<sup>-8</sup>µm². Ce résultat est très bon vis à vis des technologies III-V, où le facteur de qualité des source de bruit 1/f est autour de 10<sup>-7</sup>µm², et où la présence de bruit de génération recombinaison associé à des pièges discrets, entraîne une forte dégradation du niveau de bruit. Les très petites valeurs trouvées sur ces HBT indiquent que les composants sont de très bonne qualité.

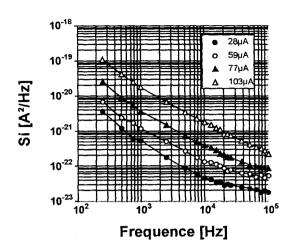


Figure IV.47: Générateur de bruit en courant.

Afin de comprendre de façon plus détaillée les mécanismes, il a été étudié la corrélation entre les générateurs (figure IV.48). Les résultats montrent un coefficient de corrélation compris entre 0,6 et 0,3 lorsque le courant augmente. Ce comportement signifie que plusieurs sources de bruit en 1/f coexistent dans la structure dont l'origine demande à être clarifiée.

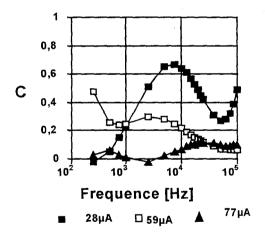


Figure IV.48: Corrélation entre les générateurs.

Ces résultats, obtenus avec la collaboration du LAAS, montrent que ce composant possède un réel potentiel pour des applications à faible bruit de phase.

## 5.2- Caractérisation optique du HPT.

La caractérisation des HPT, c'est-à-dire des composants définis comme "clivables", nécessite la mise en boîtier de ces derniers.

### 5.2.1-Mise en boîtier des phototransistors.

Les puces, une fois clivées et isolées selon la méthode décrite auparavant, s'étendent sur 100 µm de large et 250 µm de long. Nous réutiliserons la même cellule que celle employée pour la photodiode PIN-guide [46]. Les plans de cette cellule, munie de connecteurs "K" de marque Wiltron, autorisant la caractérisation des composants jusqu'à 40GHz, sont fournis au chapitre précédent consacré à la photodiode. Rappelons simplement que le boîtier est constitué de deux transitions coaxiale-planaire et d'un support de composant ou "insert". Ces trois pièces mécaniques sont reliées entre elles par deux vis. Les supports de propagation sont des lignes  $50\Omega$ sur substrat alumine de 254 µm d'épaisseur. Contrairement à la photodiode, nous exploiterons pour le phototransistor les deux transitions coaxiale-planaire, et l'acheminement de la lumière ne se fera plus perpendiculairement à la cellule, mais parallèlement, le long de l'insert. Il est à noter que le composant présente une épaisseur après amincissement de 100 µm, ce qui pose problème pour l'alignement vertical de la fibre. En effet, le composant est placé au centre de la cellule, au niveau des lignes de propagation. La fibre lentillée doit être amenée aussi près que possible du composant, mais celle-ci n'est dénudée que sur 10 mm; ce qui est insuffisant, car la gaine plastique butte alors sur l'insert à l'entrée de la cellule. Pour permettre son passage, nous avons percé la cellule sur 10 mm afin de pouvoir réaliser l'alignement vertical de la fibre dans de bonnes conditions.

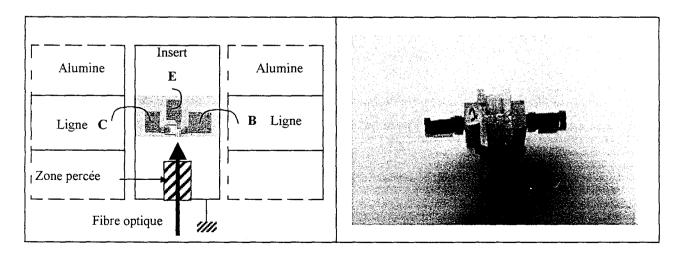


Figure IV.49: Présentation de la puce dans la cellule.

La puce est collée sur un insert de 500 µm de large, afin de minimiser la longueur des fils de connexion soudés par thermocompression, car il est important de réduire au maximum les inductances parasites des interconnexions. Les plots de base et de collecteur sont connectés aux différents supports de propagation, tandis que le plot d'émetteur est connecté à l'insert, c'est-à-dire, à la masse; ainsi, le phototransistor est monté en émetteur commun. La longueur des connexions réalisées sont typiquement inférieures à 250 µm (~0,25 nH). La configuration du composant dans la cellule de mesure peut être visualisée figure IV.49.

### 5.2.2-Caractérisation optique en continu.

Le phototransistor ainsi monté est placé sur microdéplacements x, y, z, piezo-électriques. La fibre monomode lentillée, fixe quant à elle, va ainsi pouvoir être alignée précisément pour éclairer le composant. Les caractérisations continues sont obtenues avec un laser HP 8153A, pouvant émettre aux longueurs d'ondes  $\lambda$ =1,3  $\mu$ m et  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m. Les connecteurs K dont est munie la cellule, sont tous deux reliés à un té de polarisation. Un schéma de principe du banc de caractérisation réalisé est donné figure IV.50.

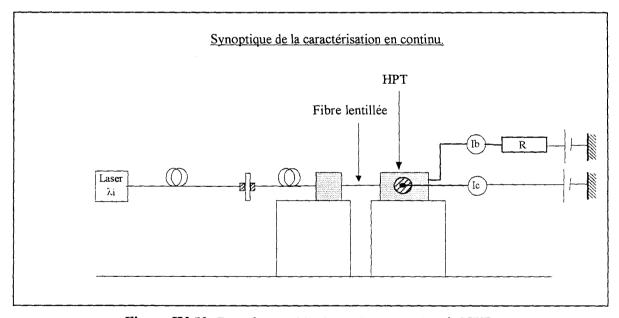
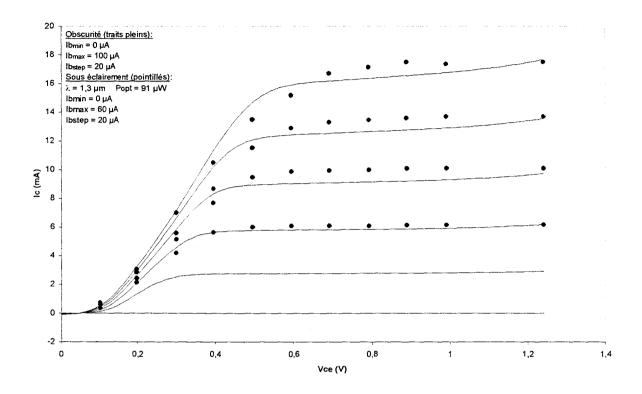


Figure IV.50: Banc de caractérisation optique en continu du HPT.

Vu le gain en courant important du phototransistor, le courant de base appliqué à celui-ci doit être extrêmement faible pour effectuer les caractérisations du composant en toute sécurité. Ne disposant pas d'un générateur de courant destiné à cet effet, nous introduisons une résistance élevée ( $R = 180 \text{ K}\Omega$ ) afin de contrôler précisément le courant de base appliqué.

Les caractéristiques de sortie du phototransistor Ic(Vce), en régime d'obscurité et sous éclairement aux longueurs d'ondes  $\lambda=1,3$  µm et  $\lambda=1,55$  µm, sont présentées figure IV.51.



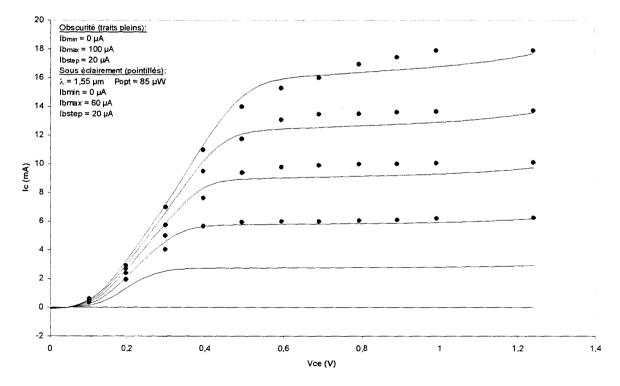


Figure IV.51: Caractéristiques de sortie d'un phototransistor dont  $AE = 3 \times 15 \mu m^2$  aux longueurs d'ondes  $\lambda = 1,3 \mu m$  et  $\lambda = 1,55 \mu m$ .

La longueur du composant est donnée par le clivage. Celle-ci est difficilement estimable; on peut cependant l'approximer à 15 µm lorsque le clivage est réussi, c'est à dire lorsque la fissure obtenue par propagation passe exactement entre les plots de base et de collecteur des composants jumeaux. L'éclairement du phototransistor est réalisé au moyen d'une fibre lentillée afin d'obtenir le meilleur rendement de conversion possible. Il a déjà été démontré avec la photodiode PIN-guide que pour ce genre de composant de type guide d'ondes, l'emploi d'une fibre lentillée était vivement conseillé. Il a été démontré par V.Magnin [1] qu'en ce qui concerne l'alignement vertical avec une fibre lentillée (diamètre de tache optique en sortie de fibre de 2µm), un décalage de 1 µm provoque plus de 50% de pertes optiques. D'où la conclusion qui concerne ce type de composant:

- avec une fibre lentillée, on a un bon rendement quantique, mais un alignement critique,
- avec une fibre clivée, le rendement est plus faible, mais l'alignement est plus tolérant.

Le gain en courant du composant monté en boîtier et testé ici est très élevé ( $\beta > 150$ ), c'est pourquoi nous établirons les caractéristiques optiques pour de puissances optiques très faibles (quelques dizaines de  $\mu$ W).

Aux deux longueurs d'ondes investies, nous nous sommes placés à des puissances optiques qui nous permettent de reconstituer le réseau de caractéristiques du composant en régime d'obscurité. L'éclairement à  $\lambda$ =1,3 µm est effectué avec une puissance optique de 91 µW, tandis qu'à  $\lambda$ =1,55 µm nous avons éclairé le composant avec une puissance de 85 µW. Cette différence de puissance témoigne du fait que le rendement à  $\lambda$ =1,3 µm du composant est inférieur à celui obtenu à  $\lambda$ =1,55 µm. En effet, l'épitaxie a été optimisée par V.Magnin pour une longueur d'onde de 1,55 µm. A Ib = 0 µA, l'éclairement du composant exposé aux deux longueurs d'ondes sous leurs puissances respectives, fourni un courant de collecteur Ic légèrement supérieur à 6 mA. Le recouvrement exact du réseau de caractéristiques en régime d'obscurité avec les réseaux obtenus sous éclairement, sous-entend un fonctionnement identique du transistor quelle que soit la nature du courant de base.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement du phototransistor, nous avons également caractérisé la jonction base-collecteur, qui constitue une photodiode PIN-guide, aux deux longueurs d'ondes. Nous avons déconnecté l'émetteur et polarisé la jonction base-collecteur en inverse à hauteur de -0,26V, tension qui règne entre la base et le collecteur lorsque le transistor est polarisé à Vce = 1 V, en régime d'obscurité.

La caractéristique obtenue figure IV.52, présente le photocourant généré dans la jonction aux deux longueurs d'ondes, avec une fibre lentillée, en fonction de la puissance optique injectée.

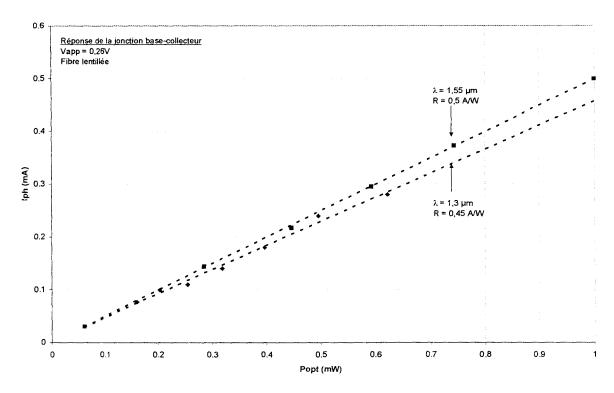
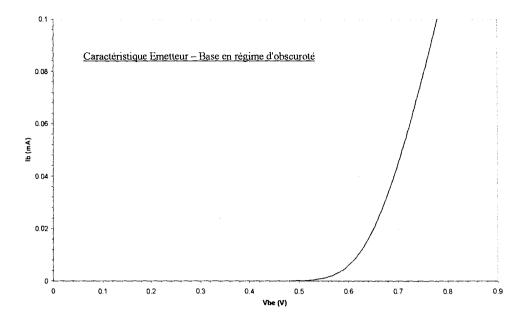


Figure IV.52: Caractéristique de la photodiode PIN-guide que constitue la jonction base-collecteur.

Ce tracé nous montre qu'à  $\lambda=1,55$  µm, la réponse de la jonction base-collecteur est de 0,5 A/W, et à  $\lambda=1,3$  µm elle est de 0,45 A/W, avec une fibre lentillée.

Ainsi, lorsque l'on éclaire le phototransistor au niveau de la jonction base – collecteur, on crée un photocourant Iph équivalent au produit de la réponse par la puissance optique, soit un peu plus de 42 μA à λ=1,55 μm pour une puissance optique de 85 μW, et 41 μA à λ=1,3 μm pour P<sub>opt</sub>=91 μW. Par conséquent, si aucun courant n'est imposé sur la base, on retrouve le même courant de collecteur Ic = 6 mA avec ce courant optique, qu'avec l'équivalent électrique de 40 μA. Enfin, lorsqu'un courant électrique s'ajoute au photocourant généré, le courant de collecteur correspond alors à l'équivalent électrique de la somme des deux.

Une autre manière de vérifier l'équivalence électrique-optique, consiste à vérifier l'influence de l'éclairement sur le potentiel de la jonction émetteur-base. Lors de l'établissement des caractéristiques de sortie présentées auparavant, nous avons parallèlement relevé le potentiel Vbe. La figure IV.53, présente successivement l'évolution du courant de base en fonction de Vbe ainsi que l'évolution de Vbe en fonction de la puissance optique aux deux longueurs d'ondes  $\lambda=1,55$   $\mu$ m et  $\lambda=1,3$   $\mu$ m.



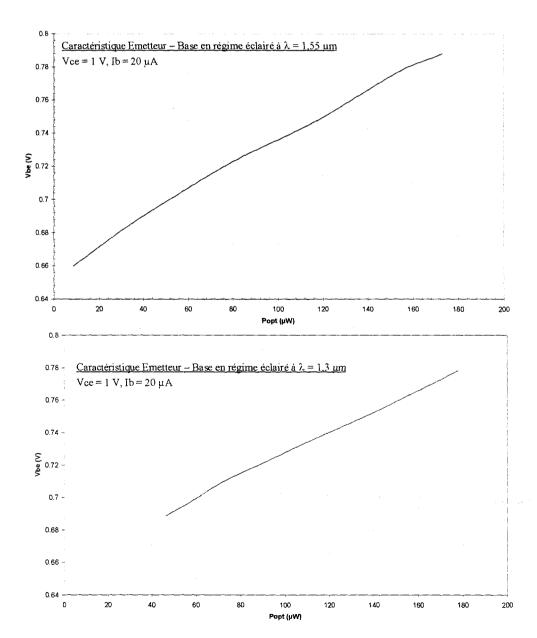


Figure IV.53: Caractéristiques de la jonction émetteur-base.

Plaçons nous dans le cas où l'on applique Ib= $20\mu$ A d'un point de vue électrique. A  $\lambda=1,55$   $\mu$ m, avec une puissance optique de 85  $\mu$ W, Vbe atteint alors 0,726 V, ce qui correspond à un courant de base de 62  $\mu$ A d'après la caractéristique Ib( Vbe ). A  $\lambda=1,3$   $\mu$ m, l'éclairement à 91  $\mu$ W produit un Vbe de 0,705 V, soit un courant Ib de 61  $\mu$ A. Dans les deux cas, la soixantaine de microampères obtenus est la somme de vingt microampères électriques avec quarante microampères optiques photocréés dans les deux cas, à  $\lambda=1,3$   $\mu$ m et à  $\lambda=1,55$   $\mu$ m.

Pour conclure sur ce point, nous retrouvons donc bien la valeur du courant "primaire", et cela semble donc bien prouver qu'il n'y a pas de différence, d'un point de vue statique, entre un courant injecté électriquement par l'intermédiaire de la base, et un courant injecté optiquement. Cela montre également que la quasi-totalité du courant photocréé participe à l'effet transistor.

Si on définit le gain optique G par:

$$G = \frac{hv}{q} \times \frac{Ic_{opt}}{P_{opt}}$$
 [4.3]

avec Icopt la composante du courant de collecteur due à la puissance optique Popt absorbée.

On a alors:

$$G = \frac{Ic(P_{incidente}) - Ic(_{Obscurit\acute{e}})}{R \times P_{Incidente}}$$
 [4.4]

où  $P_{\text{Incidente}}$  représente la puissance optique en sortie de fibre, et R la réponse du composant qui vaut 0,5A/W pour  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m, et 0,45A/W pour  $\lambda$ =1,3  $\mu$ m.

Nous avons présenté figure IV.54 l'évolution du gain G ainsi défini en fonction du courant injecté dans la base, pour nos puissances optiques de travail, c'est-à-dire 85  $\mu$ W pour  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m et 91  $\mu$ W pour  $\lambda$ =1,3  $\mu$ m, le tout à Vce = 1V.

On retrouve un gain optique qui atteint des valeurs supérieures à 150, comme le gain en courant du composant en régime d'obscurité, présenté en médaillon, obtenu à partir de ce composant, aux polarisations exploitées. La courbe de gain optique est identique à la courbe de gain électrique, mais décalée d'à peu près 40µA, valeur correspondant au courant de base photogénéré. La différence entre les deux longueurs d'ondes est principalement due aux incertitudes de mesures.

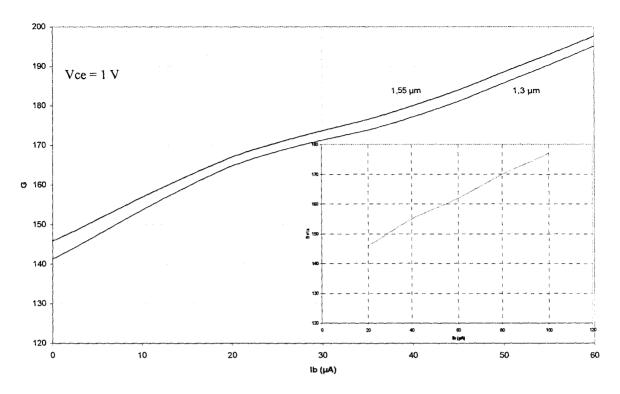


Figure IV.54: Courbes de gain optique (en médaillon: gain statique en régime d'obscurité).

Une fois de plus, ces résultats montrent la similitude entre l'injection d'un signal optique et l'injection d'un signal électrique.

### 5.2.3-Caractérisation optique en dynamique.

Le composant actuellement monté dans une cellule munie de connecteurs K, nous permet de caractériser le phototransistor jusqu'à 40GHz. Tout comme pour la photodiode PIN, nous avons réalisé la caractérisation dynamique de notre phototransistor par hétérodynage optique. Rappelons ici que l'obtention d'un signal optique hyperfréquence par hétérodynage, est obtenue par le battement de deux raies correspondant à deux longueurs d'ondes très proches issues de lasers différents [47]. La longueur d'émission de chacun des lasers est obtenue en agissant sur la température de ces derniers. Pour cette réalisation, nous disposons de deux lasers Alcatel émettant à une longueur d'onde se situant autour de  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m. Ces derniers peuvent être régulés en température, et nous pouvons faire varier légèrement leurs longueurs d'émission autour de  $\lambda$ =1,55  $\mu$ m.

Pour réaliser cette expérience, le phototransistor monté en boîtier reste placé sur microdéplacements x, y, z, piézo-électriques. Les connecteurs K, côté base et côté collecteur, sont reliés à des té de polarisation permettant d'isoler les voies continue et hyperfréquence. Un schéma de principe du banc de caractérisation est fourni figure IV.55. L'alignement de la fibre par rapport au phototransistor est obtenu par la recherche du maximum de courant.

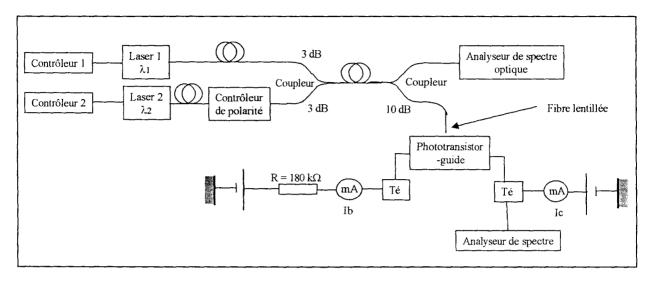


Figure IV.55: Banc de caractérisation dynamique du phototranistor.

Une des voies optiques (laser 2), est munie d'un contrôleur de polarité, car les signaux doivent être en phase à l'entrée du composant pour récupérer le maximum de puissance en sortie. Les différents contrôleurs 1 et 2 permettent de réguler la température des lasers et donc, de faire varier légèrement leurs longueurs d'émission autour de λ=1,55 μm. La branche à 10 dB de pertes du second coupleur, est dirigée vers le composant afin d'avoir le minimum de puissance optique sur le composant à cause de son fort gain, et de manipuler en toute sécurité. Les courants de base et de collecteur sont visualisés sur des ampèremètres, tandis que l'analyseur de spectres Tektronics 494AP, nous permet d'estimer la puissance du signal hyperfréquence en sortie de composant à la fréquence envisagée.

A la figure IV.56, nous avons représenté les caractéristiques dynamiques de la photodiode PIN-guide que constitue la jonction base-collecteur ainsi que le phototransistor lui-même, le tout sous une puissance optique de 0,1 mW pour  $\lambda$ =1,55 µm. Le phototransistor polarisé à Vce = 1V et Ib = 0µA, présente un Vbe de 0,74V, ce qui implique que la caractérisation de la jonction base-collecteur doit se faire sous 0,26V en inverse.

On observe alors une chute du gain du phototransistor lorsque la fréquence augmente, tandis que la caractéristique de la jonction base-collecteur est parfaitement horizontale jusqu'à 40GHz. La rencontre de ces dernières signifie la coupure du gain et définit donc la fréquence de coupure du phototransistor. Comme on peut le voir, celle-ci est supérieure à 40GHz. Ce résultat doit cependant être pris avec beaucoup de prudence. En effet, nous ne caractérisons pas ici le composant, mais l'ensemble de la chaîne constituée par le composant, le boîtier et les câbles

coaxiaux. Les pertes, que nous n'avons pu caractériser malheureusement avec précision sont non négligeables, et nous sous-entendons que la fréquence de coupure du composant doit être en fait supérieure à ce que nous estimons par cette expérience. Pour citer N.Chennafi [15], l'éclairement latéral du phototransistor, d'après ses résultats de simulation, devrait permettre de se rapprocher de la fréquence de transition électrique du composant, qui a été mesurée sous pointes et estimée à 60GHz dans notre cas (figure IV.45).

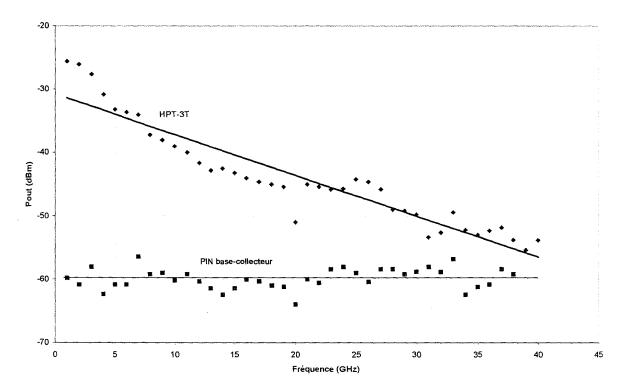


Figure IV.56: Caractéristiques dynamiques du phototransistor ainsi que de sa jonction base-collecteur.

### 6- Conclusion.

Ce chapitre fait état de nos travaux qui ont porté sur l'étude, la conception, la réalisation et la caractérisation d'un phototransistor bipolaire à hétérojonction pour systèmes de télécommunication opto-hyperfréquences.

La réalisation technologique du phototransistor-guide a nécessité un effort technologique très important pour diverses raisons. Celles-ci sont communes à la photodiode PIN-guide: les problèmes de planéité, de gravure, et de clivage sont ici récurrents, d'autant plus que le phototransistor est plus compact que la photodiode. Ces problèmes sont exacerbés par la succession d'un nombre important d'étapes technologiques (plus de dix au total). Il est évident

#### Chapitre 4 Phototransistor bipolaire à hétérojonction sur substrat InP semi-isolant

que l'investissement technologique est important quel que soit le HBT, mais la nature guidante du composant amène son lot de complications. L'éclairement du phototransistor par le dessus aurait certainement simplifié la technologie, mais nous n'aurions pas bénéficié de performances particulièrement intéressantes pour le contrôle optique direct d'oscillateurs hyperfréquences.

D'un point de vue technologique, l'auto-alignement de la base sur l'émetteur est stratégique, dans le but de diminuer au maximum la résistance de base. Ainsi, le composant présente une fréquence de coupure élevée, et peut être intégré en tant que composant actif dans un oscillateur. D'autre part la structure guidante permet d'avoir une réponse optique importante aux fréquences de travail envisagées pour l'oscillateur, à savoir en gamme millimétrique. Enfin, les résultats de caractérisation en bruit 1/f effectuées au LAAS à Toulouse, sont très encourageantes. Tout laisse donc à penser que le phototransistor réalisé est un excellent candidat pour le contrôle optique direct d'oscillateurs hyperfréquences.

Nous disposons donc à présent d'un phototransistor de type HBT large bande, c'est-à-dire supérieure à 40 GHz en boîtier K et égale à 60 GHz d'après les mesures obtenues sous pointes, ayant une réponse de 0,5 A/W à  $\lambda$ =1,55 $\mu$ m et un gain en courant important ( $\beta$ =150).

### Références.

#### 1. V.Magnin,

"Contribution à l'étude et à l'optimisation de composants optoélectroniques," Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 22 Octobre 1998.

#### 2. V.Magnin, J.Van de Casteele, J.P.Vilcot, J.Harari, J.P.Gouy et D.Decoster,

"A 3 Terminals edge-coupled InGaAs/InP heterojunction phototransistor for multifunction operation,"

Microwave and optical technology letters, Vol.17, No.6, pp. 408-412, 20 avril 1998

#### 3. J.Van de Casteele, J.P. Vilcot, J.P.Gouy, F.Mollot et D.Decoster,

"Electro-optical mixing in an edge coupled GaInAs/InP heterojunction phototransistor," Electronics letters, Vol.32, No.11, pp. 1030-1032, 1996

#### 4. E.Suematsu, et H.Ogawa,

"Noise performance of MMIC HBTs as photodetectors," 23<sup>rd</sup> European microwave conference proceedings, pp. 311-313, 1993

#### 5. H. Kamitsuma,

"Monolithically integrated high-gain and high sensitive photoreceivers with tunable filtering functions for subcarrier multiplexed optical/microwave systems,"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.43, No.9, pp.2351-2356, Septembre 1995.

# 6. D.Streit, L.Tran, R.Lai, Y.Chen, J.Cowles, K.Kobayashi, A.Oki, T.Block, M.Barski, P.H.Liu et J.Elliot,

"An InP-based HEMT and HBT MMIC production line," GAAS 97, Bologne, pp.59-63, 3-5 Sept. 1997

#### 7. A.Tachafine,

"Contribution à l'étude des phototransistors bipolaires à hétérojonction pour la réalisation d'amplificateurs monolithiques de forte puissance en bande X,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 10 Mars 1994.

#### 8. S.A. Bashar et A.A. Rezazadeh,

"Optically Transparent ITO Emitter contacts in the fabrication of InP/InGaAs HPTs," IEEE Transactions on Microwave Theory and Technicques, Vol. 43, No.9, pp. 2299-2303, Sept. 1995

#### 9. J.Thuret, C.Gonzalez, J.L. Benchimol, M.Riet, P. Berdaguer,

"Phototransistor TBH InP/InGaAs pour conversion optique-millimétrique," 11ème Journées Nationales Microondes, Arcachon, 5-7 Mai 1999

#### 10. P.Freeman, X.Zhang, I.Vurgaftman, J.Singh et P.Bhattacharya,

"Optical control of 14GHz MMIC Oscillators based on InAlAs/InGaAs HBTs with monolithically integrated optical waveguides,"

IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.43, No.3, pp. 373-378.

#### 11.R.A. Milano, P.D. Dapkus, et G.E.Stillman,

"An analysis of the performance of heterojunction phototransistors for fiber optic communications,"

IEEE Transactions on electron devices, Vol.29, No.2, pp. 266-274, février 1982.

#### 12.L.E.M.De Barros, A.Paolella, M.Y.Frankel, M.A.Romero, P.R. Herczfeld et A.Madjar,

"Photoresponse of microwave transistors to high-frequency modulated lightwave carrier signal,"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.45, No.8, pp. 1368-1374, août 1997

#### 13.J.Van De Casteele,

"Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences sur matériaux III-V,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 2 Octobre 1996.

#### 14. J.C.Campbell, A.G. Dentai, C.A. Burrus et J.F. Ferguson,

"High sensitivity InP/InGaAs heterojunction phototransistors"

Electronics Letters, Vol. 16, No. 18, pp. 713-714, 1980

#### 15.D.Fritzsche, E.Kupbal, et R.Aulbach,

"Fast response InP/InGaAsP heterojunction phototransistors,"

Electronics Letters, Vol.17, pp.178-180, 1981

#### 16.S. Chandrasekhar, M.K.Hoppe, A.G. Dentai, C.H. Joyner et G.J. Qua,

"Demonstration of enhanced performance of an InP/InGaAs heterojunction phototransistor with a base terminal,"

IEEE Electron devices letters, Vol.12, pp. 550-552, 1991

#### 17.T.Oka, T.Tanoue, H.Masuda, K.Ouchi et T.Mozume,

"InP/InGaAs heterojunction bipolar transistor with extremely high ft over 200GHz,"

Electronics Letters, Vol.31, No.23, pp. 2044-2045, Nov. 1995.

#### 18.H.Shigematsu, T.Iwai, Y.Matsumiya, H.Ohnishi, O.Ueda and T.Fujii,

"Ultra-high ft and fmax new self-alignment InP/InGaAs HBTs with a highly Be-doped base layer grown by ALE/MOCVD,"

IEEE Electron Device Letters, Vol.16, No.2, pp. 55-57, février 1995

#### 19.T.F. Carruthers, I.N. Duling, O.Aina, M.Mattingly et M.Serio,

"Responses of InP/Ga<sub>0,47</sub>In<sub>0,53</sub>As/InP heterojunction bipolar transistors to 1530 and 620 nm ultrafast optical pulses,"

Applied Physics Letters, Vol.59, No.3, pp. 327-329, 1991

#### 1. V.Magnin,

Chapitre 4

"Contribution à l'étude et à l'optimisation de composants optoélectroniques," Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 22 Octobre 1998.

#### 2. V.Magnin, J.Van de Casteele, J.P.Vilcot, J.Harari, J.P.Gouy et D.Decoster,

"A 3 Terminals edge-coupled InGaAs/InP heterojunction phototransistor for multifunction operation,"

Microwave and optical technology letters, Vol.17, No.6, pp. 408-412, 20 avril 1998

#### 3. J.Van de Casteele, J.P. Vilcot, J.P.Gouy, F.Mollot et D.Decoster,

"Electro-optical mixing in an edge coupled GaInAs/InP heterojunction phototransistor," Electronics letters, Vol.32, No.11, pp. 1030-1032, 1996

#### 4. E.Suematsu, et H.Ogawa,

"Noise performance of MMIC HBTs as photodetectors," 23<sup>rd</sup> European microwave conference proceedings, pp. 311-313, 1993

#### 5. H. Kamitsuma,

"Monolithically integrated high-gain and high sensitive photoreceivers with tunable filtering functions for subcarrier multiplexed optical/microwave systems,"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.43, No.9, pp.2351-2356, Septembre 1995.

## 6. D.Streit, L.Tran, R.Lai, Y.Chen, J.Cowles, K.Kobayashi, A.Oki, T.Block, M.Barski, P.H.Liu et J.Elliot,

"An InP-based HEMT and HBT MMIC production line," GAAS 97, Bologne, pp.59-63, 3-5 Sept. 1997

#### 7. A. Tachafine,

"Contribution à l'étude des phototransistors bipolaires à hétérojonction pour la réalisation d'amplificateurs monolithiques de forte puissance en bande X,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 10 Mars 1994.

#### 8. S.A. Bashar et A.A. Rezazadeh,

"Optically Transparent ITO Emitter contacts in the fabrication of InP/InGaAs HPTs," IEEE Transactions on Microwave Theory and Technicques, Vol. 43, No.9, pp. 2299-2303, Sept. 1995

#### 9. J.Thuret, C.Gonzalez, J.L. Benchimol, M.Riet, P. Berdaguer,

"Phototransistor TBH InP/InGaAs pour conversion optique-millimétrique," 11ème Journées Nationales Microondes, Arcachon, 5-7 Mai 1999

#### 10. P.Freeman, X.Zhang, I.Vurgaftman, J.Singh et P.Bhattacharya,

"Optical control of 14GHz MMIC Oscillators based on InAlAs/InGaAs HBTs with monolithically integrated optical waveguides,"

IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.43, No.3, pp. 373-378.

#### 11.R.A. Milano, P.D. Dapkus, et G.E. Stillman,

"An analysis of the performance of heterojunction phototransistors for fiber optic communications,"

IEEE Transactions on electron devices, Vol.29, No.2, pp. 266-274, février 1982.

#### 12.L.E.M.De Barros, A.Paolella, M.Y.Frankel, M.A.Romero, P.R. Herczfeld et A.Madjar,

"Photoresponse of microwave transistors to high-frequency modulated lightwave carrier signal,"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.45, No.8, pp. 1368-1374, août 1997

#### 13.J.Van De Casteele,

"Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences sur matériaux III-V,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 2 Octobre 1996.

#### 14. J.C.Campbell, A.G. Dentai, C.A. Burrus et J.F. Ferguson,

"High sensitivity InP/InGaAs heterojunction phototransistors"

Electronics Letters, Vol.16, No.18, pp. 713-714, 1980

#### 15.D.Fritzsche, E.Kupbal, et R.Aulbach,

"Fast response InP/InGaAsP heterojunction phototransistors,"

Electronics Letters, Vol.17, pp.178-180, 1981

#### 16.S. Chandrasekhar, M.K.Hoppe, A.G. Dentai, C.H. Joyner et G.J. Qua,

"Demonstration of enhanced performance of an InP/InGaAs heterojunction phototransistor with a base terminal,"

IEEE Electron devices letters, Vol.12, pp. 550-552, 1991

#### 17.T.Oka, T.Tanoue, H.Masuda, K.Ouchi et T.Mozume,

"InP/InGaAs heterojunction bipolar transistor with extremely high ft over 200GHz,"

Electronics Letters, Vol.31, No.23, pp. 2044-2045, Nov. 1995.

#### 18. H. Shigematsu, T. Iwai, Y. Matsumiya, H. Ohnishi, O. Ueda and T. Fujii,

"Ultra-high ft and fmax new self-alignment InP/InGaAs HBTs with a highly Be-doped base layer grown by ALE/MOCVD,"

IEEE Electron Device Letters, Vol.16, No.2, pp. 55-57, février 1995

#### 19.T.F.Carruthers, I.N. Duling, O.Aina, M.Mattingly et M.Serio,

"Responses of InP/Ga<sub>0,47</sub>In<sub>0,53</sub>As/InP heterojunction bipolar transistors to 1530 and 620 nm ultrafast optical pulses,"

Applied Physics Letters, Vol.59, No.3, pp. 327-329, 1991

#### Références.

#### 1. V.Magnin,

"Contribution à l'étude et à l'optimisation de composants optoélectroniques," Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 22 Octobre 1998.

#### 2. V.Magnin, J.Van de Casteele, J.P.Vilcot, J.Harari, J.P.Gouy et D.Decoster,

"A 3 Terminals edge-coupled InGaAs/InP heterojunction phototransistor for multifunction operation,"

Microwave and optical technology letters, Vol.17, No.6, pp. 408-412, 20 avril 1998

#### 3. J.Van de Casteele, J.P. Vilcot, J.P.Gouy, F.Mollot et D.Decoster,

"Electro-optical mixing in an edge coupled GaInAs/InP heterojunction phototransistor," Electronics letters, Vol.32, No.11, pp. 1030-1032, 1996

#### 4. E.Suematsu, et H.Ogawa,

"Noise performance of MMIC HBTs as photodetectors," 23<sup>rd</sup> European microwave conference proceedings, pp. 311-313, 1993

#### 5. H. Kamitsuma,

"Monolithically integrated high-gain and high sensitive photoreceivers with tunable filtering functions for subcarrier multiplexed optical/microwave systems,"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.43, No.9, pp.2351-2356, Septembre 1995.

# 6. D.Streit, L.Tran, R.Lai, Y.Chen, J.Cowles, K.Kobayashi, A.Oki, T.Block, M.Barski, P.H.Liu et J.Elliot,

"An InP-based HEMT and HBT MMIC production line," GAAS 97, Bologne, pp.59-63, 3-5 Sept. 1997

#### 7. A. Tachafine,

"Contribution à l'étude des phototransistors bipolaires à hétérojonction pour la réalisation d'amplificateurs monolithiques de forte puissance en bande X,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 10 Mars 1994.

#### 8. S.A. Bashar et A.A. Rezazadeh,

"Optically Transparent ITO Emitter contacts in the fabrication of InP/InGaAs HPTs," IEEE Transactions on Microwave Theory and Technicques, Vol. 43, No.9, pp. 2299-2303, Sept. 1995

#### 9. J. Thuret, C. Gonzalez, J.L. Benchimol, M. Riet, P. Berdaguer,

"Phototransistor TBH InP/InGaAs pour conversion optique-millimétrique," 11ème Journées Nationales Microondes, Arcachon, 5-7 Mai 1999

#### 10. P.Freeman, X.Zhang, I.Vurgaftman, J.Singh et P.Bhattacharya,

"Optical control of 14GHz MMIC Oscillators based on InAlAs/InGaAs HBTs with monolithically integrated optical waveguides,"

IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.43, No.3, pp. 373-378.

#### 11.R.A. Milano, P.D. Dapkus, et G.E. Stillman,

"An analysis of the performance of heterojunction phototransistors for fiber optic communications,"

IEEE Transactions on electron devices, Vol.29, No.2, pp. 266-274, février 1982.

#### 12.L.E.M.De Barros, A.Paolella, M.Y.Frankel, M.A.Romero, P.R. Herczfeld et A.Madjar,

"Photoresponse of microwave transistors to high-frequency modulated lightwave carrier signal,"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.45, No.8, pp. 1368-1374, août 1997

#### 13.J.Van De Casteele,

"Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences sur matériaux III-V," Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 2 Octobre 1996.

#### 14. J.C.Campbell, A.G. Dentai, C.A. Burrus et J.F. Ferguson,

"High sensitivity InP/InGaAs heterojunction phototransistors" Electronics Letters, Vol.16, No.18, pp. 713-714, 1980

#### 15.D.Fritzsche, E.Kupbal, et R.Aulbach,

"Fast response InP/InGaAsP heterojunction phototransistors," Electronics Letters, Vol.17, pp.178-180, 1981

#### 16.S. Chandrasekhar, M.K.Hoppe, A.G. Dentai, C.H. Joyner et G.J. Qua,

"Demonstration of enhanced performance of an InP/InGaAs heterojunction phototransistor with a base terminal,"

IEEE Electron devices letters, Vol.12, pp. 550-552, 1991

#### 17.T.Oka, T.Tanoue, H.Masuda, K.Ouchi et T.Mozume,

"InP/InGaAs heterojunction bipolar transistor with extremely high ft over 200GHz," Electronics Letters, Vol.31, No.23, pp. 2044-2045, Nov. 1995.

#### 18. H. Shigematsu, T. Iwai, Y. Matsumiya, H. Ohnishi, O. Ueda and T. Fujii,

"Ultra-high ft and fmax new self-alignment InP/InGaAs HBTs with a highly Be-doped base layer grown by ALE/MOCVD,"

IEEE Electron Device Letters, Vol.16, No.2, pp. 55-57, février 1995

#### 19.T.F.Carruthers, I.N. Duling, O.Aina, M.Mattingly et M.Serio,

"Responses of InP/Ga<sub>0,47</sub>In<sub>0,53</sub>As/InP heterojunction bipolar transistors to 1530 and 620 nm ultrafast optical pulses,"

Applied Physics Letters, Vol.59, No.3, pp. 327-329, 1991

#### 20.E.Suematsu et H.Ogawa,

"Frequency response of HBTs as photodetectors,"

IEEE microwave and guided wave letters, Vol.3, No.7, Juillet 1993

#### 21.D.Wake, D.J.Newson, M.J.Harlow et I.D.Henning,

"Optically-biased edge-coupled InP/InGaAs heterojunction phototransistors,"

Electronics Letters, Vol.29, No25, pp. 2217-2219, 1993

#### 22.C.P.Liu, A.J.Seeds, et D.Wake,

"Two-terminal edge-coupled InP/InGaAs heterojunction phototransistor optoelectronic mixer,"

IEEE Microwave and guided wave letters, Vil.7, No.3, pp.72-74, mars 1997

#### 23.D.P.Prakash, D.C.Scott, H.R.Fetterman, M.Matloubian, Q.Du et W.Wang,

"Integration of polyimide waveguides with traveling-wave phototransistors,"

IEEE photonics technology letters, Vol.9, No.6, pp. 800-802, juin 1997

#### 24.H.F.Chau, W.Liu et E.A.Beam,

"InP-based heterojunction bipolar transistors: recent advances and thermal properties,"

Microwave and optical technology letters, Vol.11, No.3, pp. 114-120, février 1996.

# 25.O.Aina, M.Serio, M.Mattingly, J.O'Connor, S.K.Shastry, D.S.Hill, J.P.Salerno et P.Ferm,

"High-speed InP/GaInAs heterojunction phototransistor on InP-on-Si grown by organometallic vapor phase epitaxy,"

Applied physics letters, Vol.59, No.3, pp. 268-270, Juillet 1991

#### 26.W.Q.Li, M.Karakucuk, P.N.Freeman, J.R.East, G.I.Haddad et P.K. Bhattacharya,

"High-speed AlGaAs/GaAs multi-quantum-well phototransistors with tunable spectral response,"

IEEE Electron Device Letters, Vol.14, No7, pp. 335-337, Juillet 1993

#### 27.H.Fukano, Y.Takanashi et M.Fujimoto,

"High-speed InP-InGaAs heterojunction phototransistors employing in nonalloyed electrode metal as a reflector,"

IEEE Jouranl of quantum electronics, Vol.30, No.12, pp. 2889-2895, Décembre 1994

#### 28.K.H.Ha, Y.H.Lee, J.I.Song, C.Canneau, C.Y.Park et K.H.Park,

"High-speed GaInP/GaAs heterojunction phototransistors,"

Electronics letters, Vol.31, No.16, pp.1386-1387, août 1995

#### 29. C. Gonzalez, J. Dangla, P. Launay et J. L. Benchimol,

"InP HBT phototransistor for radio over fiber communication systems,"

Mobile communications, Nov. 1996

#### 30.C.Gonzalez, C.Palma, J.Thuret, J.L.Benchimol et M.Riet,

"InP/InGaAs HBT phototransistor as optoelectronic converter up to millimeter-wave bands," MWP'97, Sept. 19997

#### 31.N.Chennafi,

"Contribution à l'étude physique et à l'optimisation des phototransistors bipolaires à hétérojonction à l'aide d'outils de simulation numériques: application au développement d'un schéma équivalent grand signal du phototransistor,"

Thèse du Conservatoire Nationale des Arts et Métiers de Paris, 2 juillet 1999

#### 32.S.J.Woods, A.B.Walker et D.Wake,

"Simulation of optically biased, edge-coupled InP/InGaAs phototransistors," EDMO 97, pp. 205-210, 24-25 Nov. 1997

#### 33. H. Kroemer,

"HBT: what should we built?,"

Journal of vacuum science and technology B, Vol.1, No.2, pp. 126-130, avril-juin 1983

#### 34.K.Honjo,

"Applications of HBTs,"

Solid state electronics, Vol.38, No.9, pp.1569-1573, 1995

#### 35.F.Alexandre, J.L.Benchimol, P.Launay, J.Dangla et C.Dubon-Chevallier,

"Modern epitaxial techniques for HBT structures,"

Solid state electronics, Vol.38, No.9, pp. 1667-1674, 1995

#### 36.C.Dubon-Chevallier, P.Launay, et J.Dangla,

"Le transistor bipolaire à hétérojonction: un dispositif performant pour les futurs systèmes de télécommunication,"

L'écho des recherches, No160, pp. 27-38, 1995

# 37. J. Gillespie, C. Bozada, J. Sewell, C. Cerny, G. De Salvo, R. Dettmer, J. Ebel, T. Jenkins, K. Nakano, C. Pettiford, T. Quach, D. Via, R. Welch,

"Passivated InGaP/GaAs heterojunction bipolar transistor technology using Pt/Ti/Pt/Au base contacts,"

Proceedings IEEE/Cornell conference on advanced concepts in high speed semiconductor devices and circuits, pp. 99-108, Aug. 1997

#### 38.S.Becht, M.Emonnot,

"Electrodéposition de métaux nobles,"

Techniques de l'ingénieur, M1625

#### 39.N.Nguyen,

"Electrodéposition par courants pulsés,"

Techniques de l'ingénieur, M1627

#### 40.B.Jalali,

"InP HBTs: growth, processing and applications,"

Artech House, 1995

#### 41.G.C. DeSalvo, W.F. Tseng, and J. Comas,

"Etch Rates and Selectivities of Citric Acid / Hydrogen Peroxide on GaAs, Al<sub>0,3</sub>Ga<sub>0,7</sub>As, In<sub>0,2</sub>Ga<sub>0,8</sub>As, In<sub>0,53</sub>Ga<sub>0,47</sub>As, In<sub>0,57</sub>Al<sub>0,48</sub>As, and InP"

J. Electrochem. Soc, Vol. 139, No. 3, March 1992

#### 42. S. Adachi,

"Chemical Etching of InP and InGaAsP / InP,"

J. Electrochem. Soc, Solid State Science and Technology, March 1982

#### 43.M.Zaknoune, O.Schuler, F.mollot, D.Théron et Y.Crosnier,

"Nonselective wet chemical etching of GaAs and AlGaInP for device applications" *J.Vac.Sci.Technol.B* 16(1), *Jan/Feb* 1998, pp. 223-226.

#### 44.M.Borgarino, R.Plana, M.Fendler, F.Mollot, J.Barette, J.P.Vilcot et D.Decoster

"Propriétés électriques des transistors à hétérojonction sur InP pour des applications optoélectroniques monolithiques,"

7ème Journées Nationales Microondes, Arcachon, 5-7 Mai 1999

#### 45.L.S. Vempati, J.D. Cressler, J.A. Babcock, R.C. Jaeger, et D.L. Harame

"Low-frequency noise in UHV/CVD epitaxial Si and SiGe bipolar transistors," IEEE Journal of Solid-state circuits, Vol.31, No.10, Oct. 1996, pp. 1458-1467.

#### 46.G.Dambrine,

"Caractérisation des transistors à effet de champ: mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent,"

Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, le 3 Mars 1989.

#### 47.L.Noel, D.Marcenac, et D.Wake,

"Optical millimetre-wave generation technique with high efficiency, purity and stability," Electronics letters, 10<sup>th</sup> October 1996, Vol.32, No.21, pp.1997-1998.

Conclusion générale.

## Conclusion générale.

Les récents développements des systèmes de télécommunication mixtes fibre-radio permettant de transmettre des informations sur des porteuses optiques et hyperfréquences nécessitent des performances bien spécifiques pour les composants d'extrémités émetteurs et récepteurs. Cette thèse fut consacrée aux récepteurs, c'est à dire à la conversion opto-microonde et opto-millimétrique. Des photodétecteurs de type guide d'ondes tels que les photodiodes PIN et les phototransitors bipolaires à hétérojonction (HPT) sont particulièrement bien adaptés à ce genre d'applications. Ces composants permettent de rompre la symétrie entre le transport des porteurs de charge et des photons afin d'optimiser à la fois les performances électriques et optiques. Grâce à son gain en courant élevé, le HPT agit à la fois comme un photodétecteur et un amplificateur et peut donc prendre part à des fonctions optoélectroniques plus complexes telles que le contrôle optique d'oscillateurs hyperfréquences.

Dans un premier temps, nous avons justifié tout l'intérêt de cette thèse en développant un démonstrateur [1]. Nos expériences ont montré tout l'intérêt du contrôle optique d'oscillateurs hyperfréquences pour les transmissions opto-microondes, grâce à l'éclairement d'un oscillateur conventionnel GaAs oscillant à 10,6GHz. Cette transmission réalisée pour une longueur d'onde de  $0,8\mu m$  nous a permis de transmettre des informations sur une porteuse microonde par voie optique. Forts de cette expérience, nous pouvons espérer rééditer cette opération avec la réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences fonctionnant aux longueurs d'ondes couramment utilisées dans les systèmes de télécommunication optiques, à savoir  $\lambda=1,3\mu m$  et  $\lambda=1,55\mu m$ . La collaboration avec l'Université du Kent via le centre "Transmanche Telecom" doit nous permettre d'arriver à nos fins.

Dans une seconde étape, nous traitons des composants réalisés à cet effet: la photodiode PINguide et le phototransistor-guide sur substrat InP semi-isolant. Leurs réalisations ont nécessité le développement de procédés technologiques innovants dans les domaines de la photolithographie, de la gravure et de la métallisation. Le clivage et la mise en boîtier des composants ont également nécessité de gros efforts de développement. Au final, les composants réalisés disposent d'une réponse à l'éclairement importante aux fréquences élevées. La réponse de la photodiode PINguide est égale à 0.70 A/W pour  $\lambda = 1.55 \mu \text{m}$  et 0.61 A/W pour  $\lambda = 1.3 \mu \text{m}$  sans traitement antiréfléchissant. Le phototransistor-guide quant à lui présente une réponse légèrement plus faible à hauteur de 0,5 A/W pour  $\lambda$ =1,55 $\mu$ m et 0,45A/W pour  $\lambda$ =1,3 $\mu$ m, également sans traitement antiréfléchissant, bien qu'ayant rigoureusement la même structure guidante que la photodiode PIN. Cette légère différence est due au fait que pour la structure du phototransistor, le cœur du guide absorbant en GaInAs n'est pas complètement non intentionnellement dopé comme pour la photodiode PIN. En effet dans le photodiode PIN, les paires électrons-trous photogénérées sont séparées par le champ qui règne au sein des 500 nm de GaInAs; dans la structure phototransitor, 100 nm de GalnAs constituent la base fortement dopée p++, par conséquent seuls les photoporteurs générés dans les 400 nm de GaInAs non intentionnellement dopés restants sont séparés [2]. Chacun de ces composants présentent une fréquence de coupure mesurée au-delà de 40 GHz après mise en boîtier (K), et doivent pouvoir atteindre 60 GHz si l'on tient compte des mesures effectuées sous pointes.

La technologie de fabrication de ces composants présente certaines difficultés. D'une part les applications en gamme millimétrique nécessitent une topologie particulière sur substrat semi-isolant impliquant la réalisation de ponts à polyimide. D'autre part, l'éclairement des composants par la tranche nécessite le clivage de ces derniers avec des tolérances spatiales très contraignantes. Enfin, le fonctionnement optimal de ces composants nécessite l'emploi de fibres lentillées dont l'alignement est très critique. La réalisation de guides optiques facilitant l'acheminement de la lumière aux composants est une amélioration très attractive pour ce genre de composants [3], bien qu'elle ne facilitera en rien le procédé de fabrication.

### Références.

#### 1. M. Fendler, P. Descamps, J.P. Gouy, J.P. Vilcot and D. Decoster,

"Fibre radio link based on microwave oscillator optical control," Microwave and Optical Technology Letters.

#### 2.N. Chennafi,

"Contribution à l'étude physique et à l'optimisation des phototransistors bipolaires à hétérojonction à l'aide d'outils de simulation numériques: applications au développement d'un schéma équivalent grand signal du phototransistor,"

Thèse du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, 2 juillet 1999.

#### 3.D.P.Prakash, D.C.Scott, H.R.Fettermann, M.Matloubian, Q.Du, W.Wang

"Integration of polyimide waveguides with traveling-wave phototransistors," IEEE Photonics Technology Letters, Vol.9, No.6, pp. 800-802, juin 1997

## Liste des communications et publications.

#### 1-Publications.

- M.Fendler, P.Descamps, J.P.Gouy, J.P.Vilcot and D.Decoster,
   "Fibre Radio Link Based On Microwave Oscillator Optical Control,"
   Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 18, n°3, pp 193-196, 20 juin 1998.
- 2. M.Borgarino, R.Plana, M.Fendler, J.P.Vilcot, F.Mollot, J.Barette, D.Decoster, and J.Graffeuil. "Low Frequency Noise Behaviour Of InP/InGaAs Opto-Heterojunction Bipolar Transistors With Lensed Base Layer," Proposé à Solid State Electronics.

#### 2-Communications avec actes.

- 3. J.P. Vilcot, V. Magnin, J.Harari, M.Fendler, and D.Decoster "High Speed Optoelectronic Devices For Optical To Millimeter Wave Conversion," 10<sup>th</sup> International Symposium On Ultrafast Phenomena In Semiconductors (UFPS), Vilnius, Lituanie, 31 août-2 Septembre 1998.
- 4. J.P. Vilcot, M.Fendler, F.Jorge, V.Magnin, J.Barette, S.Maricot and D.Decoster "Radio Over Fiber Telecommunication Systems: The Key Optoelectronic Devices For The Receiver,"
- SOTAPOCS XXIX, Boston, Massachusetts, 1-6 Novembre 1998
- S.Dupont, M.Fendler, J.P.Vilcot, N.Haese and D.Decoster "Millimeter Wave Over Fiber Links: Photodetection And System Aspects," 10<sup>th</sup> Microcoll Proceedings, Budapest, Hungary, 21-24 Mars 1999.

#### 3-Communications.

#### 7. M.Fendler,

"Réalisation de photodiodes PIN GaInAs/InP de type guide d'onde," Journée Nationale du Réseau Doctoral en Microtechnologies, Toulouse, 27 mars 1998

#### 8. M.Fendler, J.P.Vilcot J.Barette et D.Decoster

"Composants optoélectroniques pour systèmes de télécommunication opto-millimétriques," 7<sup>ème</sup> Journées Nationales de Microélectronique et Optoélectronique, Egat, Janvier 1999.

#### 9. M.Borgarino, R.Plana, M.Fendler, F.Mollot, J.Barette, J.P.Vilcot, et D.Decoster,

"Propriétés électriques des transistors bipolaires à hétérojonction sur InP pour des applications optoélectroniques monolithiques,"

11èmes Journées Nationales Microondes, Arcachon, 5-7 Mai 1999.

#### 10. V.Magnin, J.Harari, M.Fendler, J.P.Vilcot at D.Decoster

"Possibilities and limits of edge-coupled InGaAs/InP heterojunction phototransistors for millimetric applications,"

11th III-V Semiconductor Device Simulation Workshop, 10-11 Mai 1999

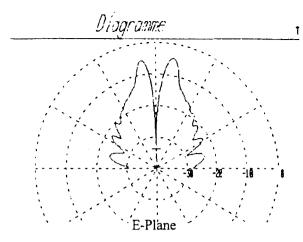


Figure 12 Planar array measured difference pattern at 4.0 GHz

band and in both planes: the ripple in the principal lobe is less than 2 dB, the secondary lobe level is around -27 dB, and the copolar polarization is less than -25 dB.

#### IV. CONCLUSIONS

This realization shows that it is now possible to make array antennas by means of printed circuits able to generate patterns very close to the desired shapes, even in nonconventional cases. The use of Wilkinson couplers and hybrid junctions, to build the power division, associated with the using of stacked patch sources permits us to obtain a very large frequency bandwidth and polarization purity. The utilization of such antennas for operational equipment (radar, transmission systems, etc.), for which the linkage balance constitutes an important parameter, is not suitable since the losses in the power divider are relatively important.

#### ACKNOWLEDGMENT

We would like to thank Mr. C. Vinatier from C.C.E.T.T. for technical support.

#### REFERENCES

- 1. S. Assailly, C. Terret, and J. P. Daniel, "Some Results on Broadband Microstrip Antennas with Low Cross Polar and High Gain," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 39, Mar. 1991, pp. 413–415.
- A. C. Tarot, A. Sharaiha, C. Terret, L. Demeuré, Y. Garnier, Y. Leroux, and J. P. Blot, "Low Cost Technology to Realise Printed Antenna," J. Int. de Nice sur les Antennes, Nice, France, Nov. 1994, pp. 382–385.
- M. Edimo. P. Rigoland, and C. Terret, "Wideband Dual Polarised Aperture-Coupled Stacked Patch Antenna Array Operating in C-Band," *Electron. Lett.*, Vol. 30, July 1994, p. 1196.
- P. Rigoland, C. Terret, M. Drissi, and P. Gadenne, "Design and Experimental Results on Printed Wideband Antennas," *PIERS Innsbrück*, July 1996.
- 5. D. M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstrip Line," *Electron. Lett.*, Vol. 21, Jan. 1985.
- G. B. Dantzig and W. Orchard, "The Product Form for the Inverse in the Simplex Method," Math. Comput., 1959.
- J. H. Holland. "Genetic Algorithms." Sci. Amer., July 1992, pp. 66-72.
- 8. P. Rigoland, C. Terret, M. Drissi, and P. Gadenne, "Power Di-

vider Topologies Applied to Antenna Synthesis." *Microwave Opt. Technol. Lett.*, June 1996, pp. 167–171.

© 1998 John Wiley & Sons, Inc. CCC 0895-2477/98

# FIBER RADIO LINK BASED ON MICROWAVE OSCILLATOR OPTICAL CONTROL

M. Fendler, P. Descamps, J. P. Gouy, J. P. Vilcot, and D. Decoster

<sup>1</sup> Département Hyperfréquences et Semiconducteurs Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (I.E.M.N.) UMR CNRS 9929

Domaine Universitaire et Scientifique de Villeneuve d'Ascq BP 69, 59652 Villeneuve d'Ascq Cedex, France

Received 6 January 1998

ABSTRACT: A fiber radio link based on direct optical injection subharmonic locking of a GaAs MMIC oscillator at 10.6 GHz is experimentally demonstrated. Microwave output power of 7.6 dBm is reported. The oscillator can be locked using up to the 32nd subharmonic over a 200 kHz locking range. The achieved linewidth allowed transmission of a signal modulated down to 500 Hz through the link. © 1998 John Wiley & Sons. Inc. Microwave Opt Technol Lett 18: 193–196. 1998.

Key words: fiber radio links: microwave oscillator optical control

#### 1. INTRODUCTION

Fiber optic microwave and millimeter-wave transmission links are an attractive alternative to all-fiber systems for outdoor as well as indoor applications. Numerous techniques exist, based on direct laser modulation, external modulation, optical heterodyning, optical control of microwave and millimeter wave, etc. We will present herein the optical control of a microwave oscillator.

Optical techniques for the control of microwave oscillators have constituted an active research area for several years [1–4]. The synchronization of free-running oscillators by a modulated optical beam is done by coupling the optical beam into the active devices of the oscillators. Several research groups have demonstrated direct optical injection locking of microwave oscillators made with IMPATTs. MESFETs [5–9], resonant tunneling diodes [10], GaAs heterojunction bipolar transistors (HBTs) [11], and InAlAs/InGaAs HBTs [12].

In this paper, we experimentally demonstrate that optical control of microwave oscillators is a potential method for transmitting data via optical fiber radio links at an RF frequency. The oscillator is locked thanks to the modulated optical signal itself. The frequency of the electrical signal required to lock the microwave oscillator is a subharmonic of the microwave carrier. These experiments were performed at 0.8  $\mu$ m wavelength using a GaAs MMIC oscillator and a GaAs VCSEL.

#### 2. OSCILLATOR CHARACTERISTICS

The MMIC described in this work, which was developed for radar applications. includes a free-running voltage-controlled oscillator (VCO) operating at X-band. It uses series feedback. The series resonator is composed of an inductor and a



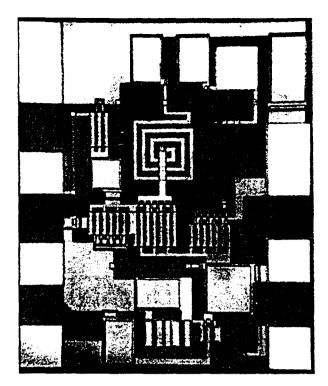


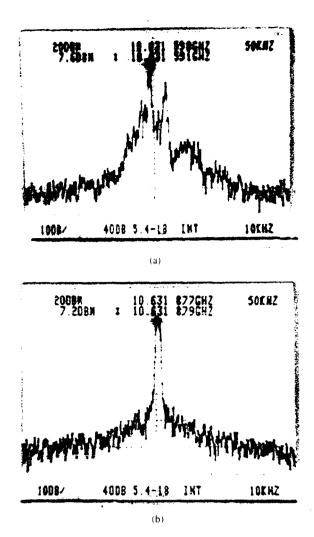
Figure 1 Photograph of the MMIC GaAs oscillator

capacitor placed, respectively, in the gate and source of the oscillator transistor. The source and the drain are biased through two active loads. The gate width of the oscillator transistor and the active load one is, respectively, 450 and 300  $\mu$ m. The GaAs standard process for MESFETs of the Philips Microwave Limeil foundry was used, and a full description of this MMIC is given in [13, 14]. A photograph of the MMIC is shown in Figure 1.

The dimensions of the MMIC are 770  $\mu$ m  $\times$  660  $\mu$ m. The output power of the oscillator is 7.6 dBm at 10.6 GHz for a bias voltage of 8 V, and the dc to RF efficiency is 8%. The internal quality coefficient is higher than 1000, and the phase noise measured at 500 kHz from the carrier is -105 dBc/Hz.

#### 3. OPTICAL CONTROL EXPERIMENTS

Without any optical injection, the free-running oscillation of the GaAs MMIC is about 10.6 GHz [Fig. 2(a)]. A first step in our experiment was to optically lock the frequency of the GaAs MMIC oscillator. In optical injection locking, the optical control signal is intensity modulated at a frequency close to the free-running frequency of the oscillator (fundamental locking), one of its harmonics (harmonic locking), or one of its subharmonic (subharmonic locking). The modulated optical signal absorbed in the device active region gives rise to a current flow at the modulating frequency, and this acts in a very similar way to direct microwave signal injection. The use of subharmonic locking is suggested by the inherent nonlinearity of the active devices composing the oscillator [1]. Moreover, it allows us to use a laser whose cutoff frequency is far below the frequency of the microwave oscillator. Here, we used a Motorola VCSEL emitting at  $0.8 \mu m$  and delivering 1 mW at the output of a multimode fiber; its cutoff frequency is about 2.5 GHz. The RF signal applied to the laser (10 dBm) was supplied by a Wiltron 68147A synthesized microwave source. Microwave spectral measurements were performed with a Tektronix 494 AP spectrum analyzer. The



**Figure 2** (a) Spectrum of the free-running oscillation of the GaAs MMIC oscillator. (b) Spectrum of the optically injection locked GaAs MMIC oscillator (locking frequency = 1.06 GHz)

laser is modulated at a frequency close to a subharmonic of the oscillator frequency. The end of the multimode fiber is placed as close as possible to the GaAs circuit. Our MMIC is not especially designed for optical control. Using the multimode fiber, we mainly planned to illuminate the oscillator transistor; the optical quantum efficiency of the component is nevertheless very low. Parasitic illumination of other components in the MMIC can also occur. Injection locking has been obtained over a range of 200 kHz. When locked, the oscillation is stable in frequency and in power. In Figure 2(b), the oscillator is locked with the 10th subharmonic.

When locked, the linewidth is very thin, and it is possible, then, to define the noise level at 2 kHz away from the carrier. We measured a noise level of -63 dBc/Hz for each subharmonic on average (see Fig. 3). This result traduces the quality of the locking which can be achieved down to the subharmonic number 32, corresponding to 332 MHz. For a higher subharmonic level, no further optical locking has been observed, and the noise floor increases strongly at 2 kHz of the carrier

The second step of our experiment was to transmit data which were simulated with a square-wave signal. To perform the experiment, the previous RF signal was modulated in amplitude by an external function generator (HP 3310A



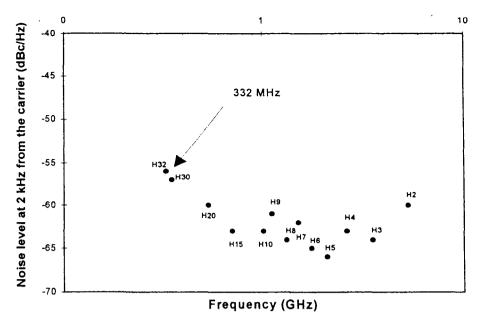


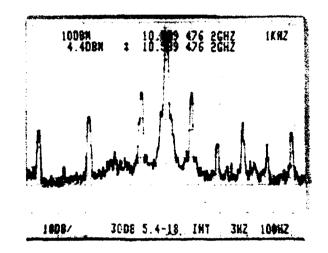
Figure 3 Noise level at 2 kHz from the carrier (Hi represents the ith subharmonic of fundamental at 10.6 GHz)

function generator). Figure 4 shows the experimental setup. Using the optoelectronic mixing capabilities of the oscillator, this one is locked by a subharmonic signal, and simultaneously, data are reported on the microwave carrier. Because the linewidth of the oscillator is very thin after locking, the frequency of the data to transmit can be very low. Our experiment was performed from 500 Hz to 100 kHz squarewave signals, which are the minimum and maximum available frequencies of our square-wave generator. In Figure 5, we show the spectrum obtained at the output of the microwave oscillator when we modulate the 10th subharmonic applied to the laser with a 1 kHz square-wave signal. We can clearly see that it is composed of the microwave carrier at 10.6 GHz with a typical lateral spectrum for a 1 kHz square-wave amplitude modulation of the microwave carrier.

This result shows that, using this method, the data signal which modulates an electrical subharmonic is entirely converted into an amplitude modulation of the microwave carrier delivered by the microwave oscillator.

#### 4. CONCLUSION

In this letter, we have shown that the frequency of a GaAs MMIC oscillator can be optically locked. The laser was a 0.8  $\mu m$  VCSEL with 2.5 GHz cutoff frequency, and the RF locking signal was a subharmonic of the microwave signal



**Figure 5** Spectrum of the optically locked microwave oscillator signal when a 1 kHz square-wave signal modulates the RF locking signal applied to the laser

delivered by the oscillator. The quality of the lock led to a very thin linewidth of the microwave signal. We also demonstrated that it is possible to transmit data using amplitude modulation of the RF signal, and that this modulation is reported on the microwave carrier delivered by the oscillator.

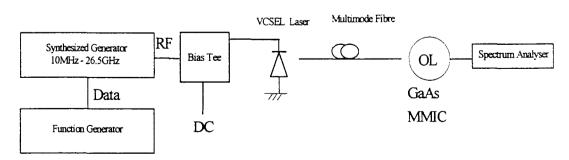


Figure 4 Schematic view of the fiber radio link

This method might be a way to develop low-cost fiber radio links, for example, in the delivery of data to private, professional, and mobile subscribers.

Specific design of an oscillator, i.e., a dedicated optoelectronic control device and oscillator quality efficient, should validate both our increased optical efficiency as well as locking range.

#### **ACKNOWLEDGMENTS**

One of the authors, M. Fendler, was grant-aided by DGA; we would like to acknowledge the DSP Department for its help. We also would like to thank Dr. M. Lebby and J. Ramdani from Motorola for providing us the VCSEL laser.

#### REFERENCES

- A. J. Seeds and A. A. de Salles, "Optical Control of Microwave Semiconductor Devices," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 38, May 1990, pp. 577–585.
- J. F. Cadiou, J. Guena. E. Penard, P. Legaud, C. Minot, J. F. Palmier, H. Le Person, and J. C. Harmand, "Direct Optical Injection Locking of 20 GHz Superlattice Oscillators," *Electron. Lett.*, Vol. 30, Sept. 29, 1994, pp. 1690–1691.
- L. Goldberg, R. D. Esman, and K. J. Williams, "Generation and Control of Microwave Signals by Optical Techniques," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, Vol. 139, Pt. J, Aug. 1992, pp. 288–295.
- A. S. Daryoush, "Optical Synchronization of Millimeter Wave Oscillators for Distributed Architectures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 38, May 1990, pp. 467–476.
- I. D. Blanchflower and A. J. Seeds, "Optical Control of Frequency and Phase of GaAs MESFET Oscillator," *Electron. Lett.*, Vol. 25. Mar. 1989. pp. 359–360.
- A. J. Seeds and J. R. Forrest, "Initial Observations of Optical Injection Locking of an X-Band IMPATT Oscillator," *Electron. Lett.*, Vol. 14, Dec. 7, 1978, pp. 829-830.
- D. Sommer, N. J. Gomes, and D. Wake, "Optical Injection Locking of Microstrip MESFET Oscillator Using Heterojunction Phototransistors," *Electron. Lett.*, Vol. 30, June 23, 1994, pp. 1097–1098.
- A. Bangert and M. Ludwig, "A Direct Optical Injection Locked 8 GHz MMIC Oscillator," *IEEE MTT-S Dig.*, 1991, pp. 499–501.
- R. D. Esman, L. Goldberg, and J. F. Weller, "Optical Phase Control of an Optically Injection-Locked FET Microwave Oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 37, Oct. 1989, pp. 1512–1518.
- T. P. Higgins, J. F. Harvey, D. J. Sturzerbrecher, A. C. Paolella, and R. A. Lux, "Direct Optical Frequency Modulation and Injection Locking of Resonant Tunnel Diode Oscillator," *Electron. Lett.*, Vol. 28, Aug. 1992, pp. 1574-1576.
- A. Bangert and Th. Lauterbach. "Initial Observations of Optical Injection Locking of Oscillators Using Heterojunction Bipolar Transistors." *Electron. Lett.*, Vol. 28, Mar. 1992, pp. 621-623.
- P. Freeman, X. Zhang, I. Vurgaftman, J. Singh, and P. Bhattacharya, "Optical Control of 14 GHz MMIC Oscillators Based on InAlAs/InGaAs HBTs with Monolithically Integrated Optical Waveguides," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 43, Mar. 1996, pp. 373-378.
- P. Descamps, V. Pauker, and J. Vindevoghel, "A 10 GHz GaAs MMIC for Radar Applications," 21st EUMC Conf., Stuttgart, West Germany, Sept. 1991.
- P. Descamps, J. Vindevoghel, F. Bouazza, and S. Sadek, "Microwave Doppler Sensors for Terrestrial Transportation Applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 46, Feb. 1997, pp. 220–228.

© 1998 John Wiley & Sons, Inc. CCC 0895-2477/98

196

# MICROWAVE POWER DISTRIBUTION IN A MULTICHIP MODULE RADIATIVE INTERCONNECTION SYSTEM

#### R. D. Seager<sup>1</sup>

Department of Electronic and Electrical Engineering Loughborough University Loughborough, Leics. LE11 3TU, United Kingdom

Received 5 January 1998

ABSTRACT: A three-dimensional model to calculate microwave power distribution in a radiative microwave interconnection system is described. The effect of a receiver antenna on the power available over the floor of a multichip module is noted. The requirement for a low-gain, and hence relatively small, antenna is shown. © 1998 John Wiley & Sons, Inc. Microwave Opt Technol Lett 18: 196–200, 1998.

Key words: device packaging; multichip modules; high-speed interconnections; leaky wave antennas

#### INTRODUCTION

The interconnection system modeled in this letter is based on microwave radiative interconnections. Earlier papers [1–3] reported initial aspects of the proposed system, including a geometric model to allow the calculations of optimum chip positions and system bandwidth for a given set of multichip module (MCM) dimensions. Microwave beams, directed by dielectric guide leaky wave antennas (LWA), placed, or manufactured, on semiconductor devices in the MCM are bounced off the package lid, and are received by a neighboring device, also containing an LWA. This letter describes the next stage in the study. The frequency and antenna size limitations are considered. How well a particular integrated circuit within an MCM can be targeted given the constraints of chip and MCM sizes is also considered. This is critical to the further development of the work.

This letter considers the size and dimensions of the MCM as well as the LWA parameters. It evaluates the power distribution within the MCM caused by the LWA. The model gives the ability to vary the LWA parameters, and to see how this affects the power distribution over the other devices in the MCM. The overall aim is to concentrate the power over one receiver and minimize the power incident on other devices. For simplicity, at this stage, only the carrier signal is considered.

#### MODELING SYSTEM

The model uses Marcatili's LWA design equations [4] to define the beam angle and the beamwidth of the antenna. The antenna is shown schematically in Figure 1. The values used for this model are given in Table 1. Equations developed by Schwering and Peng [5] are used to give the antenna's radiation pattern. The system is modeled using MathCad Professional version 7 on a Pentium PC. Once the antenna is designed, the model for the MCM is developed. The model data are shown in Table 1.

The MCM floor is subdivided into units, and the power incident on each of these units is calculated using the antenna pattern and trigonometry. This yields interesting information in terms of what areas of the MCM are at risk to unacceptable levels of radio frequency interference (RFI). Finally, an antenna is also placed in the target unit, and the



## Résumé.



Les récents développements des systèmes de télécommunication mixtes fibre-radio permettant de transmettre des informations sur des porteuses optiques et hyperfréquences nécessitent des performances bien spécifiques pour les composants d'extrémités émetteurs et récepteurs. Cette thèse fut consacrée aux récepteurs, c'est-à-dire à la conversion opto-microonde et opto-millimétrique. Des photodétecteurs de type guide d'ondes tels que les photodiodes PIN et les phototransistors bipolaires à hétérojonction (HPT) sont particulièrement bien adaptés à ce genre d'applications. Ces composants permettent de rompre la symétrie entre le transport des porteurs de charge et des photons afin d'optimiser à la fois les performances électriques et optiques. Grâce à son gain en courant élevé, le HPT agit à la fois comme un photodétecteur et un amplificateur et peut donc prendre part à des fonctions optoélectroniques plus complexes telles que le contrôle optique d'oscillateurs. Ce rapport de thèse décrit la conception, la réalisation et la caractérisation de ces composants.

### InP based waveguide components for radio over fiber telecommunication systems.

Recent developments in radio over fiber telecommunication systems such as micro- or pico- cellular mobile communications would require specific performance from either optical emitters or receivers. In this work, we will describe this receiver part, i.e. the optical to micro- or millimeter wave conversion. Waveguide type photoreceivers such PIN photodiodes and HPT's (Heterojunction bipolar PhotoTransistors) appear to be suitable devices for such applications. These devices disjoin photon and electron transport and permit separate optimization of light aborption and electrical properties. Owing to its intrinsic gain, the HPT can act as an amplified detector or can be used in more complex optoelectronic functions as optically driven oscillators. This report describes the design of these specific components, their technology and give the main aspect of their performance.

Discipline:

Electronique.

Mots clés:

Photodétecteurs guides d'ondes, photodiodes, phototransistors, contrôle optique

d'oscillateurs hyperfréquences.

Laboratoire: Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord, Université des Sciences

et Technologies de Lille.

BP69, 59652 Villeneuve d'Ascq Cedex.