

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

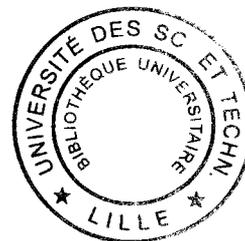
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: Electronique

par

Filipe JORGE



RECEPTEURS OPTO-MILLIMETRIQUES POUR TELECOMMUNICATIONS MIXTES FIBRE-RADIO

Soutenance prévue le 25 novembre 1999 devant la Commission d'Examen composée de :

M. P.A. ROLLAND	Président (USTL)
M. D. DECOSTER	Directeur de thèse (USTL)
M. J.P. VILCOT	Co-directeur de thèse (USTL)
Mme B. CABON	Rapporteur (ENSERG, Grenoble)
M. S. TOUTAIN	Rapporteur (IRESTE, Nantes)
Mme C. GONZALEZ	Examineur (CNET/OPTO+)
M. F. DEBORGIES	Examineur (Thomson-LCR)

Remerciements

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Institut d'Electronique et de microélectronique du Nord, de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par le professeur **P.A. ROLLAND**, qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Monsieur le professeur **D. DECOSTER** m'a accueilli au sein de l'équipe « Composants et Circuits Optoélectroniques » qu'il dirige. En me proposant le sujet de ce travail et pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, de ses qualités humaines et de sa constante disponibilité, je tiens à lui exprimer ici ma profonde et amicale reconnaissance.

Monsieur **J.P. VILCOT** a assuré la direction de ce travail. Pour avoir répondu aux nombreuses questions que je me suis posées et m'avoir supporté (au sens propre comme au sens figuré) durant ces longues années, je tiens à lui témoigner ma sincère reconnaissance et toute mon amitié.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Madame **B. CABON** et Monsieur **S. TOUTAIN**, respectivement professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble et à l'Université de Nantes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être rapporteur.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Madame **C. GONZALEZ**, ingénieur au CNET France Telecom, pour avoir accepté de participer à ce jury de thèse.

Je remercie également Monsieur **F. DEBORGIES**, Ingénieur à Thomson-LCR, pour sa participation à ce jury de thèse.

Je tiens à témoigner ma sincère reconnaissance et mon amitié à Mademoiselle **S. MARICOT** pour sa complicité et son aide au cours de ces années passées dans le même bureau.

Je tiens également à remercier Messieurs **J. HARARI** et **J.P. GOUY** pour les connaissances scientifiques qu'ils m'ont fait partager.

Je remercie l'ensemble du personnel des centrales de caractérisation et de technologie, et en particulier Madame **E. DELOS** et Monsieur **D. VANDERMOERE** pour leurs contributions à la caractérisation de ces circuits.

J'exprime mes remerciements à Messieurs **J.C. ANDRIES**, **J.C. JENNEQUIN** et **P. MICHON** de l'atelier de mécanique, ainsi qu'à Monsieur **J.P. DEHORTER** du service reprographie, qui a assuré la reproduction de ce mémoire.

Remerciements

Je voudrais associer à ce travail tous les membres, passés ou actuels, de l'équipe optoélectronique : Asma, Aurore, Cathy, Iman, Maité, Achour, Bekkay, Bob, Frédéric, Germain, Guanghai, Hamid, Hatem, Ian, Jean-François, Jérôme, Luc, Magdy, Manu, Omar, Régis, Saad, Samuel, Vincent, Wandji, Yves, qui m'ont permis de travailler dans une ambiance agréable.

Je voudrais également remercier l'ensemble du personnel et chercheurs de l'IEMN, et tous ceux, dont j'ai pu faire la connaissance au cours de ces années, que je n'ai pas cités et qui j'espère ne m'en tiendront pas rigueur.

Introduction générale

Introduction générale 1

CHAPITRE I

PRESENTATION DES PHOTODETECTEURS MILLIMETRIQUES

I. Projet FRANS 3
 A. Objectif principal 3
 B. Approche technique 3

II. Détecteurs opto-millimétriques 6
 A. Photodiode PIN 6
 1. Rendement quantique 6
 2. Courant d'obscurité 9
 3. Bande passante 10
 B. Photodiode PIN-guide 12
 C. Photodétecteur MSM 14
 D. Etat de l'art des photodétecteurs millimétriques 16

III. Le photodétecteur guide d'onde THOMSON-LCR18
 A. Choix du composant 18
 B. Structure du composant 18
 C. Modélisation électrique équivalente 23
 1. Schéma équivalent23
 2. Eléments du schéma équivalent25
 a) Capacité26
 b) Résistance28
 c) Inductance31
 D. Caractérisation micro-onde32
 1. Caractérisation statique 32
 a) Montage utilisé32
 b) Photodétecteur non éclairé32
 c) Photodétecteur éclairé33
 2. Caractérisation dynamique34

IV. Conclusion 36

Références bibliographiques du Chapitre I37

CHAPITRE II
FRANS : ADAPTATION HYBRIDE

I. Conception du circuit hybride	41
A. Principe de l'adaptation	41
B. La ligne de transmission coplanaire	41
1. Avantages et limites	41
2. Modes de propagation	43
3. Suppression du mode parasite	44
C. Calibrage des logiciels utilisés	45
1. Présentation des logiciels	45
2. Utilisation d'une cellule de test	46
D. Optimisation du circuit	52
II. Réalisation et caractérisation	56
A. Fabrication	56
B. Caractérisation hyperfréquence	58
1. Circuits d'adaptation	58
a) Présentation du banc de mesures	58
b) Résultats obtenus	59
2. Modules d'adaptation	60
a) Présentation du banc de mesures	60
b) Résultats obtenus	62
c) Problèmes rencontrés	64
III. Conclusion	65
Références bibliographiques du Chapitre II	67

CHAPITRE III
FRANS : PREADAPTATION MONOLITHIQUE

I. Concept de l'adaptation	69
II. Etudes des structures selfiques	69
A. Différentes structures envisagées	69
B. Cellules de test	70
III. Conception	75
A. Schémas équivalents paramétrés	75
B. Té de polarisation	77
1. Structure	77
2. Performances	78
C. Résultats théoriques	79
1. Photodiodes préadaptées	79
2. Modules préadaptés	80
IV. Réalisation et caractérisation	82
A. Fabrication	82
B. Caractérisation	84
1. Photodiodes préadaptées	84
2. Modules préadaptés	86
3. Tolérance à la découpe des circuits hybrides	87
a) Modules préadaptés	87
b) Association d'un circuit d'adaptation et d'un photodétecteur préadapté par une inductance	88
c) Association d'un circuit d'adaptation et d'un photodétecteur préadapté par un tronçon de ligne	89
V. Conclusion	91
Références bibliographiques du Chapitre III	93

CHAPITRE IV
COMPARAISON THEORIQUE DE DEUX PHOTORECEPTEURS :
L'ASSOCIATION P-I-N/HBT ET LE PHOTOTRANSISTOR A
HETEROJUNCTION InP/GaInAs DE TYPE GUIDE D'ONDE

I. Concepts de base relatifs au bruit dans les composants	95
A. Principales sources de bruit	95
1. Bruit blanc	96
a) Le bruit de diffusion	96
b) Le bruit de grenaille	97
c) Le bruit d'avalanche	97
2. bruit en excès	98
a) Le bruit de génération-recombinaison	98
b) Le bruit de scintillation	98
c) Le bruit en créneaux et le bruit de micro-plasmas	98
B. Définitions propres aux photorécepteurs	98
1. taux d'erreur d'une transmission numérique ou BER	99
2. Sensibilité ou puissance optique minimale détectable	99
3. Bruit équivalent ramené en entrée	100
II. Comparaison de deux photorécepteurs de base	101
A. Présentation des deux photorécepteurs	101
1. L'association classique p-i-n/HBT	101
2. Le phototransistor à hétérojonction InP/InGaAs	108
3. Performances hyperfréquences	110
B. Etude en bruit des deux photorécepteurs	111
1. Schémas équivalents bruyants	111
2. Densité spectrale de bruit	113
3. Influence des éléments du schéma équivalent	115
a) Contribution des éléments primaires	116
b) Contribution des éléments indirects	121
4. Influence des paramètres physiques du composant	132
5. Amélioration potentielle des photorécepteurs	137
III. Conclusion	139
Références bibliographiques du Chapitre IV	141

Conclusion générale

Conclusion générale	143
----------------------------------	------------

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

On a assisté ces deux dernières décennies, de par l'intrusion de l'optique, à une véritable révolution dans les systèmes de transmissions de l'information.

De nos jours la notion de transmission d'informations ne peut se dissocier de mots tels que multimédia, autoroutes de l'information, interactivité et bien évidemment du réseau mondial Internet.

Le débit sans cesse croissant de l'information à transmettre, a nécessité la mise en place de nouveaux systèmes de télécommunications.

Il existe deux grandes familles au sein des télécommunications optiques : d'une part les transmissions longues distances, d'autre part les réseaux courtes distances.

Concernant les télécommunications optiques longues distances, ces systèmes sont bien en place (transmissions par fibres optiques sous-marines et terrestres) et fonctionnent actuellement à 2.5 et 10 Gbits/s avec une évolution future vers le 20 et 40 Gbits/s. Notamment au cours de ces dernières années l'avènement des amplificateurs à fibre dopée Erbium a particulièrement participé à l'essor de ces systèmes de transmissions.

Par contre en ce qui concerne les transmissions courtes distances, les perspectives à long terme ne sont pas encore bien établies.

En effet, la transmission d'information par voie optique jusque chez l'abonné (FTTH) semble, dans un premier temps, incompatible avec l'aspect économique d'une telle liaison. Le remplacement du cuivre par la fibre, malgré les performances supérieures de cette dernière, ne semble pas encore à l'ordre du jour (coût des installations et des équipements encore trop élevé). De plus l'introduction de la fibre jusque chez l'abonné apparaît assujettie au développement de composants optiques d'extrémités (émetteurs/récepteurs) à faible coût.

Dans un premier temps la solution consisterait à envisager une introduction progressive de la fibre.

Il peut par exemple s'agir, comme dans le cas du projet européen ATHOC, de considérer une association hybride de la fibre et du coaxial (HFC).

Une autre solution consiste à combiner la transmission optique à une transmission par voie hertziennne millimétrique : association hybride de la fibre et d'une liaison radio (HFR).

En outre, une telle solution permet de tirer partie des transmissions par fibre optique (faibles pertes, grand débit) et de celles par voie hertzienne millimétrique (possibilité de débits importants, atténuation importante limitant les pollutions électromagnétiques).

Ces dernières années, les soutiens actifs de la Communauté Européenne dans le cadre du projet MODAL (Microwave Optical Duplex Antenna Link) puis FRANS (Fiber Radio Antenna Network and Services) montrent clairement l'intérêt que suscitent de telles solutions.

Notre travail s'inscrit dans le cadre du projet FRANS. Il a pour objectif premier de démontrer la faisabilité d'un déploiement rapide et flexible de services interactifs à haut débit aux abonnés par l'intermédiaire d'une liaison radio millimétrique s'appuyant sur le réseau fibre optique préexistant.

Ce mémoire s'articule en quatre parties. Le premier chapitre présente brièvement l'aspect technique du projet FRANS et la place de notre travail au sein de ce projet. On a ainsi mis en évidence l'importance d'un photodétecteur millimétrique à haut rendement de conversion optique-électrique adapté en puissance. C'est donc naturellement que nous poursuivons ce chapitre par la présentation des différents photodétecteurs convenant à une telle application. Nous terminons ce premier chapitre par une présentation détaillée du photodétecteur PIN de type guide d'onde de Thomson-LCR utilisé dans ce travail.

Le second chapitre est consacré à l'adaptation hybride du photodétecteur précédemment présenté. Il traite des différentes techniques mises en œuvre allant de la conception et simulation du circuit jusqu'à sa réalisation et caractérisation hyperfréquence. Enfin, il met en exergue les difficultés d'adaptation hybride d'un élément photodétecteur présentant une capacité intrinsèque aussi faible.

Le troisième chapitre apporte une solution aux difficultés rencontrées dans le second chapitre et justifie le choix d'une préadaptation monolithique du photodétecteur. Nous terminons ce chapitre par la caractérisation des modules préadaptés.

Le dernier chapitre tient lieu de perspective au projet FRANS. Il présente, en effet, le phototransistor à hétérojonction InP/InGaAs à éclairage par la tranche comme une alternative à l'association d'un photodétecteur guide d'onde et d'un amplificateur millimétrique. Enfin, une analyse théorique, aussi bien en terme de gain et de bande passante que de bruit, est réalisée à partir d'un modèle petit signal du phototransistor.

CHAPITRE I

PRESENTATION DES PHOTODETECTEURS MILLIMETRIQUES

CHAPITRE I

Dans ce chapitre, nous situons notre travail dans le cadre du projet FRANS. Nous passons ensuite en revue les différents photodétecteurs millimétriques pouvant convenir pour ce projet. Enfin, nous présentons de façon détaillée le photodétecteur utilisé pour ce travail.

I. Projet FRANS

A. Objectif principal

L'objectif premier du projet FRANS (Fibre Radio ATM Network and Services) consiste à établir les spécifications et le développement d'essais sur le terrain démontrant la faisabilité d'un déploiement rapide et flexible de services interactifs à grand débit. Ces services aux abonnés s'effectuent au moyen d'une liaison radio millimétrique s'appuyant sur le réseau fibre optique préexistant.

B. Approche technique

L'architecture du système, utilisée dans le cadre du projet FRANS, est représentée sur la figure I-1.

Le système est basé sur deux liaisons (appelées descendante et montante) mettant ainsi clairement en avant l'aspect interactif des services délivrés aux abonnés.

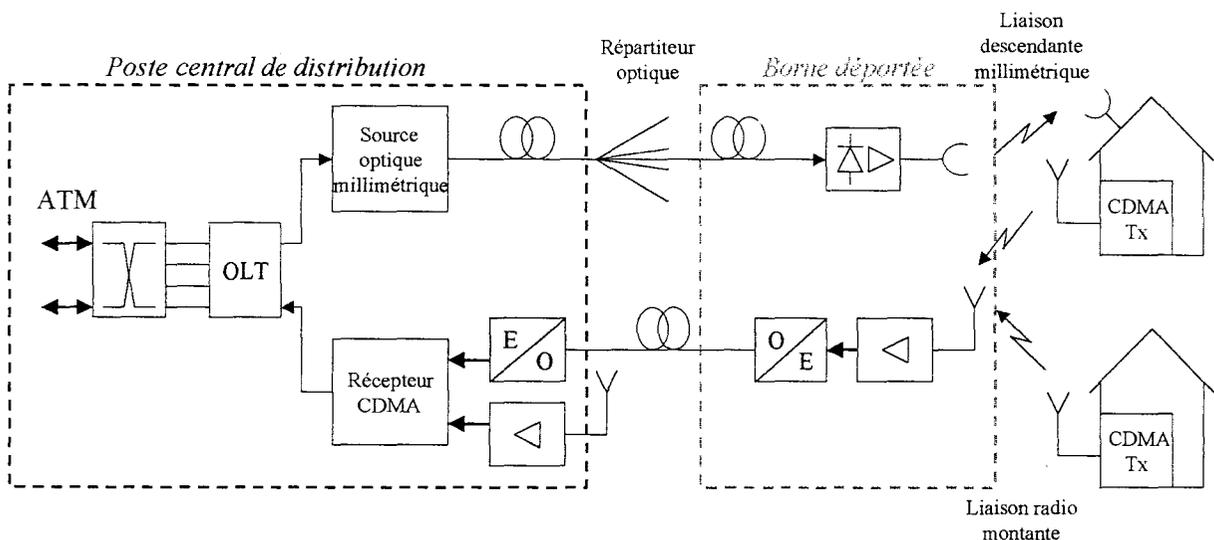


Figure I-1 : Architecture du système FRANS.
OLT : Terminal Optique.

Il s'agit donc, d'une part d'une liaison descendante (du poste central à l'abonné) et d'autre part d'une liaison montante (de l'abonné vers le poste central), toutes deux associant le réseau fibre optique et une transmission par voie hertzienne.

Pour ce qui est de la liaison montante, deux approches sensiblement différentes ont été menées parallèlement par les partenaires du projet. Celles ci sont basées sur des débits et des techniques d'accès multiples (TDMA, CDMA) différents.

TDMA : Time Division Multiple Access

CDMA : Code Division Multiple Access

La liaison montante présentée sur la figure I-1, représente l'une des deux approches envisagées pour le retour.

La liaison descendante (aller) est, quant à elle, basée sur le principe développé pour le projet MODAL (RACE 2005).

Elle est formée, en son origine, d'un réseau ATM fournissant l'information à véhiculer. Celle ci est transmise via le réseau fibre optique par l'intermédiaire d'une source optique millimétrique.

On trouve ensuite à chaque extrémité du réseau fibre optique une borne déportée (remote antenna unit en terminologie anglo-saxonne) permettant la conversion optique-électrique des signaux.

Elle est constituée (figure I-2) d'un photodétecteur millimétrique fibré, d'un circuit d'adaptation qui permet à la fois la polarisation du photodétecteur et son adaptation en impédance vis à vis de l'amplificateur millimétrique faible bruit se trouvant en aval. Elle se termine par une antenne émettrice millimétrique constituant l'origine de la liaison radio.

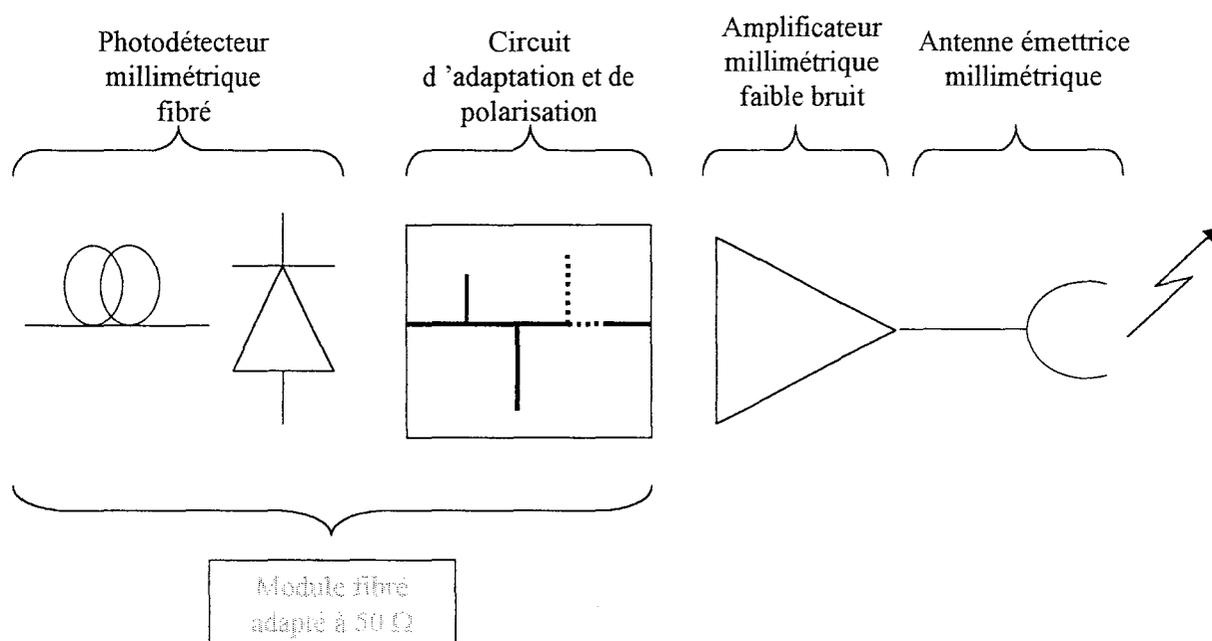


Figure I-2 : Détails de la borne déportée (liaison descendante).

Le plan de fréquence millimétrique établi pour les liaisons montante et descendante est le suivant :

- Une bande passante de 250 MHz (27.750-28.000 GHz) centrée sur la fréquence de 27.875 GHz véhiculant l'information sur la liaison descendante.
- Un signal d'Oscillateur Local (OL) de fréquence 29.875 GHz. Le mélange de celui ci avec le signal récupéré en sortie d'antenne permet de descendre la porteuse à une fréquence intermédiaire. Dans le cas de la voie descendante celle ci se retrouve aux environs de 2 GHz.
- Une bande passante de 120 MHz (29.200-29.320 GHz) centrée sur la fréquence de 29.260 GHz pour l'information de la liaison montante.

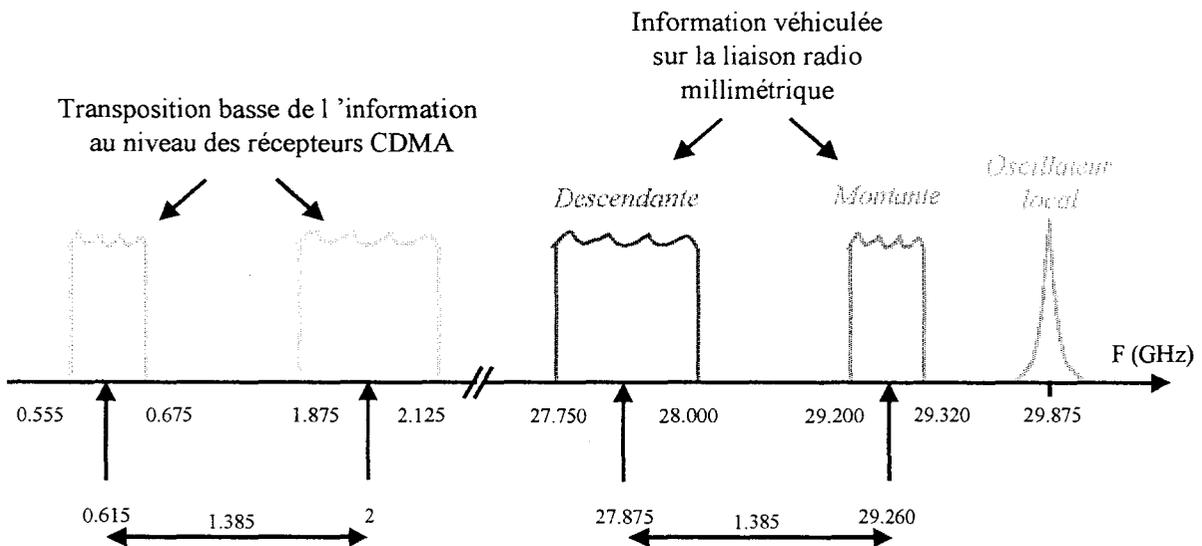


Figure I-3 : Plan de fréquence du système FRANS.

On a donc (figure I-3) une fréquence intermédiaire pour la liaison montante de 615 MHz et une séparation fréquentielle montante/descendante de 1.385 GHz (de fréquence centrale à fréquence centrale).

La puissance électrique en sortie de photodétecteur doit être de -35 dBm +/-5 dB pour les signaux de la voie descendante (information et OL).

L'objet de notre travail est de fournir un module fibré constitué de l'association photodétecteur fibré - circuit d'adaptation.

Pour mener à bien ce travail, il s'agit dans un premier temps, de passer en revue les différents photodétecteurs aptes à fonctionner dans le domaine millimétrique.

II. Détecteurs opto-millimétriques

A. Photodiode PIN [1-3]

Le photodétecteur, le plus communément utilisé, est sans aucun doute la photodiode PIN. Les principaux paramètres caractéristiques d'une photodiode PIN sont le rendement quantique, le courant d'obscurité, et sa bande passante.

1. Rendement quantique

La mesure du rendement quantique permet d'évaluer la capacité qu'a la photodiode à convertir le signal optique incident en courant. Le but ultime, étant d'arriver, dans la mesure du possible, à un rendement quantique proche de 100%.

Habituellement, due à leur relatif haut indice de réfraction, les semi-conducteurs réfléchissent approximativement 30% de la lumière incidente.

Il est possible d'améliorer cela de façon significative par le dépôt d'une couche anti-réfléchissante à l'endroit où la lumière pénètre la photodiode. Ces couches anti-réfléchissantes se composent habituellement d'une ou plusieurs couches de matériaux diélectriques tels que SiN, Al₂O₃, Pb₂O₃. On arrive ainsi à réduire ces réflexions à des valeurs typiquement inférieures à 5% dans la gamme de longueur d'onde considérée.

Une fois que les photons incidents pénètrent la photodiode, ils vont être absorbés et les porteurs photogénérés vont être collectés.

Dans un semi-conducteur plusieurs processus d'absorption sont mis en jeu, mais c'est la transition bande à bande qui contribue majoritairement au photocourant. Dans le cas d'une photodiode PIN correctement conçue, l'essentiel de l'absorption a lieu dans la zone déplétée. Le champ électrique dans cette région, de part sa valeur importante, sépare les paires électrons-trous et les envoie dans les régions n et p. Cependant, les porteurs créés à une longueur de diffusion de la zone déserte vont également participer au photocourant.

Pour que le phénomène d'absorption puisse se produire, il est nécessaire que l'énergie des photons incidents excède l'énergie de la bande interdite du semi-conducteur considéré.

Le processus d'absorption est caractérisé par le coefficient d'absorption α qui est défini de la façon suivante :

Soit P_0 la puissance optique pénétrant la zone absorbante alors $P_0(1-e^{-\alpha x})$ représente la proportion de puissance optique non absorbée à une distance x du bord de la zone absorbante. La distance de pénétration de la lumière est quant à elle défini par la relation $1/\alpha$.

Le rendement quantique η est alors défini comme :

$$\eta = \frac{\text{nombre de porteurs photogénérés collectés}}{\text{nombre de photons incidents}} = \frac{I_{ph}/q}{P_0/h\nu} (\%)$$

que l'on peut également mettre sous la forme :

$$\eta = (1 - R)(1 - e^{-\alpha W})$$

Où q représente la charge de l'électron, $h\nu$ l'énergie d'un photon incident, R le coefficient de réflexion à l'interface air-semiconducteur, P_0 l'intensité du signal optique incident et W la largeur de la zone absorbante.

La conversion optique-électrique s'exprime souvent en fonction du coefficient de réponse \mathfrak{R}_0 défini par :

$$\mathfrak{R}_0 = \frac{I_{ph}}{P_0} = \frac{\eta q}{h\nu} \text{ (A/W)}$$

Nous pouvons voir figure I-4 le coefficient d'absorption α pour différents semi-conducteurs en fonction de la longueur d'onde optique.

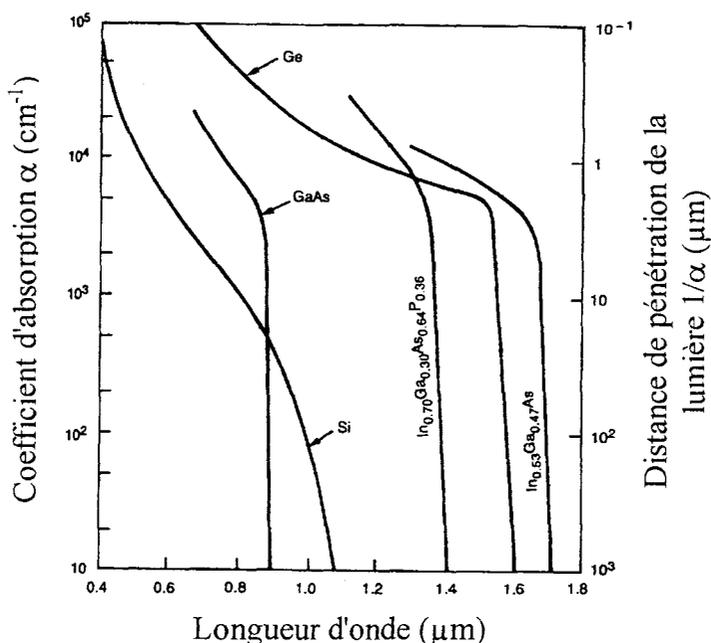


Figure I-4 : Coefficient d'absorption (α) et distance de pénétration de la lumière ($1/\alpha$) en fonction de la longueur d'onde pour différents semi-conducteurs [3].

Pour des longueurs d'ondes correspondant à des énergies photoniques supérieures à l'énergie de bande interdite du semi-conducteur, le coefficient d'absorption est habituellement supérieur à 10^4 cm^{-1} , ce qui signifie que la plus grande partie de la lumière est absorbée sur une distance inférieure à quelques microns. Il apparaît clairement que le germanium ou les composés quaternaires du type $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ sont des matériaux inéluctables pour les photodétecteurs voués aux grandes longueurs d'ondes ($1.0 \mu\text{m} < \lambda < 1.65 \mu\text{m}$).

De plus, la composition particulière $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ (notée InGaAs par la suite) a, en plus de posséder une mobilité électronique importante, la particularité d'exhiber un coefficient d'absorption élevé sur l'ensemble de ces grandes longueurs d'ondes ; ce qui en fait « le » matériau actif par excellence des photodiodes PIN aux grandes longueurs d'onde.

La figure I-5 représente deux types de photodiodes PIN InGaAs. La première possède une structure mesa et est, dans le cas présent, éclairée par la face arrière (I-5-a) alors que la seconde, de type planaire, est ici éclairée par le dessus (I-5-b). Il est à noter que les photodiodes à structure planaire présentent une meilleure fiabilité (stabilité à long terme) que leurs homologues de type mesa.

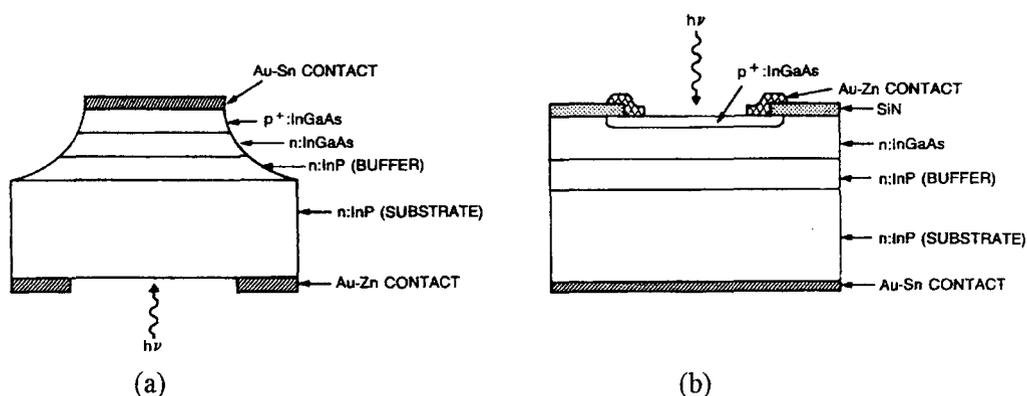


Figure I-5 : Photodiodes PIN $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ [3].

- (a) Structure mesa éclairée par la face arrière.
- (b) Structure planaire à éclairage par le dessus.

On peut voir figure I-6 le coefficient de réponse et le rendement quantique de la photodiode PIN représentée figure I-5-a.

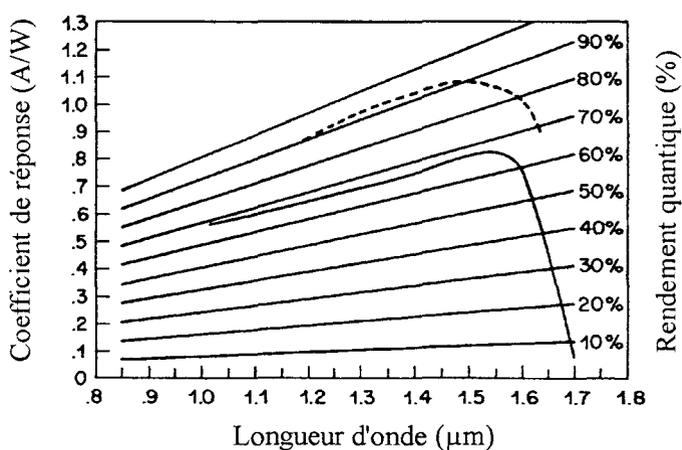


Figure I-6 : Coefficient de réponse et rendement quantique pour la photodiode PIN $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ de la figure I-5-a avec (pointillé) et sans (courbe continue) traitement anti-réfléchissant [3].

Sans traitement anti-réfléchissant le rendement quantique externe est proche de sa limite théorique de 70%. Les composants commerciaux actuels possèdent en règle générale une couche anti-réfléchissante leur permettant d'atteindre des rendements quantiques supérieurs à 90%.

2. Courant d'obscurité

Le courant d'obscurité d'une photodiode est un facteur important puisqu'il est représentatif de la qualité de l'épitaxie.

Le courant d'obscurité d'une photodiode PIN est constitué, en fait, de trois composantes distinctes : un courant de diffusion, un courant de génération-recombinaison dans la zone déserte et un courant dû à un effet tunnel (figure I-7).

- La composante de diffusion (I_{diff}) est due aux porteurs minoritaires générés thermiquement dans les régions p et n et qui, par la suite, vont diffuser dans la zone déplétée. Il est donné par l'équation de Shockley :

$$I_{\text{diff}} = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right]$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température de la jonction, V la tension appliquée et I_s le courant de saturation.

- Le courant de génération-recombinaison dans la zone déserte (I_{gr}) est dû à l'émission de porteurs depuis des niveaux pièges situés à proximité du milieu de la bande interdite. Le processus se déroule de la façon suivante : il y a d'abord capture d'un électron de la bande de valence vers un niveau piège; cet électron est ensuite excité thermiquement vers la bande de conduction. Si on se plaçait à l'équilibre thermodynamique, ces processus de capture et d'émission seraient contrebalancés par des processus égaux et opposés; on obtiendrait alors une génération nette de porteurs nulle. Cependant dans la zone déplétée, les porteurs générés, sous l'action du champ important existant, sont rapidement séparés et une génération nette de porteurs est obtenue. Pour une largeur W de zone déserte, ce courant s'écrit alors :

$$I_{\text{gr}} = \frac{qn_i SW}{\tau_e} \left[\exp\left(\frac{qV}{2kT}\right) - 1 \right]$$

où n_i est la concentration intrinsèque de porteurs, S la surface de la jonction et τ_e la durée de vie effective des porteurs.

- La composante tunnel (I_t) du courant d'obscurité peut s'expliquer de la façon suivante : sous une polarisation inverse importante, un grand nombre d'états vides de la bande de conduction du côté n se trouve face à des états remplis de la bande de valence du côté p de la jonction. Si la barrière est assez étroite, un passage de porteurs par effet tunnel peut alors se produire. Deux paramètres influent sur la largeur de barrière : l'énergie de bande interdite et la valeur de la tension inverse de

polarisation. La barrière sera d'autant plus étroite qu'on aura une bande interdite petite ou une tension inverse de polarisation importante.

Dans le cas de photodiodes PIN de types GaInAs, le courant d'obscurité est principalement dû à un courant de génération-recombinaison dans la zone déplétée pour de faibles tensions de polarisation inverse (typiquement inférieures à 10V) et est dominé par un courant tunnel pour des polarisations plus importantes.

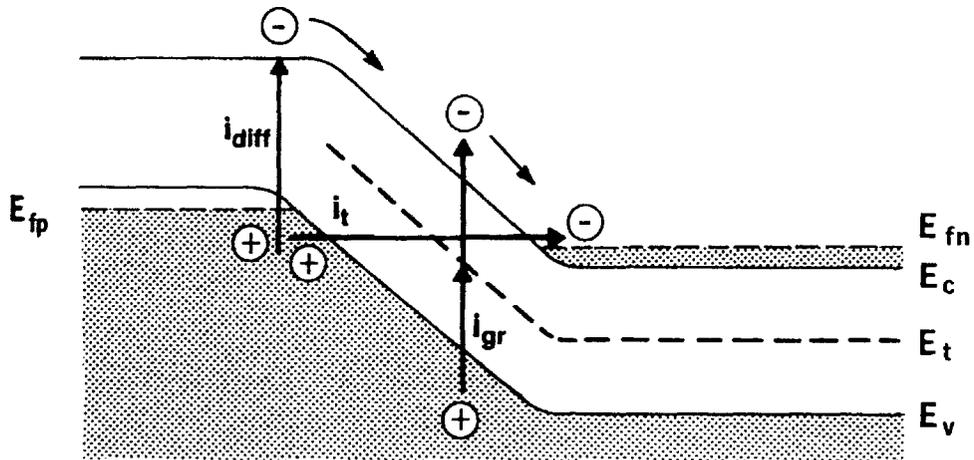


Figure I-7 : Différentes composantes du courant d'obscurité pour une photodiode PIN [3].

I_{diff} : courant de diffusion

I_{gr} : courant de génération-recombinaison dans la zone déserte

I_t : courant par effet tunnel.

3. Bande passante

Il existe trois principaux facteurs qui déterminent la bande passante d'une photodiode PIN : le temps de transit des porteurs à travers la zone déserte, le temps de diffusion des porteurs générés en dehors de la zone déserte et la constante de temps liée à la capacité de la photodiode et à sa charge inhérente.

- La rapidité de la photodiode est fondamentalement liée au temps que vont mettre les porteurs à traverser la zone déserte. Lorsque que le champ dans la zone déserte excède une valeur de saturation, les porteurs peuvent être considérés comme ayant parcouru celle-ci à une vitesse constante maximale v_{sat} . Le temps de transit des porteurs, τ_t , devant traverser la totalité de la zone déserte est alors donné par :

$$\tau_t = \frac{W}{v_{sat}}$$

- Si une partie des photons est absorbée en dehors de la zone déserte, les porteurs photocréés vont devoir alors diffuser jusqu'au bord de la zone déserte de façon à être collectés. Comparativement au temps de transit, le temps de diffusion des porteurs est un processus lent. Par conséquent, une attention particulière, lors de la conception de la photodiode, doit être apportée de manière à minimiser la proportion d'absorption en dehors de la zone déserte.
- Autre facteur pouvant limiter la rapidité de la photodiode : l'influence de la capacité de la photodiode associée à son circuit de charge. Sous polarisation inverse une photodiode présente une capacité dépendant de la tension de polarisation. Cette dépendance est due à la variation des charges stockées à la jonction. Dans le cas simpliste d'une jonction PN, la capacité de la jonction C_j est alors donnée par :

$$C_j = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{W} = \sqrt{\frac{q \epsilon_0 \epsilon_r N_a N_d}{2(N_a + N_d)(V_{bi} + V)}}$$

où ϵ_0 et ϵ_r sont respectivement les permittivités du vide et du semi-conducteur considéré (zone déserte), S la surface de la jonction, W la largeur de la zone déserte, N_a et N_d les concentrations d'impuretés donneuses et accepteuses d'électrons, V_{bi} la tension de built-in et V la tension appliquée.

On peut alors définir la constante de temps τ_{RC} liant la capacité de la photodiode associée à sa charge :

$$\tau_{RC} = RC$$

où C est la capacité totale de la photodiode, c'est à dire la capacité de jonction C_j associée à une éventuelle capacité parasite, et R la résistance résultant de l'association en série de la résistance de charge R_L (habituellement $R_L = 50 \Omega$) et de la résistance série R_s de la photodiode.

La fréquence de coupure de la photodiode PIN est donc essentiellement régie par deux mécanismes :

- * La fréquence de coupure liée au temps de transit des porteurs dans la zone déserte :

$$F_c(\tau_t) = \frac{2.8}{2\pi\tau_t} = \frac{2.8v_{sat}}{2\pi W}$$

- * La fréquence de coupure liée à la capacité du photodétecteur associé à son circuit de charge :

$$F_c(RC) = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{W}{2\pi R \epsilon_0 \epsilon_r S}$$

On peut remarquer que $F_c(\tau_t)$, tout comme $F_c(RC)$, dépendent de l'épaisseur W de la zone déserte. L'augmentation de la zone déserte W permet à la fois l'augmentation du rendement quantique et la réduction de la capacité de la photodiode mais au détriment du temps de transit des porteurs.

Il existe donc une valeur optimale W_{opt} (pour une surface de diode donnée) pour laquelle un compromis « rapidité-efficacité » peut être obtenu. Celle-ci est donnée par :

$$W_{opt} = \sqrt{2.8V_{sat} R \epsilon_0 \epsilon_r S}$$

On peut voir figure I-8 l'évolution de la fréquence de coupure, pour différents diamètres D de photodiode, en fonction de l'épaisseur W de la zone déserte.

Pour de faibles épaisseurs, c'est l'effet de la capacité de la photodiode qui prédomine, alors qu'aux épaisseurs plus importantes c'est l'effet du temps de transit des porteurs qui l'emporte.

La courbe en pointillé représente le lieu des fréquences de coupure optimales en fonction de l'épaisseur de la zone déserte pour les diamètres D de photodiode donnée.

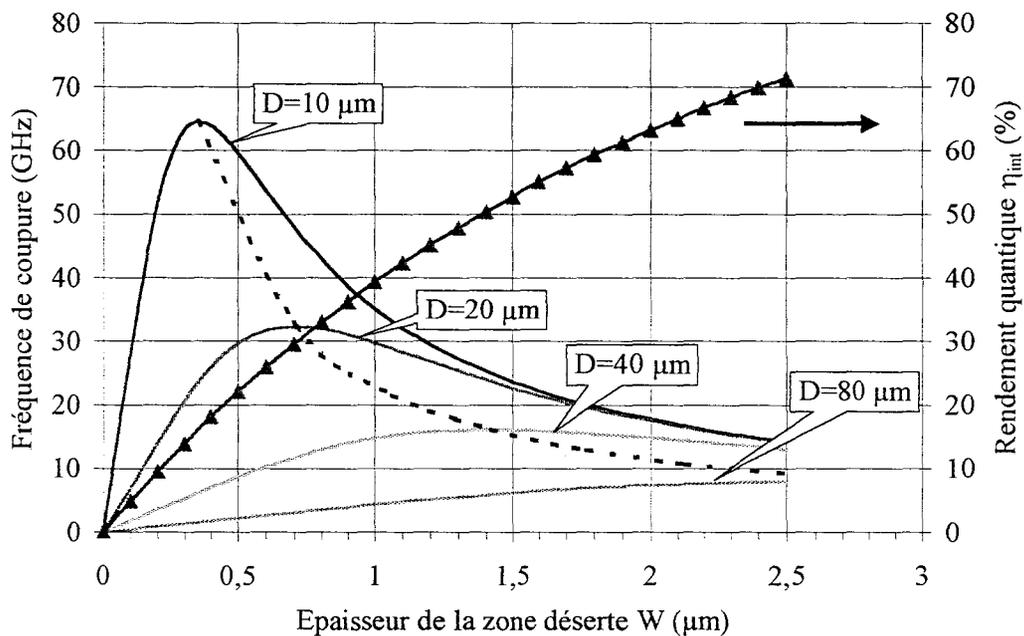


Figure I-8 : Evolution de la fréquence de coupure d'une photodiode PIN en fonction de l'épaisseur de la zone déserte, pour différents diamètres de photodiode.

B. Photodiode PIN-guide

Comme nous venons de le voir, la photodiode PIN doit posséder une couche absorbante relativement mince de façon à ce que sa fréquence de coupure soit élevée, ce qui nuit alors au rendement quantique.

Une solution pour maintenir un rendement quantique élevé, sans pour autant diminuer la fréquence de coupure, consiste à éclairer le composant par la tranche.

Il s'agit alors de réaliser l'association de la photodiode PIN et d'un guide optique absorbant.

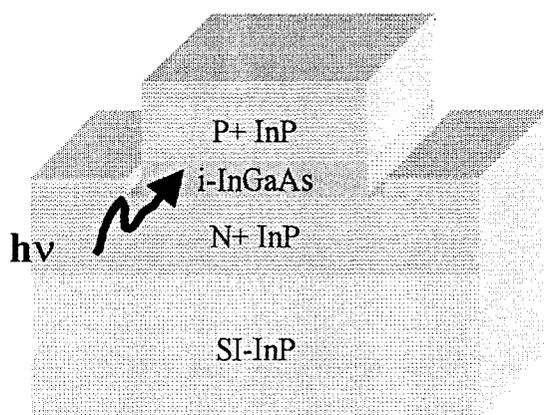


Figure I-9 : Structure d'une photodiode PIN-guide.

La structure de la photodiode PIN-guide (figure I-9) est celle d'un guide optique capable de confiner la lumière par la différence d'indice optique et dont le cœur du guide absorbe la lumière au fur et à mesure de sa propagation.

La structure de la photodiode PIN-guide se prête bien au guidage longitudinal de l'onde optique. En effet, on réalise un confinement vertical de l'onde optique, en choisissant comme cœur du guide la couche de InGaAs Non Intentionnellement Dopée (N.I.D.) et comme couches de confinement, les couches de InP fortement dopées. De plus, le confinement latéral de l'onde, est assurée par la présence d'air (indice $n=1$) de part et d'autre de la couche absorbante.

En outre, cette structure permet l'éloignement des contacts métalliques, qui peuvent perturber la propagation de l'onde optique, sans compromis en terme de performances dynamiques (Cf photodétecteur MSM).

Des logiciels, développées au laboratoire [4-6], ont permis de montrer qu'on pouvait atteindre, avec une telle structure, des fréquences de coupure au-delà de 100 GHz associées à des rendements quantiques internes proches de 100 %.

On peut toutefois remarquer que le couplage d'une telle structure à une fibre est rendu difficile par la faible dimension du mode de propagation vis à vis de celui de la fibre. L'utilisation de structures multimodes est alors nécessaire.

Ces structures multimodales se composent de couches transparentes aux longueurs d'ondes considérées, d'indices intermédiaires (GaInAsP) insérées entre la couche absorbante (GaInAs) et les couches de confinement (InP).

De façon à ne pas dégrader le temps de transit des porteurs, ces couches (GaInAsP), à l'instar des couches d'InP, sont fortement dopées.

Elles permettent alors d'obtenir des rendements quantiques de l'ordre de 90 % si l'on ne tient pas compte de la réflexion de l'onde à l'entrée du photodétecteur.

C. Photodétecteur MSM [4, 7-9]

Dans ce paragraphe, sont brièvement rappelés les différents paramètres influençant le comportement du photodétecteur Métal-Semi-conducteur-Métal (MSM).

Le photodétecteur MSM est équivalent à deux diodes Schottky montées tête-bêche. La première étant polarisée en direct et la seconde en inverse.

La figure I-10 représente la structure d'un photodétecteur MSM interdigité voué à la photodétection aux grandes longueurs d'ondes. Cette structure interdigitée est habituellement utilisée en vue d'augmenter sa surface photosensible de façon à améliorer le rendement quantique de la structure.

Celle-ci est constituée d'un substrat d'InP semi-isolant (S.I.) sur lequel on fait croître en accord de maille une couche absorbante de GaInAs. L'épaisseur de cette couche d'absorption doit être supérieure à la profondeur de pénétration de la lumière afin d'obtenir un rendement quantique optimal.

Malheureusement, les contacts Schottky réalisés sur ce type de matériau sont de qualité médiocre du fait de la faible hauteur de barrière du GaInAs (de l'ordre de 0.2 eV).

Afin de remédier à ce problème, on fait croître une couche barrière, de faible épaisseur, d' $\text{Al}_{0.48}\text{In}_{0.52}\text{As}$ à grand gap (1.45 eV) ce qui permet de faire passer la barrière métal-semi-conducteur de 0.2 eV (sur GaInAs) à 0.72 eV (sur AlInAs).

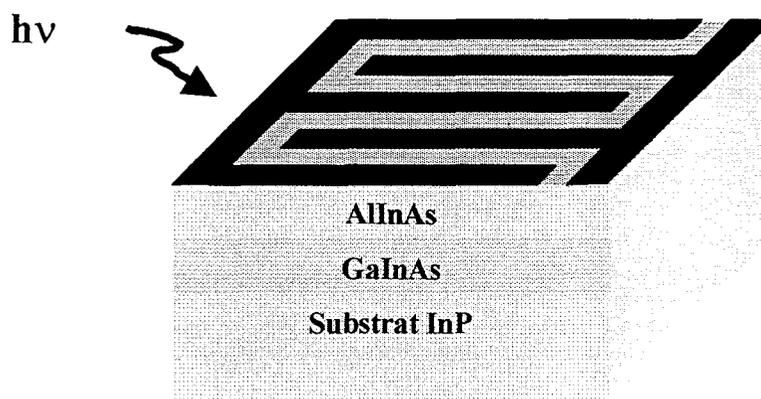


Figure I-10 : Structure d'un MSM interdigité.

Ce type de photodétecteur a été étudié de façon approfondie, à l'aide de modélisations développées au sein du laboratoire [8, 9].

Parmi les avantages d'un tel composant, nous pouvons citer :

- une structure planaire (dont les technologues de transistors à effet de champ tirent habituellement partie)

- une réalisation technologique relativement simple
- une faible capacité
- un temps de réponse intrinsèque très court.

Le principal résultat ayant été mis en évidence pour ce photodétecteur est schématisé figure I-11.

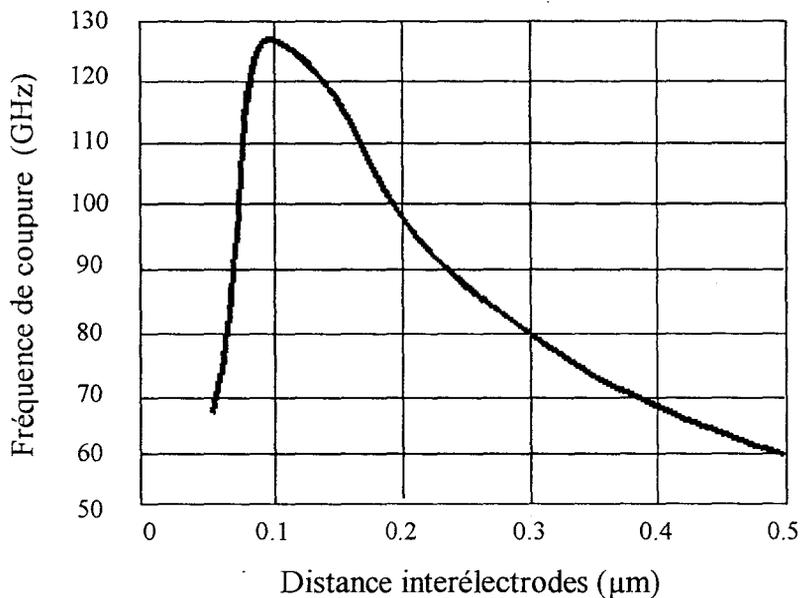


Figure I-11 : Evolution de la fréquence de coupure d'un MSM pour une épaisseur de couche absorbante (GaInAs) de $0.2 \mu\text{m}$ en fonction de la distance interélectrodes (éclairage par le dessus) [4].

Il est supposé dans ce calcul que la capacité est suffisamment faible pour pouvoir en négliger l'effet sur la fréquence de coupure et donc que seul l'effet du temps de transit intervient.

D'une manière générale, plus la distance interélectrodes est petite, plus la fréquence de coupure est grande. Ceci s'explique par la diminution du temps de transit des porteurs entre les électrodes. Cependant, en dessous d'une certaine distance interélectrodes, approximativement égale à la moitié de l'épaisseur de la couche absorbante, le champ électrique, loin de la surface, diminue ce qui se traduit par une réduction de la vitesse des porteurs et donc de la fréquence de coupure.

Il en résulte que comme pour la photodiode PIN, le photodétecteur MSM doit posséder une couche absorbante d'autant plus mince que sa fréquence de coupure est élevée, ce qui nuit alors au rendement quantique.

On peut remarquer que pour améliorer le coefficient de réponse, il est possible d'effectuer un éclairage du dispositif par le dessous. En effet pour ce type d'éclairage, la puissance optique non absorbée qui atteint les électrodes, est alors réfléchi puis absorbés par la couche active.

A titre de comparaison, pour une photodiode MSM de $0.2 \mu\text{m}$ d'épaisseur de couche absorbante et de distance interélectrodes, dans le cas d'un éclairage par le dessous on obtient une fréquence de coupure de 95 GHz et un coefficient de réponse de

0.075 A/W alors que pour un éclairage par le dessous on parvient à une fréquence de coupure de 65 GHz et un coefficient de réponse de 0.2 A/W.

Cette comparaison montre que l'éclairage par le dessous permet une augmentation du coefficient de réponse de façon significative tout en s'accompagnant d'une réduction de la fréquence de coupure.

La réduction de la fréquence de coupure s'explique, d'une part, par la création de porteurs sous les électrodes, région où règne un champ électrique faible et par conséquent une faible vitesse d'entraînement et, d'autre part, par l'augmentation du parcours des porteurs photocréés sous les électrodes.

Bien que l'éclairage par le dessous permette en terme de fréquence de coupure des résultats adaptés à des applications millimétriques, le coefficient de réponse cependant reste faible.

D. Etat de l'art des photodétecteurs millimétriques

Le premier photodétecteur guide d'onde fut réalisée en 1986 [10]. Le principal inconvénient d'un tel composant provenait de la difficulté d'obtenir un couplage optique efficace du fait de la différence de diamètre existant entre le faisceau optique incident et la fine couche d'absorption.

Une première amélioration fut introduite en 1991 [11] par l'utilisation d'une structure guide d'onde multimode. Ce type de composant démontra de très bonnes performances [12]. Un tel composant est alors limité par la constante de temps RC. En effet la réduction de la largeur du guide permet une diminution de la capacité de jonction mais au détriment de la résistance série du composant.

En 1994, Kato [13] introduisit une nouvelle géométrie de mesa en forme de champignon (mushroom) où la zone absorbante est moins large que les couches de confinements permettant une diminution simultanée de la capacité de jonction indépendamment de la résistance série.

Ce type de géométrie (mushroom), associé à l'utilisation de pont à air (afin de diminuer les capacités parasites), fut également utilisé pour un photodétecteur PIN conventionnel [14].

De par leur faible capacité par unité de surface, les photodétecteurs MSM présentent une fréquence de coupure importante mais associée à un rendement quantique faible. La référence [16] est un exemple typique de ce type de composant. Sa particularité essentielle est de présenter une insensibilité à la polarisation de la lumière en utilisant des électrodes semi-circulaires.

Afin d'améliorer son rendement quantique, l'association d'un MSM à un guide optique a été réalisée [17]. Malgré une fréquence de coupure de 65 GHz, il ne présente cependant que 10 % de rendement quantique externe.

Ces dernières années, une nouvelle famille de photodétecteurs a vu le jour. Il s'agit, en fait, de photodétecteurs conventionnels (photodiodes P-I-N, MSM, à avalanche...) dont les performances ont été améliorées en plaçant leur structure dans une cavité

résonante de type Fabry-Perot. On retrouve ces photodétecteurs dans la littérature sous le nom générique de photodétecteurs RCE (Resonant Cavity Enhanced). La fabrication de tels composants nécessite la réalisation de miroirs de Bragg. Celle-ci est mieux maîtrisée pour des matériaux à base de GaAs/AlGaAs. En effet les matériaux doivent être à faibles pertes et l'indice de réfraction doit être suffisamment différent pour chacune des couches alternées constituant les miroirs.

Des travaux récents [21] ont été entrepris en vue de réaliser ce type de composant pour un fonctionnement aux longueurs d'onde des télécommunications par fibre optique (1.3 et 1.55 μm). La transposition de telles structures dans la filière InP/GaInAs/InAlAs est rendue difficile par la faible différence d'indice de ces matériaux respectifs (3.45 pour GaInAs et 3.2 pour InAlAs et InP). Cette faible différence d'indice fait que le composant nécessite plus de couches miroirs et possède alors une structure totale plus importante ce qui représente un challenge important pour la croissance épitaxiale.

Tableau comparatif des photodétecteurs rapides voués aux longueurs d'onde des télécommunications optiques.

Type de photodétecteurs	F_c (GHz) [Références]	η_{ext} (%)	λ (μm)	Particularités
PIN	120 [14]	28	1.3	- Eclairage face arrière (contact supérieur sert de réflecteur). - Géométrie "mushroom".
	108 [15]	16	1.3	- Résistance de contact réduite. - Adaptation large bande.
MSM	70 [16]	6.7 / 17	1.55 / 1.3	- Insensibilité à la polarisation de la lumière.
	65 [17]	10	1.55 ou 1.3	- MSM intégré à un guide d'onde.
	> 40 [18]	24	1.3	- Eclairage par le dessus.
PIN guide d'onde	50 [12]	68	1.55	- Structure multimode.
	110 [13]	50	1.55	- Structure multimode. - Géométrie "mushroom".
	38 [19]	80	1.55	- Tolérance importante au désalignement.
	47 [20]	56	1.55	- Puissance optique d'entrée importante.

F_c : Fréquence de coupure

η_{ext} : Rendement quantique externe

λ : Longueur d'onde de fonctionnement.

D'un point de vue expérimental, les photodétecteurs guide d'onde ont présenté, jusqu'à présent, le meilleur produit bande passante-rendement quantique. Dernièrement des variantes de ces composants, vouées à des applications spécifiques, sont apparues. Il s'agit de photodétecteurs guide d'onde présentant une grande tolérance au désalignement [19] ou acceptant une puissance optique incidente importante [20].

III. Le photodétecteur guide d'onde THOMSON-LCR

A. Choix du composant

Comme nous venons de le voir dans la partie précédente, plusieurs types de photodétecteurs s'offraient à nous pour l'application envisagée aux environs de 30 GHz.

Or, dans le cadre du projet MODAL (précurseur du projet FRANS), des travaux entrepris par THOMSON-LCR puis validés à l'IEMN ont donné naissance à un photodétecteur PIN guide d'onde respectant un cahier des charges drastique.

C'est donc naturellement, sur la base de ces résultats, qu'a été choisie la photodiode PIN-guide pour le projet FRANS.

B. Structure du composant

C'est à partir du cahier des charges préétabli (MODAL), mais revu et corrigé pour coïncider aux exigences du projet FRANS qu'a été développé un photodétecteur guide d'onde multimode devant respecter les caractéristiques suivantes :

- Une fréquence de coupure supérieure à 60 GHz.
- Un rendement de conversion optique-électrique le plus grand possible (un coefficient de réponse supérieur à 0.5 A/W).
- Une compatibilité des accès micro-ondes du photodétecteur avec l'entrée de l'amplificateur millimétrique.
- La nécessité de fournir un module fibré composé de l'association fibre + photodétecteur + circuit d'adaptation.

A la vue de toutes ces exigences, une structure de photodiode a été dessinée, permettant une utilisation du composant à la longueur d'onde $\lambda=1.55 \mu\text{m}$ et un

éclairage par la tranche, de façon à éviter un compromis entre efficacité de conversion et rapidité du composant.

La figure I-12 représente une vue en perspective du photodétecteur guide d'onde. Il s'agit d'une représentation du composant après clivage. Celui-ci permet la délimitation précise de la longueur de la zone active, garante des performances hyperfréquences du composant.

On peut y distinguer les différentes couches de la structure, les deux contacts ohmiques de type N et celui de type P, le pont de polyimide et l'accès micro-onde coplanaire.

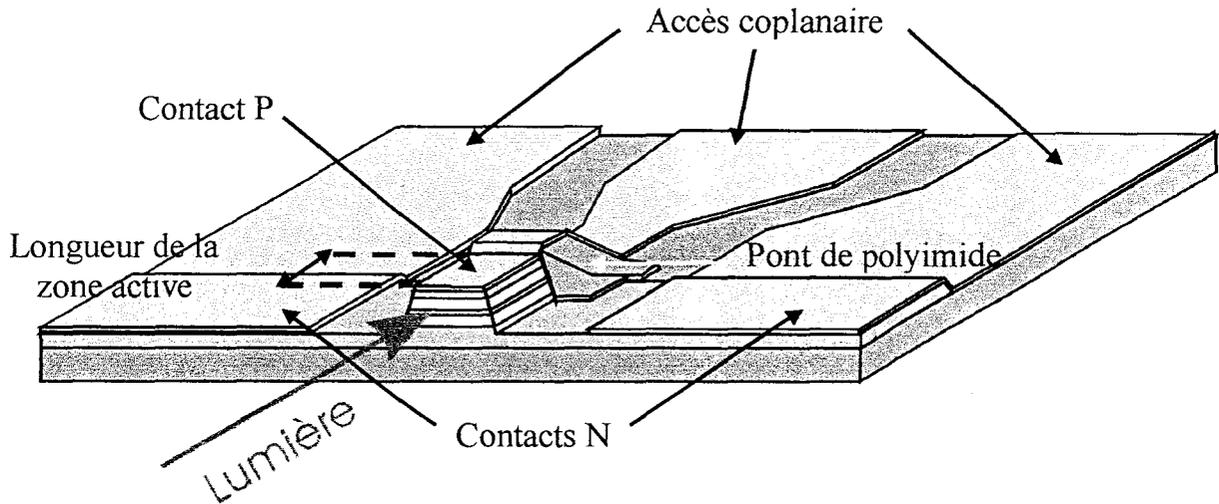


Figure I-12 : Vue en perspective du photodétecteur PIN-guide.

Une modélisation en trois dimensions de la structure du composant a été réalisée grâce à la technique dite de « méthode des faisceaux propagés » (Beam Propagation Method, BPM en terminologie anglo-saxonne). [4, 22]

Tout en gardant en tête les limites technologiques, cette modélisation a permis une définition précise de la structure du composant en terme d'épaisseurs et de dopages des différentes couches.

Deux résultats de modélisation [23] sont représentés sur les figures I-13 et I-14. Dans les deux cas, ces calculs ont été réalisés avec une largeur de ruban de 5 μm .

La figure I-13 représente la fréquence de coupure de la photodiode en fonction de l'épaisseur de la couche absorbante de GaInAsP ($\lambda_c = 1.58 \mu\text{m}$) pour des longueurs de composant allant de 10 μm à 50 μm .

On peut remarquer que l'obtention de fréquence de coupure de l'ordre de 60 GHz, nécessite des longueurs de composants inférieurs à environ 20 μm pour une épaisseur de la couche absorbante de 0.3 μm .

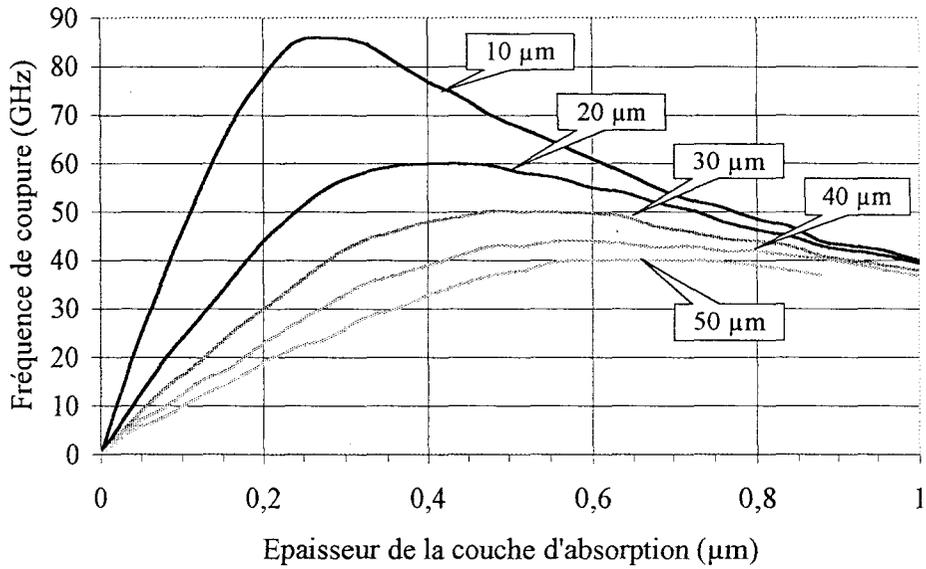


Figure I-13 : Fréquence de coupure de la photodiode en fonction de l'épaisseur de la couche d'absorption pour différentes longueurs de la zone active du composant.

A partir de ces valeurs, le rendement quantique de la structure a pu être calculé.

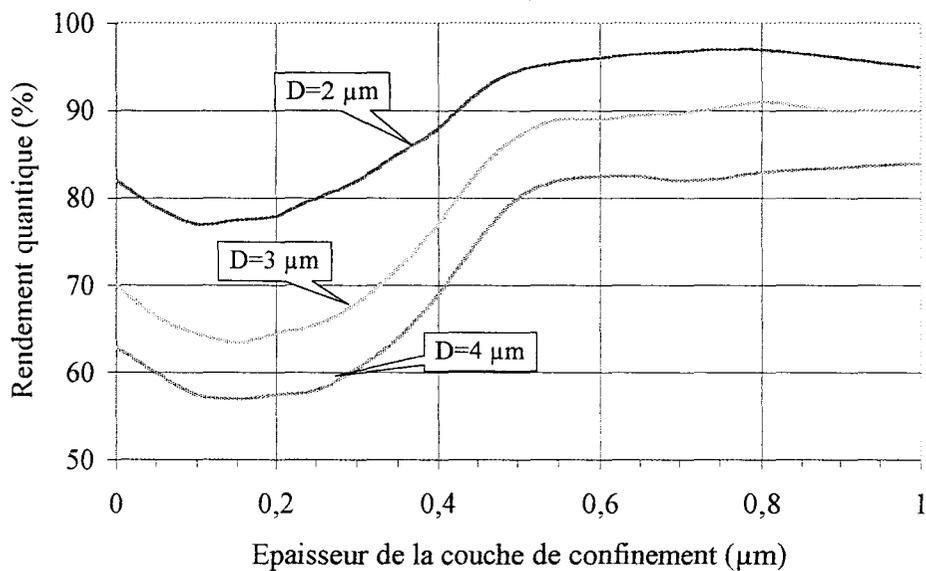


Figure I-14 : Rendement quantique de la structure en fonction de l'épaisseur de la couche de confinement pour différents diamètres D de tache optique.

Celui-ci est représenté sur la figure I-14 en fonction de l'épaisseur de la couche de confinement de GaInAsP ($\lambda_c = 1.3 \mu\text{m}$) suivant l'éclairage choisi (pour différents diamètres D de tache lumineuse).

On voit clairement qu'il est possible d'atteindre un rendement quantique supérieur à 90 % à conditions d'avoir des couches de confinement d'épaisseur supérieure à 0.7 μm et un faisceau de diamètre inférieur à 3 μm .

Les composition, longueur d'onde de coupure (λ_c), dopage et épaisseur des différentes couches, ayant été retenues, sont donnés dans le tableau ci-dessous :

⑥ GaInAsP	$\lambda_c = 1.3 \mu\text{m}$	$p > 10^{18} \text{cm}^{-3}$	$e = 0.5 \mu\text{m}$
⑤ GaInAsP	$\lambda_c = 1.3 \mu\text{m}$	$p = 5.10^{17} \text{cm}^{-3}$	$e = 1.5 \mu\text{m}$
④ GaInAsP	$\lambda_c = 1.58 \mu\text{m}$	N.I.D.	$e = 0.3 \mu\text{m}$
③ GaInAsP	$\lambda_c = 1.3 \mu\text{m}$	$n = 10^{18} \text{cm}^{-3}$	$e = 1.5 \mu\text{m}$
② InP		$n = 10^{18} \text{cm}^{-3}$	$e = 0.2 \mu\text{m}$
① InP		Semi-isolant	$e = 400 \mu\text{m}$

L'épitaxie a été réalisée sur un substrat d'InP ① semi-isolant en vue d'en minimiser les éléments parasites de façon à favoriser la propagation hyperfréquence. Elle est composée d'une couche d'InP ② fortement dopée, de faible épaisseur de façon à la fois à corriger les défauts cristallins de surface du substrat et à favoriser le dépôt des contacts N.

Elle se compose ensuite, de la couche d'absorption de GaInAsP ④ située entre les deux couches de confinement de GaInAsP (③,⑤), dont la composition et l'épaisseur sont sensiblement identiques, mais qui diffèrent par le type de dopages (N ou P).

On peut noter que le quaternaire d'absorption ④ est un composé faiblement phosphoré, beaucoup plus stable que le ternaire (GaInAs, $\lambda_c = 1.65 \mu\text{m}$) ce qui permet d'améliorer la fiabilité du composant notamment la diminution des courants de fuite.

Elle se termine par une couche de GaInAsP ⑥ fortement dopée de façon à favoriser la réalisation du contact P.

Dans un souci de globalité, les différentes étapes technologiques nécessaires à la réalisation du composant sont brièvement rappelées ci-dessous.

Il est important de préciser que ce travail technologique a été réalisé par M. Jean-Charles RENAUD ingénieur chez THOMSON-LCR.

La technique épitaxiale utilisée est un dépôt chimique d'éléments organo-métalliques en phase vapeur (MOCVD en terminologie anglo-saxonne) sous faible pression. Ce choix s'explique par la possibilité d'obtenir des couches épitaxiées de haute qualité s'accompagnant d'un contrôle précis dans la composition x-y des matériaux réalisés ($\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$).

De plus, cette technique permet d'obtenir des épitaxies sur des substrats d'InP de 2'' s'accompagnant d'une bonne homogénéité aussi bien en termes d'épaisseur que de composition.

Les différentes étapes technologiques :

1. Epitaxie de la structure
2. Dépôt du contact P (Pt/Cr/Au/Cr) sur toute la surface
3. Dépôt d'un film de SiO₂ sur cette surface ; ce film est nécessaire à la gravure ionique réactive permettant la délimitation du ruban
4. Délimitation du ruban de 5 µm de large sur 100 µm de long
5. Gravure ionique réactive du masque de SiO₂ (CHF₃/O₂)
6. Gravure ionique à l'Ar pour délimiter le contact P
7. Gravure ionique réactive des quaternaires jusque la couche N⁺ ②
8. Dépôt des contacts N (Au/Ge/Ni/Cr/Au) de part et d'autre du ruban par « lift-off »
9. Alliage des contacts ohmiques par un recuit rapide à 450°C
10. Gravure de la couche N à l'extrémité de l'arête jusqu'au niveau du substrat semi-isolant
11. Passivation de l'arête par un dépôt de SiO₂ et de polymère (ce film facilitant l'interconnexion du contact P)
12. Délimitation des accès coplanaires et de l'interconnexion du contact P par un dépôt métallique (Cr/Au) par « lift-off »
13. Clivage du guide et passivation du miroir par évaporation d'Al₂O₃, ce qui permet d'obtenir, par la même, la couche anti-réfléchissante (optimisée à $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$).

On peut voir sur la figure I-15, une coupe transversale de la photodiode. Ce composant provient de l'épitaxie référencée "TGB 144".

Une légère gravure de la couche absorbante a été réalisée de façon à rendre possible cette observation au microscope électronique à balayage.

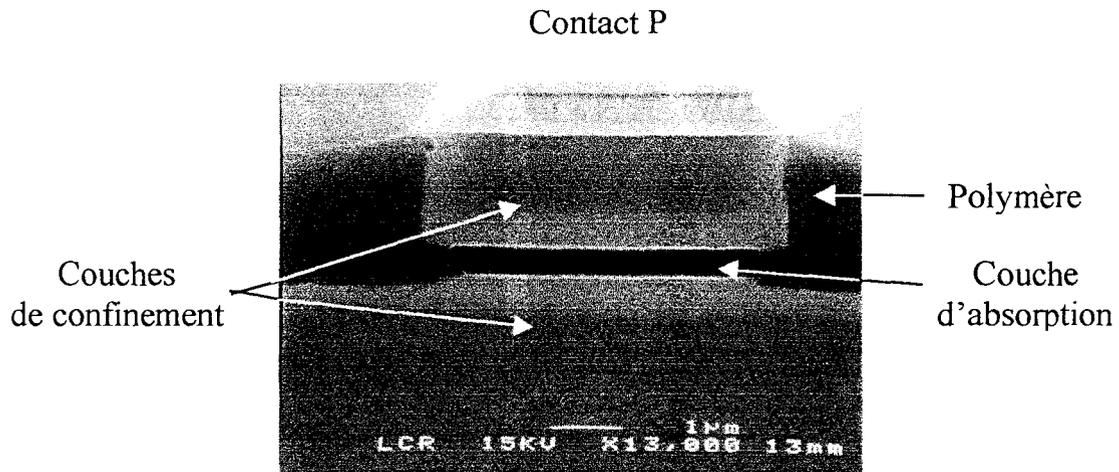


Figure I-15 : Coupe transversale de la photodiode vue au microscope électronique à balayage.

On peut y distinguer la couche d'absorption entourée de part et d'autre par les couches de confinement. On y voit également le polymère de passivation de chaque côté de l'arête et le contact ohmique de type P en son sommet.

Nous avons décrit dans ce paragraphe, la structure du photodétecteur guide d'onde. De façon à en réaliser l'adaptation, il est nécessaire d'avoir un modèle décrivant précisément le composant. Cette modélisation sera décrite dans la partie suivante.

C. Modélisation électrique équivalente

De par ses accès coplanaires, le photodétecteur guide d'onde peut être caractérisé directement sous pointes. Il ne nécessite donc pas, à ce niveau, d'être mis en boîtier.

Cet aspect de la caractérisation du composant est important, en effet la mise en boîtier s'accompagne généralement d'éléments parasites ne permettant plus de différencier ces derniers des éléments intrinsèques à la puce.

1. Schéma équivalent

Des mesures sous pointes (analyseur de réseau vectoriel HP 8510C) ont été réalisées sur des composants de différentes longueurs de zone absorbante.

Il s'agit dans un premier temps de mesures en réflexion menées de 250 MHz jusque 40 GHz notées S_{11} (un seul port électrique).

On peut voir sur la figure I-16 le schéma équivalent utilisé pour modéliser le photodétecteur.

Il est formé d'une capacité c , d'une résistance r et d'une inductance l . Les valeurs du schéma équivalent correspondent à un composant de $20 \mu\text{m}$ de longueur approximative. On verra par la suite l'origine respective de ces éléments.

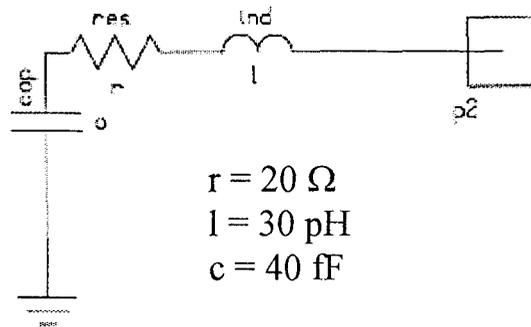


Figure I-16 : Schéma équivalent du photodétecteur guide d'onde.

La figure I-17 représente sous forme d'abaque de Smith, une mesure en réflexion effectuée sur un composant de longueur approximative $20 \mu\text{m}$.

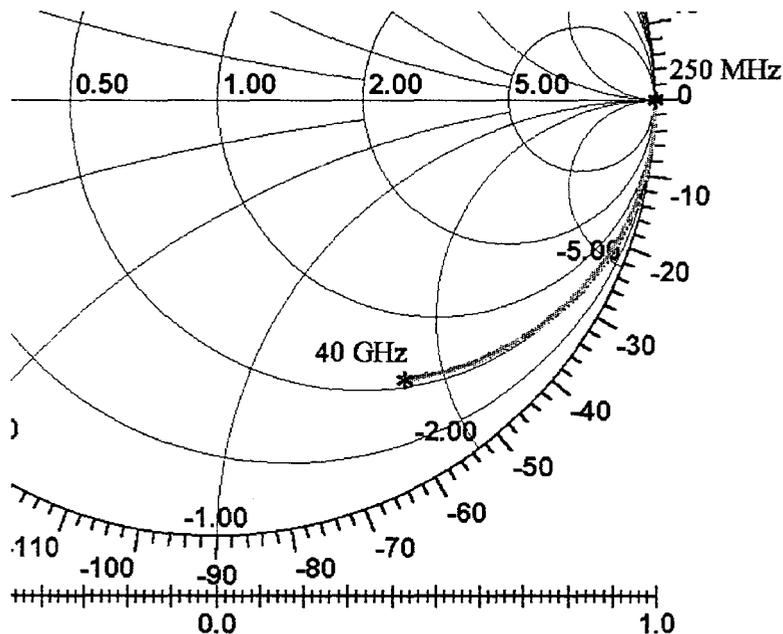


Figure I-17 : Coefficient de réflexion (mesuré et simulé) d'un photodétecteur.

On "devine" sur cette même figure, les courbes étant superposées, la courbe simulée obtenue en utilisant le modèle de la figure I-16.

On constate un accord parfait entre les courbes simulées et mesurées sur toute la bande de fréquence.

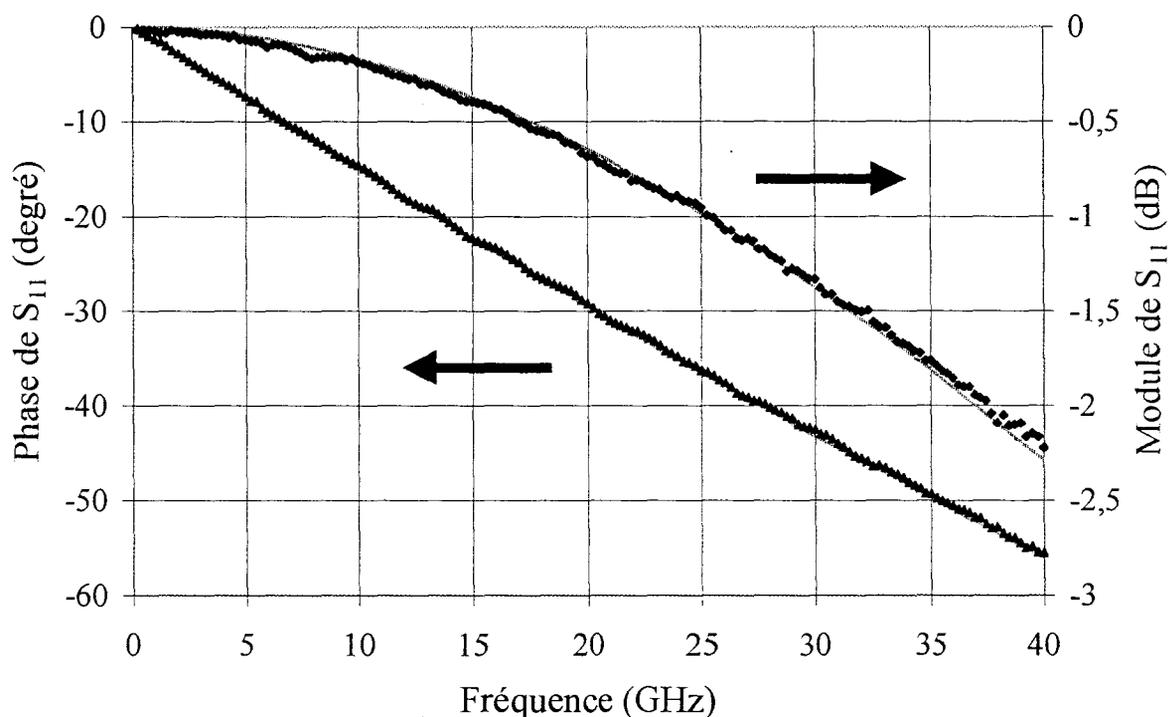


Figure I-18 : Module et phase du coefficient de réflexion (mesuré et simulé) d'un photodétecteur.

De manière à distinguer les courbes simulées (trait continu) des courbes mesurées (symboles), une représentation du coefficient de réflexion sous forme de module et phase est donnée figure I-18.

Des résultats similaires, en terme de précision, ont été constatés sur des composants de longueur allant d'une dizaine à une soixantaine de microns, validant l'utilisation du schéma équivalent de la figure I-16.

2. Eléments du schéma équivalent

Dans ce paragraphe, nous allons voir de façon détaillée la variation des différents éléments du schéma équivalent sous différentes tensions de polarisation et pour différentes longueurs de guide.

Les deux éléments prépondérants du schéma équivalent sont bien évidemment, par ordre d'importance, la capacité et la résistance puisque ce sont deux facteurs intervenant directement sur les performances fréquentielles du photodétecteur.

a) Capacité

L'élément clef du schéma équivalent est bien évidemment la capacité du photodétecteur.

La figure I-19 présente, dans les conditions usuelles de polarisation (@-5V), la variation de la capacité du photodétecteur pour des composants de différentes longueurs de guide.

Cette variation est donnée pour des composants provenant de deux épitaxies différentes référencées "TGB 144" et "EPI".

Ces courbes mettent en évidence que la capacité totale présentée par le photodétecteur résulte d'une capacité intrinsèque C_{int} , due à la zone déserte sous polarisation inverse, et à une capacité parasite, due au pont de polyimide et dans une moindre mesure à l'accès coplanaire.

On peut également voir en pointillé une régression linéaire de ces mesures pour les deux types d'épitaxies. Elles ont pour équations :

$$C(\text{fF}) = 1.1 * L(\mu\text{m}) + 21 \text{ fF} \text{ pour l'épitaxie "TGB 144"}$$

$$C(\text{fF}) = 1.41 * L(\mu\text{m}) + 21 \text{ fF} \text{ pour l'épitaxie "EPI"}$$

Ces équations montrent une capacité parasite de l'ordre de 20 fF.

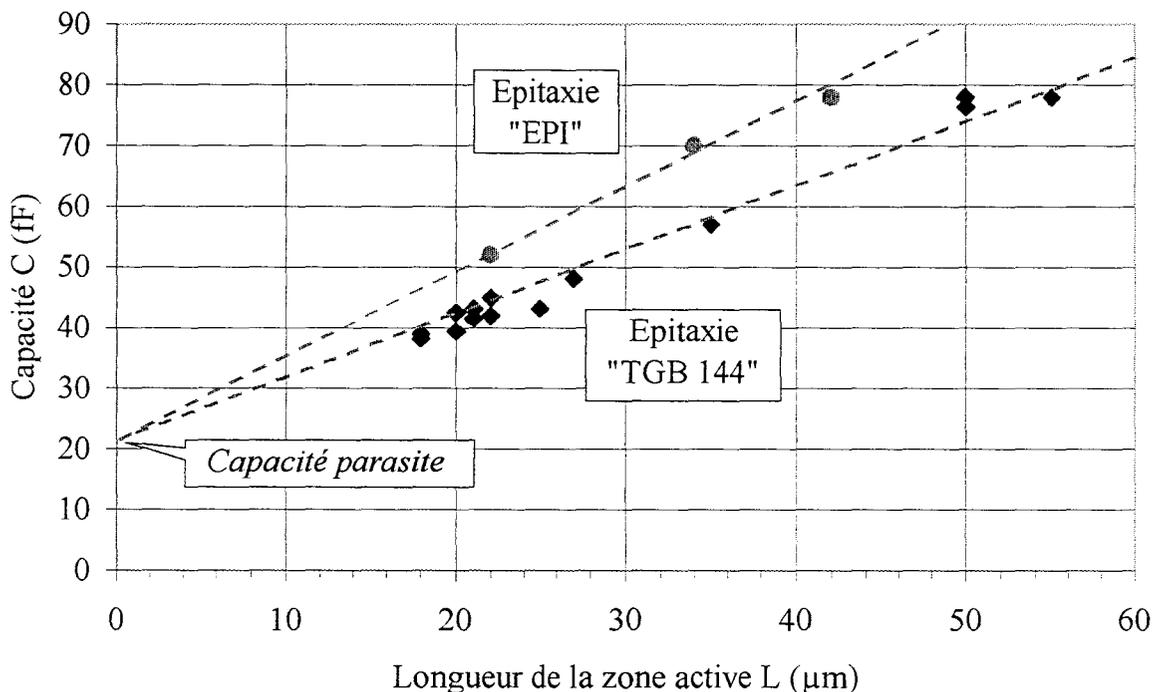


Figure I-19 : Capacité présentée par le photodétecteur en fonction de la longueur de la zone active pour des composants provenant de deux épitaxies différentes.

Deux types de mesures ont été menés de façon à connaître la variation de la capacité présentée par le photodétecteur en fonction de la polarisation.

Il s'agit tout d'abord de mesures de $C(V)$ effectuées en basse fréquence (500 MHz) de façon à s'affranchir des éléments inductifs.

On peut également déterminer la valeur de la capacité à partir de mesures de paramètres S et d'un schéma équivalent, comme on vient de le voir précédemment.

On peut remarquer, dans ce dernier cas, que l'accord schéma équivalent-mesures de paramètres S doit se faire sur toute la bande de fréquence, ceci pouvant conduire à des différences de valeurs de capacité selon la méthode utilisée.

Nous avons pu constater un bon accord des valeurs de capacité obtenues par ces deux méthodes ($C(V)$ et paramètres S).

La figure I-20 représente la variation de la capacité du photodétecteur sous différentes tensions de polarisation.

Ces mesures ont été effectuées sur des composants de l'épitaxie "EPI". Les trois courbes présentées figure I-20 correspondent à deux composants discrets (8A et 8B) ainsi qu'à une barrette de 6 composants de taille identique ($\approx 34 \mu\text{m}$), présentant des résultats similaires, dont nous avons représenté ici la moyenne.

On note une variation cohérente de la capacité en fonction de la polarisation. En effet, l'augmentation de la polarisation inverse s'accompagne d'un accroissement de la zone déserte engendrant par conséquent une diminution de la capacité due à la jonction.

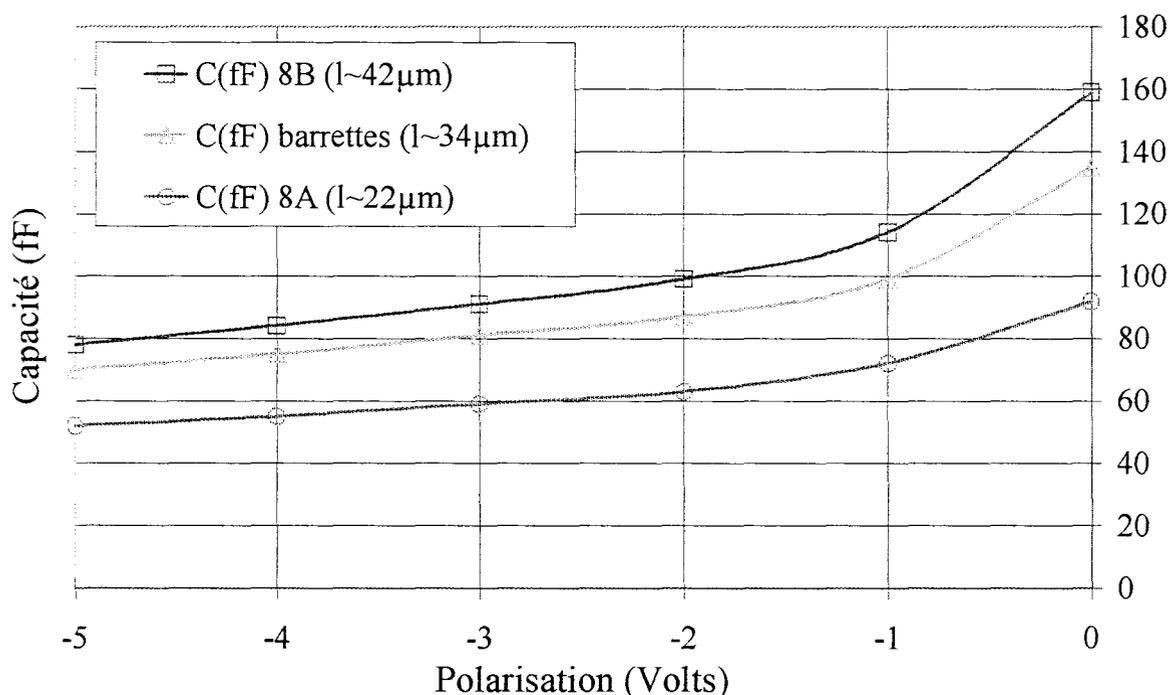


Figure I-20 : Capacité du photodétecteur en fonction de la tension de polarisation.

On peut voir sur la figure I-21 l'évolution de $1/C_{int}^2$ en fonction de la tension de polarisation. En conformité avec la théorie, cette courbe s'apparente à une droite comme le confirme la régression linéaire tracée en pointillé.

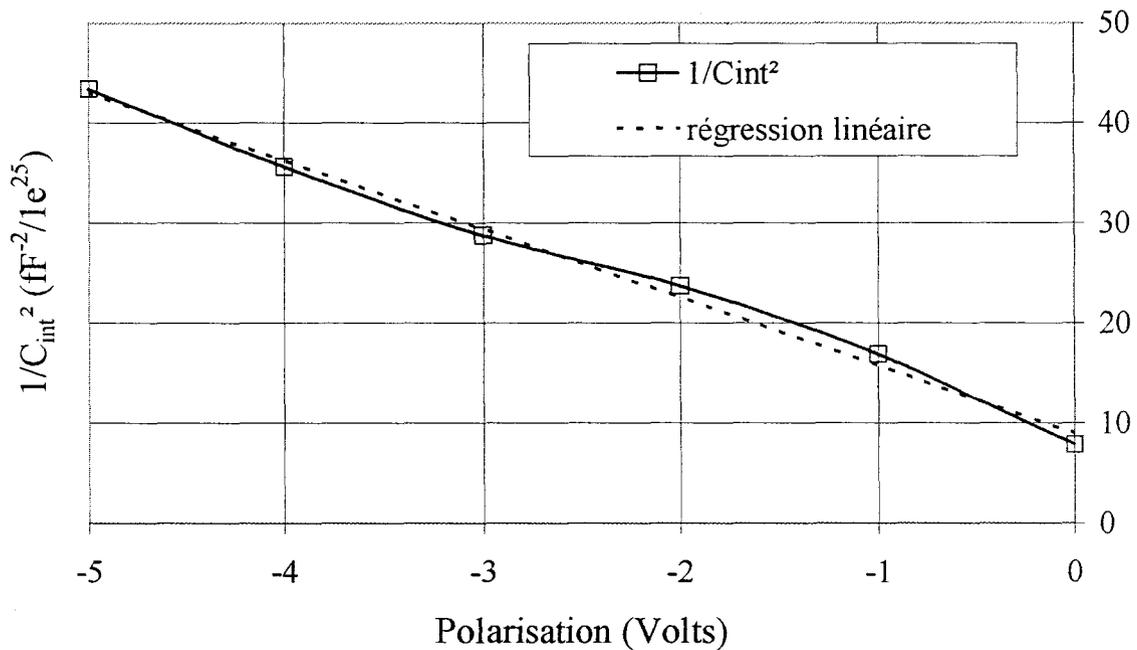


Figure I-21 : $1/C_{int}^2$ en fonction de la tension de polarisation.

b) Résistance

Le second élément important du schéma équivalent est la résistance

Dans cette partie, une attention particulière a été portée à la résistance présentée par le photodétecteur. Cet intérêt est lié à sa valeur relativement importante (autour de 20Ω @-5V).

Cette analyse plus précise de la résistance ne peut être menée à bien à partir du schéma équivalent précédemment utilisé.

Lors de la conception des masques, les composants ont été fabriqués deux par deux (tête-bêche). On récupère ainsi, lors du clivage, deux composants.

Nous avons donc réalisé des mesures sur ces couples de photodétecteurs avant d'être clivés, de structures symétriques, puis les avons simulés à partir du schéma équivalent de la figure I-22.

Ces mesures ont permis de mettre en évidence l'existence d'une résistance r_2 intrinsèque à la zone active (variant avec la tension de polarisation) et d'une résistance r_1 due à l'accès du contact P (de valeur fixe quelle que soit la tension).

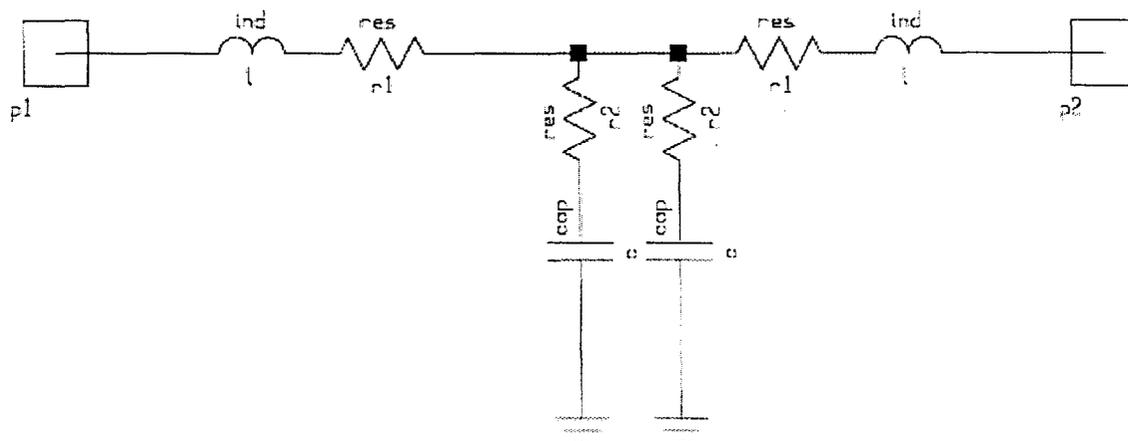


Figure I-22 : Schéma équivalent du photodétecteur guide d'onde pour des composants non clivés.

On peut voir dans le tableau ci-dessous l'ordre de grandeurs de chaque résistance pour deux séries de composants tête-bêche.

@ (V)	Série B14		Série B11	
	r1 (Ω)	r2 (Ω)	r1 (Ω)	r2 (Ω)
0	8.8	11.1	9.5	10.7
-3	8.8	8.5	9.5	8.1
-5	8.8	7.9	9.5	7.6

On remarque donc que l'accès hyperfréquence présente une résistance r1 de l'ordre de 9 Ω . Cette valeur relativement importante aurait pour origine une diminution de la section du ruban d'interconnexion du contact P au niveau de la base du pont de polyimide (figure I-23).

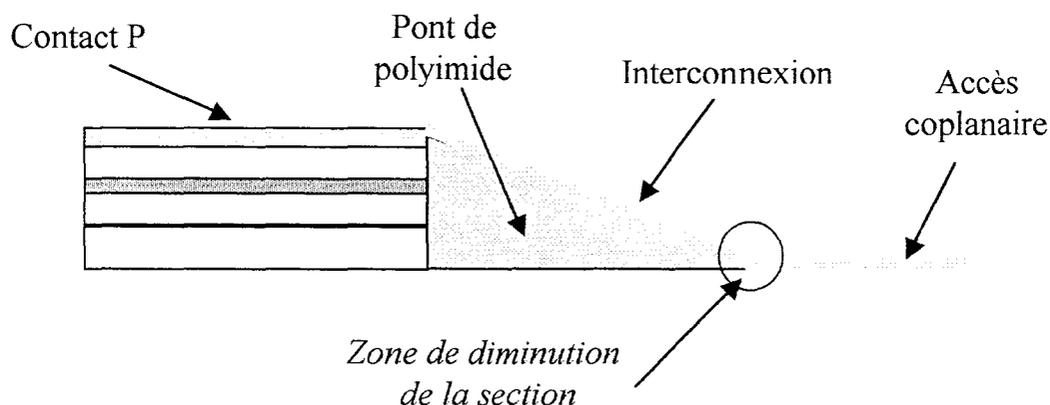


Figure I-23 : Vue latérale du photodétecteur.

La figure I-24 présente l'évolution de la résistance totale en fonction de la polarisation inverse pour des composants de différentes tailles. On constate tout d'abord que plus les composants sont longs plus la résistance diminue. Cette variation s'explique par le fait que la résistance est inversement proportionnelle à la surface traversée par les porteurs :

$$R = \rho L/S$$

ρ étant la résistivité du matériau traversé, L sa longueur et S sa surface. Or, dans le cas présent, la surface S correspond au produit :

$$S = d \cdot l$$

où d est la largeur du guide et l sa longueur.

En augmentant la longueur du guide on diminue donc la résistance présentée par le photodétecteur.

On constate également que plus la polarisation inverse est importante plus la résistance diminue.

On peut comprendre cette évolution de la résistance en fonction de la tension de polarisation de la façon suivante :

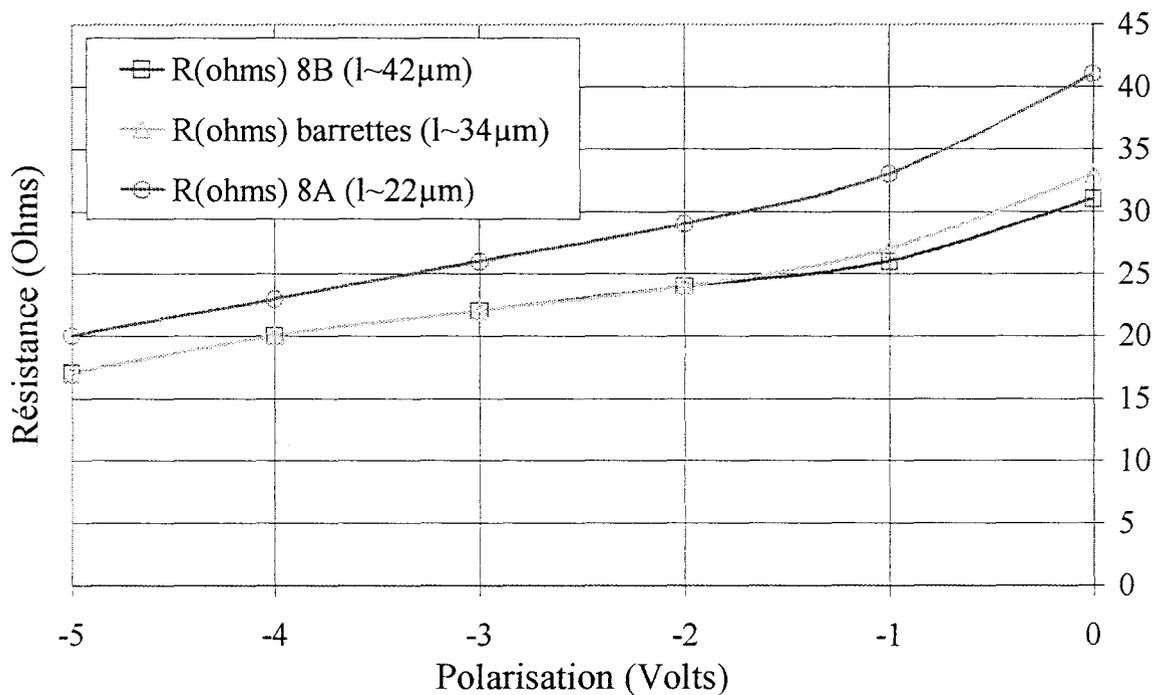


Figure I-24 : Résistance totale du photodétecteur en fonction de la tension de polarisation.

Tout d'abord, il est important de rappeler que la résistance dont il est question correspond essentiellement à la résistance de la couche intrinsèque, les couches fortement dopées ayant une faible résistivité, donc une faible résistance.

Plus la jonction est polarisée en inverse plus la zone déserte s'accroît et tend à remplacer la zone intrinsèque. La longueur de la zone intrinsèque est alors fortement réduite, il s'ensuit une réduction proportionnelle de la résistance de cette zone.

De plus la zone déserte est soumise à un fort champ électrique, la vitesse des porteurs y est très importante, sa résistivité et par conséquent sa résistance est alors très faible.

La combinaison simultanée de ces deux effets fait que plus on augmente la tension de polarisation plus la résistance présentée par le photodétecteur diminue, jusqu'à désertion totale de la zone intrinsèque.

c) inductance

La variation de l'inductance du photodétecteur en fonction de la tension de polarisation est donnée (figure I-25) à titre indicatif.

De part sa faible valeur, l'inductance n'a que très peu d'importance sur les performances du photodétecteur.

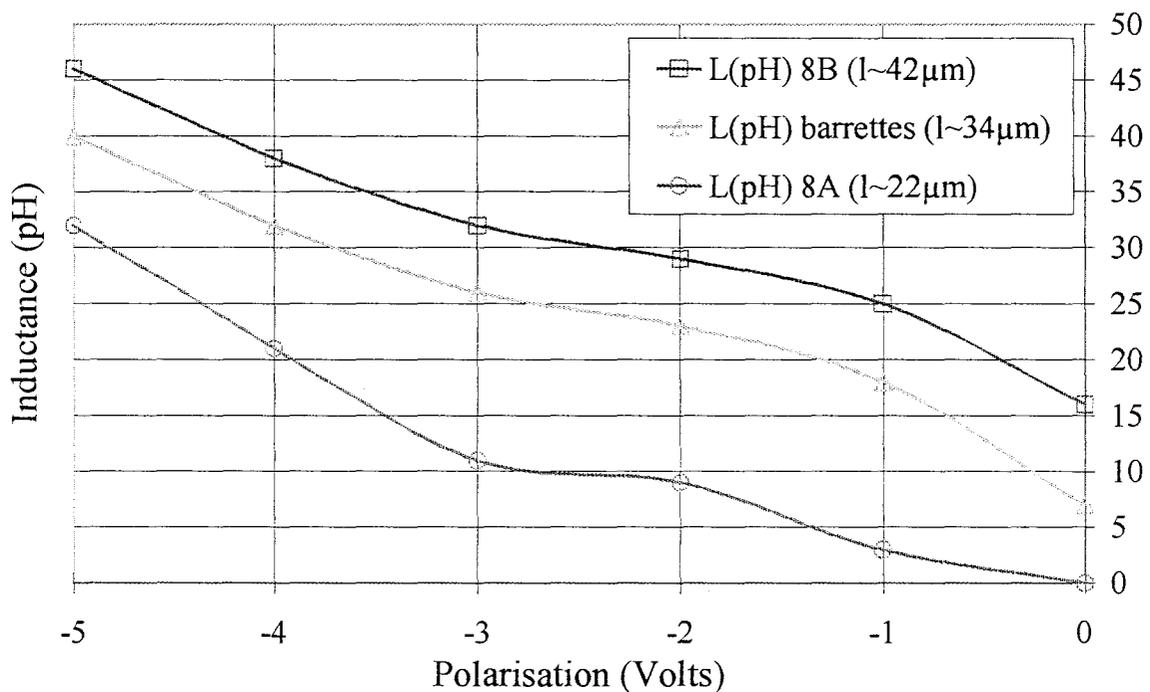


Figure I-25 : Inductance du photodétecteur en fonction de la tension de polarisation.

On retiendra uniquement que, pour des composants d'une vingtaine de microns de longs, le photodétecteur présente une inductance de l'ordre de l'ordre de 30 pH dans les conditions usuelles de polarisation (@-5V).

D. Caractérisation micro-onde

1. Caractérisation statique

a) Montage utilisé

La figure I-26 montre le schéma du banc de caractérisation statique que nous avons utilisé. Ce banc permet de mesurer les caractéristiques I(V) de photodiodes éclairées ou non.

Il se compose des éléments suivants :

- Une source optique (laser associé à son contrôleur)
- Le photodétecteur guide d'onde à caractériser
- Les appareils de mesures

La source optique est un laser Philips fibré, connectorisé émettant à la longueur d'onde $\lambda=1.55 \mu\text{m}$. le contrôleur permet un asservissement précis en courant et en température de la diode laser.

Le photodétecteur guide d'onde a été monté sur embase métallique, chez Thomson-LCR, de façon à être fibré. Nous l'avons ensuite connectorisé avec un connecteur Fujitsu permettant de le relier à la source optique.

Le banc I(V) à proprement parlé se compose de pointes de mesures hyperfréquences permettant ici de mesurer le photocourant continu et de polariser le photodétecteur.

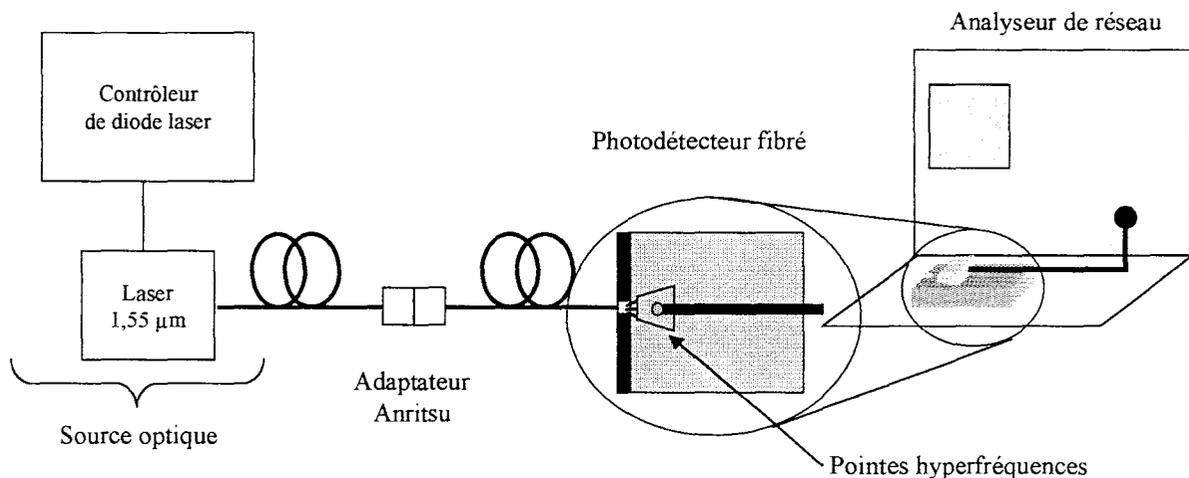


Figure I-26 : Schéma du banc de caractérisation statique.

b) Photodétecteur non éclairé

La figure I-27 représente le courant en sortie de photodétecteur pour différentes tensions de polarisation pour un composant non éclairé. Il s'agit en fait du courant

d'obscurité du photodétecteur. Il est, pour ce composant, de 50 nA sous une polarisation de -5 Volts.

Chez Thomson-LCR, avant d'être monté sur embase, les photodétecteurs ont été testés dans un premier temps de façon continu.

Le tableau ci-dessous résume les performances statiques d'un composant de 25 μm de long :

V_R (V)	0	-1	-2	-5	-10
I_D (nA)	<1	≈ 2	≈ 5	≈ 10	≈ 400

On peut remarquer que dans les conditions usuelles de polarisation (@-5V), le courant de fuite est de l'ordre de la dizaine de nA, mettant ainsi en avant la bonne qualité de l'étape de passivation en particulier et des couches épitaxiées en général.

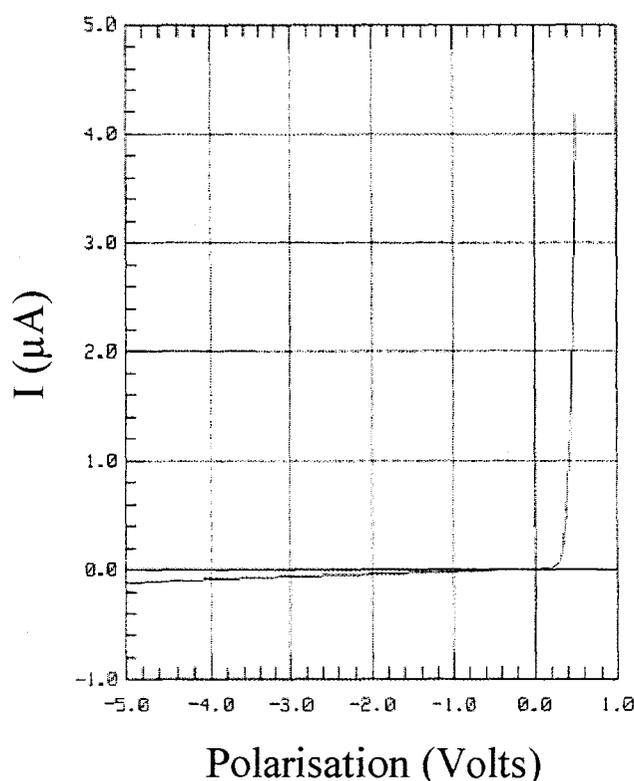


Figure I-27 : Courant d'obscurité en fonction de la tension de polarisation pour un composant non éclairé.

c) Photodétecteur éclairé

Avant d'être monté sur embase, les photodétecteurs ont également été caractérisés d'un point de vue optique. Cette caractérisation optique a été réalisée grâce à une fibre lentillée de 4 μm de diamètre.

Le coefficient de réponse total, prenant en compte le couplage de la fibre, s'est toujours révélé être supérieur à 0.5 A/W, pour ce qui est des mesures effectuées à Thomson-LCR.

La figure I-28 représente le photocourant mesuré en sortie de photodétecteur pour différents points de polarisation sous un éclairage de 1,2 mW.

Le photocourant récupéré est de l'ordre de 280 μ A, correspondant à un coefficient de réponse de 0.23 A/W.

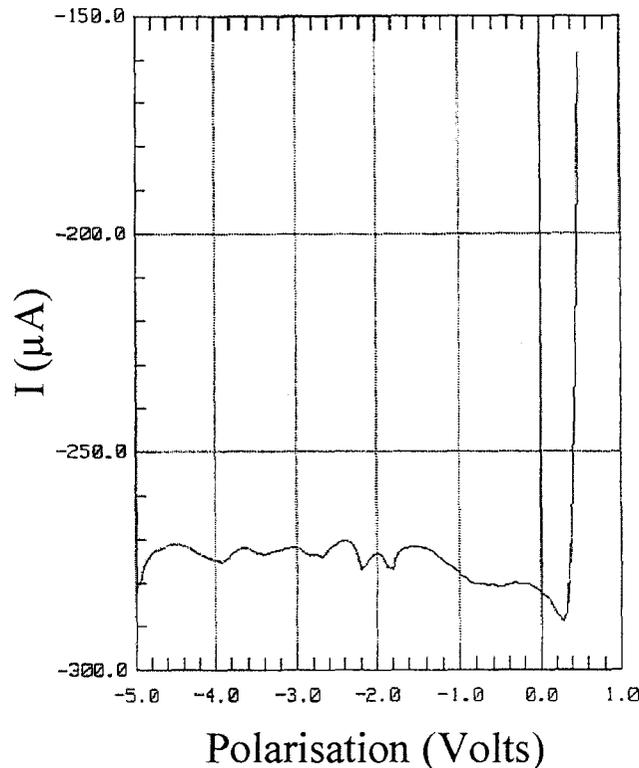


Figure I-28 : Photocourant en sortie de photodétecteur en fonction de la tension de polarisation sous un éclairage de 1,2 mW.

Il est important de remarquer qu'on a constaté des variations de 3 à 5 dB sur le photocourant suivant le connecteur (de liaison photodiode-source optique) utilisé et la qualité du clivage de la fibre.

Les pertes à ce niveau semble être à l'origine de la différence constatée sur le coefficient de réponse.

2. Caractérisation dynamique

Plusieurs méthodes se présentent à nous pour effectuer la caractérisation dynamique du photodétecteur guide d'onde. Il s'agit de :

- La modulation directe d'un laser semi-conducteur. Cela consiste à moduler le courant d'injection du laser à la fréquence F , ce qui conduit à une modulation de la puissance optique à cette même fréquence F .
Cependant, cette méthode est limitée par la fréquence de coupure des lasers. Pour la filière InP, c'est à dire aux longueurs d'onde utilisées en télécommunications optiques ($1.3 \mu\text{m}$ - $1.55 \mu\text{m}$), l'état de l'art se situe aux environs de 25 GHz à 30 GHz [24-25].
- On peut également, utiliser un modulateur externe couplé à une source optique. Cette méthode est malheureusement limitée par la fréquence de coupure du modulateur (50 GHz) que nous possédons au laboratoire. Il ne convient donc pas pour une caractérisation jusque 60 GHz.
Cependant, de part sa simplicité de mise en œuvre, c'est cette méthode que nous retiendrons pour la caractérisation des modules adaptés. On verra donc, plus en détails, cette méthode de caractérisation dans le chapitre suivant.
- La génération d'une onde optique de fréquence F peut également être obtenue par une méthode d'hétérodynage (ou battement) de deux ondes optiques de fréquences ν_1 et ν_2 vérifiant la condition $F = |\nu_1 - \nu_2|$.
Le mélange de ces deux ondes optiques, au niveau du photodétecteur, donne alors naissance à un photocourant ayant une composante continue et une composante fréquentielle de fréquence F .
Le schéma du principe de l'hétérodynage optique est présenté sur la figure I-29.

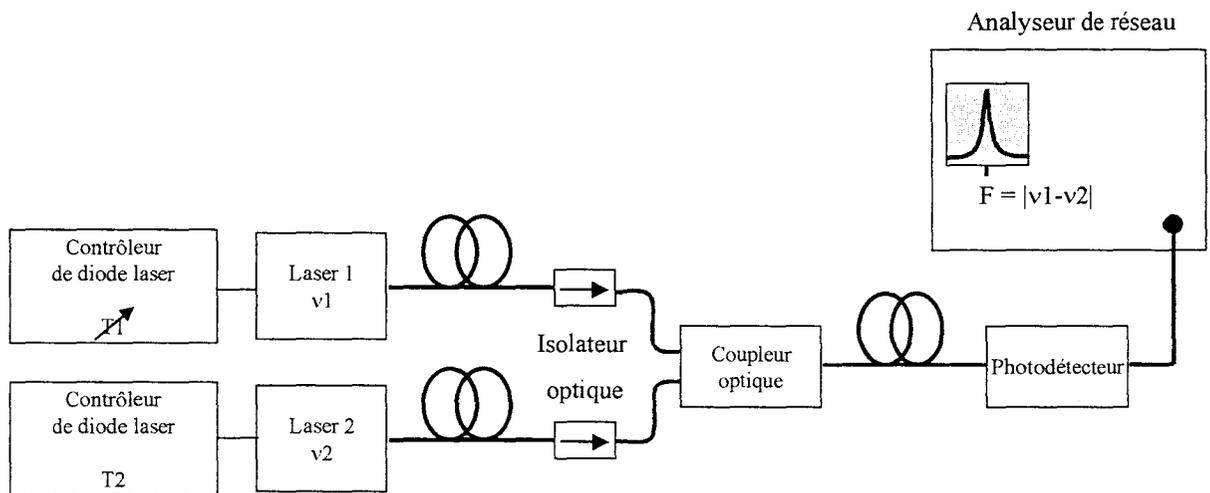


Figure I-29 : Principe de l'hétérodynage optique

$$F = \nu_1 - \nu_2 = \frac{c}{\lambda_1} - \frac{c}{\lambda_2} = \frac{c(\lambda_2 - \lambda_1)}{\lambda_1 \lambda_2} \cong \frac{c \Delta \lambda}{\lambda^2}$$

La génération d'un signal millimétrique de fréquence F est donc conditionnée par la différence de fréquence entre les deux ondes optiques :

En ajustant la longueur d'onde d'un des deux lasers, par un contrôle précis de la température, il est possible de faire varier la fréquence générée F sur des dizaines de GHz. Dans ce cas, nous sommes donc limités par les caractéristiques fréquentielles de l'analyseur de réseau.

A titre d'exemple, la génération d'un signal à 60 GHz à partir de deux ondes optiques voisines de $1.55 \mu\text{m}$ impose une différence de longueur d'onde de 4.81 \AA avec une précision voisine du $1/100^{\text{ème}} \text{ \AA}$ correspondant à une variation de 125 MHz de la fréquence générée.

La figure I-30 présente la réponse fréquentielle d'un photodétecteur guide d'onde. Elle a été obtenue, chez Thomson-LCR, sous une puissance optique de 1 mW. Il a une fréquence de coupure supérieure à 50 GHz et présente un coefficient de réponse, en tenant compte des pertes de couplage, de 0.65 A/W .

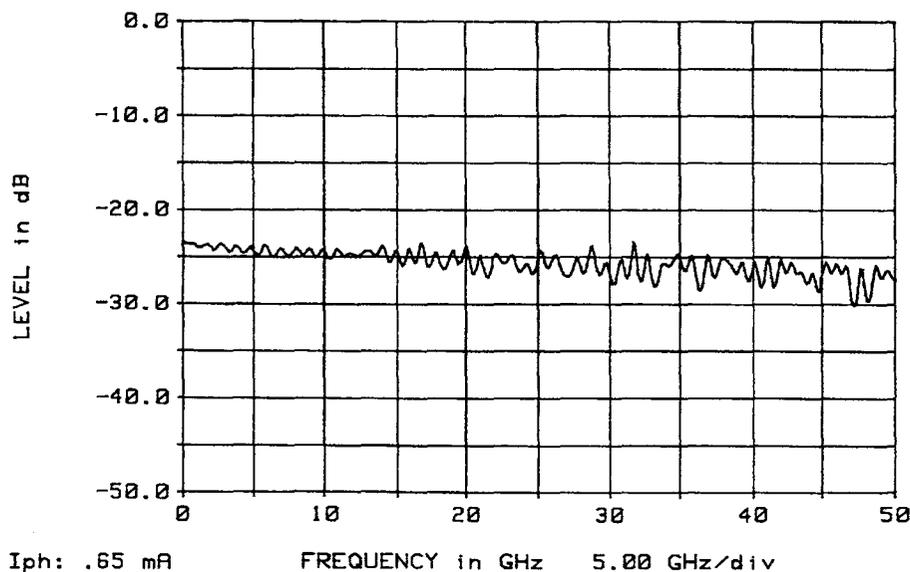


Figure I-30 : Réponse fréquentielle du photodétecteur guide d'onde dans les conditions normales d'utilisation (@-5V).

IV. Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de présenter la place de notre travail dans le cadre du projet FRANS. Nous avons ainsi mis en évidence l'importance d'un photodétecteur millimétrique à haut rendement de conversion.

Nous avons ensuite présenté les différents photodétecteurs pouvant convenir pour notre application. Enfin, nous avons présenté de façon détaillée les caractéristiques aussi bien optiques qu'électriques du photodétecteur guide d'onde de Thomson-LCR utilisé dans ce travail.

Une connaissance précise de ce photodétecteur va nous permettre dans le chapitre suivant de réaliser son adaptation hybride.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

- [1] Wada O., "Optoelectronic integration : physics, technology and applications", Kluwer academic publishers, 1994.
- [2] Nibler F., "High frequency circuit engineering", IEE circuits and systems Series 6, The Institution of Electrical Engineers, 1996.
- [3] Chinlon Lin, "Optoelectronic technology and lightwave communications systems", Van Nostrand Reinhold Edition, 1989.
- [4] Rabii O., "Etude de photodétecteurs PIN-GUIDE et MSM intégré à un guide optique pour des applications en ondes millimétriques", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, décembre 1995.
- [5] Harari J., Rabii O., Vilcot J.P. et Decoster D., "Modeling of pin photodetectors for microwave and high power applications", Symposium on optoelectronics information and microwave systems, OE/LASE, Los Angeles, 1994.
- [6] Harari J., Journet F., Rabii O., Jin G., Vilcot J.P. et Decoster D., "Modeling of photodetectors for microwave and high power applications", Proc. SPIE 2149, "technologies for optical fiber applications", p.380-390, 1994.
- [7] Ashour I.S., "Etude de photodétecteurs Metal-Semiconducteur-Metal pour des applications micro-ondes", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, novembre 1994.
- [8] Ashour I.S., El Kadi H., Sherif K., Vilcot J.P. et Decoster D., "Cutoff frequency and responsivity limitation of AlInAs/GaInAs MSM PD using a two dimensional bipolar physical model", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 42, n°2, p. 231-238, février 1995.
- [9] Harari J., Vilcot J.P. et Decoster D., " Metal Semiconductor Metal photodetectors", Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering", vol. 12, Wiley-Interscience publication, 1999.
- [10] Bowers J.E., Burrus C.A., "High speed zero-bias wave-guide photodetectors", Electronic Letters, vol. 22, p. 905-906, 1986.
- [11] Kato K., Hata S., Kozen A., Yoshida J., Kawano K., "Highly efficient 40 GHz waveguide InGaAs p-i-n photodiode employing multimode waveguide structure", IEEE Photonic Technology Letters, vol. 3, p. 820-822, septembre 1991.

[12] Kato K., Hata S., Kawano K., Kozen A., Yoshida J., "A High efficiency 50 GHz InGaAs multimode waveguide photodetector", IEEE Journal Quantum Electron., vol. 28, p. 2728-2735, décembre 1992.

[13] Kato K., Kozen A., Muramoto Y., Itaya Y., Nagatsuma T., "110 GHz, 50 % efficiency mushroom waveguide p-i-n photodiode for a 1.55 μm wavelength", IEEE Photonic Technology Letters, vol. 6, p. 719-721, juin 1994.

[14] Tan I., Sun C., Giboney K., Bowers J.E., Hu E.L., Miller B.I., Capik R.J., "120 GHz long-wavelength low-capacitance photodetector with an air-bridged coplanar metal waveguide", IEEE Photonic Technology Letters, vol. 7, p. 1477-1479, juin 1995.

[15] Wey Y.-G., Giboney K., S. Bowers J. E., "108-GHZ GaInAs/nP p-i-n Photodiodes with Integrated Bias Tees and Matched Resistors", IEEE Photonic Technology Letters, vol. 5, p. 1310-1312, novembre 1993.

[16] Droge E., Bottcher E.H., Steingruber R., "70 GHz InGaAs metal-semiconductor-metal photodetectors for polarisation-insensitive operation", Electronics letters, vol. 34, p. 1421-1422, 1998.

[17] Kollakowski St., Strittmatter A., Janiak, K., "65 GHz InGaAs/InAlGaAs/InP waveguide-integrated photodetectors for the 1.3-1.55 micrometer wavelength regime", Applied Physics Letters, vol. 74, p. 612-614, janvier 1999.

[18] Bottcher E.H., Droge E., Engel H., "Ultra-Wide-Band (greater than 40 GHz) Submicron InGaAs Metal-Semiconductor-Metal Photodetectors", IEEE Photonic Technology Letters, vol. 8, p. 1226-1228, septembre 1996.

[19] Fukano H., Kato K., Matsuoka Y., "Low-cost high-speed and high-responsibility photodiode module employing edge-illuminated refracting-facet photodiode", Electronic Letters, vol. 35, p. 842-843, 1999.

[20] Yuda M., Kato K., Mitsuhashi M., "High-input-power-allowable uni-travelling-carrier waveguide photodiodes with semi-insulating-InP buried structure", Electronic Letters, vol. 35, p. 1377-1379, 1999.

[21] Tan I., Dudley J., Babic D., Cohen D., Young B., Bowers J.E., Hu E.L., Miller B.I., Koren U., Young M., "High quantum efficiency and narrow absorption bandwidth of the wafer-fused resonant $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ photodetectors", IEEE Photonic Technology Letters, vol. 6, p. 811-813, juillet 1994.

[22] Harari J., Journet F., Rabii O., Jin G., Vilcot J.P. et Decoster D., "Modeling of waveguide PIN photodetectors under very high optical power", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°9, p. 2304-2310, septembre 1995.

[23] Deborgies F., Renaud J.C., Vilcot J.P., Rapport partiel du contrat européen AC083 FRANS (Fibre Radio ATM Network and Services) : "Final report on PIN photodiodes submodules", D-213, novembre 1997.

[24] Morton P.A., Tanbun-Ek T., Logan R.A., Chand N., Wecht K.W., Sergent A.M. et Sciortino P.F., "Packaged 1.55 μm DFB laser with 25 GHz modulation bandwidth", Electronic Letters, vol. 30, p. 2044, 1994.

[25] Krakowski M., "direct laser modulation up to 21 GHz", 24th European Microwave Conference, Cannes, 1994.

CHAPITRE II

FRANS : ADAPTATION HYBRIDE

CHAPITRE II

Le premier chapitre nous a permis de présenter de façon détaillée le photodétecteur PIN guide d'onde.

On a ainsi pu constater qu'il présente une forte désadaptation en puissance aux fréquences de travail envisagées dans le cadre du projet FRANS.

Ce second chapitre est donc consacré à l'adaptation de la photodiode de manière hybride utilisant des techniques coplanaires.

Il traite, tout d'abord, de la conception et de l'optimisation du circuit. On mettra notamment en avant les avantages et les inconvénients de l'utilisation de la ligne de transmission coplanaire.

Nous verrons ensuite les différentes étapes allant de sa fabrication à sa caractérisation hyperfréquence.

La dernière partie sera consacrée aux difficultés rencontrées lors de l'adaptation hybride d'un tel photodétecteur aux fréquences millimétriques.

I. Conception du circuit hybride

A. Principe de l'adaptation

Le schéma d'adaptation choisi est une adaptation d'impédance double stub intégrant un té de polarisation. Le circuit hybride a été réalisé sur substrat alumine de $254 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Ses dimensions sont de $5*5 \text{ mm}^2$.

Il utilise des lignes de transmissions coplanaires (CoPlanar Waveguide en terminologie anglo-saxonne, CPW).

Le choix de la ligne CPW est dicté par le fait que le circuit en aval (amplificateur millimétrique) utilise cette technologie et que le choix d'une ligne de transmission différente (microruban) aurait nécessité la problématique réalisation d'une transition microruban-coplanaire.

B. La ligne de transmission coplanaire

1. Avantages et limites

La ligne de transmission coplanaire (figure II-1a) offre un grand nombre d'avantages vis à vis de la ligne de transmission microruban (figure II-1b) plus couramment utilisée à ce jour. Il s'agit notamment de :

- Une technologie réellement planaire (connexion simplifiée d'éléments série ou parallèle sans la nécessité de réaliser des trous métallisés)
- Elle dispose d'un degré de liberté supplémentaire dans le choix de l'impédance de la ligne de transmission (impédance non seulement liée à la largeur du conducteur central et à la hauteur du substrat mais aussi à la largeur des fentes)
- La ligne CPW présente une faible dispersion de ses paramètres caractéristiques du fait que le champ électromagnétique est essentiellement confiné dans les espaces entre conducteurs
- De part la réduction de la capacité entre le conducteur central et les plans de masse, les fréquences de résonance des éléments localisés sont plus importantes qu'en technologie microruban
- Des facilités de report en technologie « flip-chip »
- Sa structure géométrique est particulièrement bien adaptée aux techniques de mesures sous pointes.

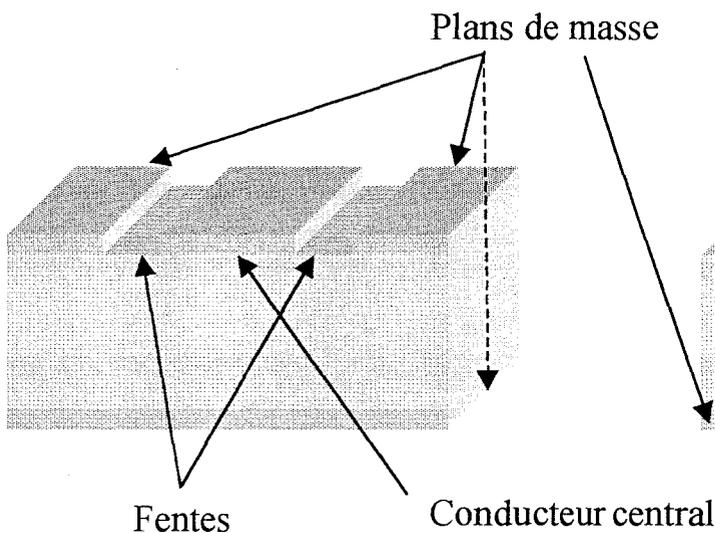


Figure II-1a : ligne CPW.

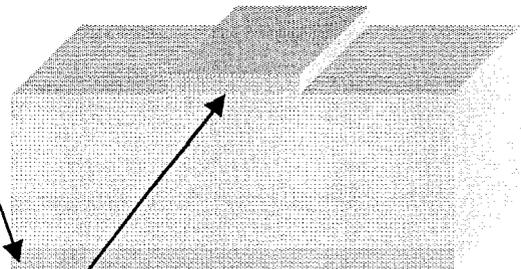


Figure II-1b : ligne microruban.

Toutes ces propriétés proviennent du fait que la ligne CPW réunit sur une même face le conducteur central et le plan de masse.

Malgré tous ces aspects positifs, son utilisation, jusqu'à ces dernières années, a été grandement réduite par la non-existence de modèles de discontinuités [1-14] facilement implémentables sur les logiciels de CAO commercialement disponibles.

2. Modes de propagation

Alors que dans le cas de la ligne microruban, on peut systématiquement utiliser une approximation quasi-TEM, dans le cas de la ligne CPW, celle-ci ne s'avère vérifiée que dans de rares cas simplistes (lignes de transmissions symétriques, sans discontinuités).

Une analyse rigoureuse de la ligne CPW met en évidence l'existence de deux modes de propagation [15-19] habituellement appelés modes pair et impair (vis à vis de la distribution du champ électrique) ou également « CPW mode » et « slotline mode » en terminologie anglo-saxonne (figure II-2).

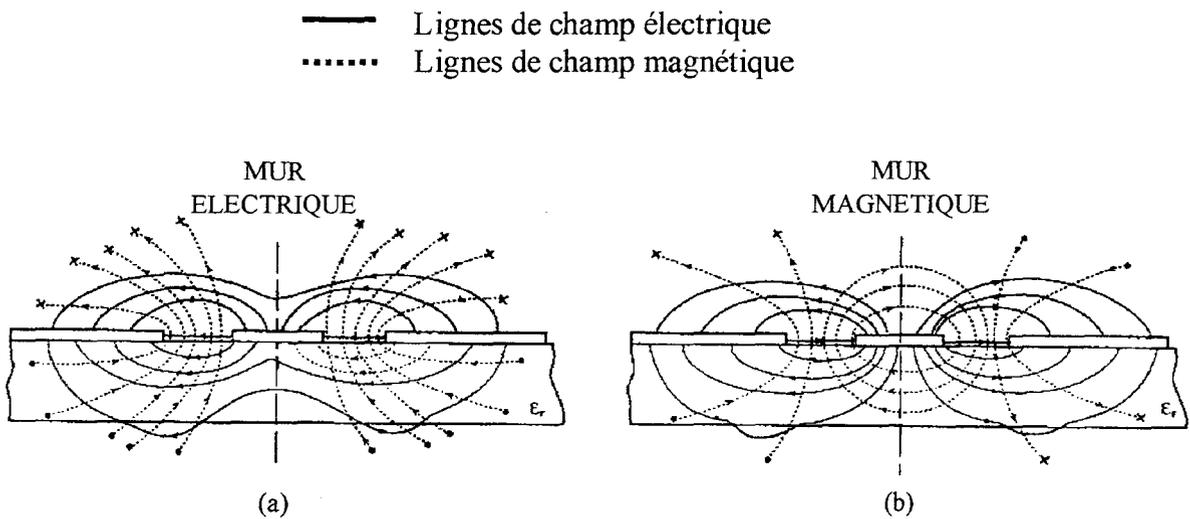


Figure II-2 : Modes de la ligne CPW :

- (a) : mode pair
- (b) : mode impair.

Dans le cas de la ligne de transmission symétrique sans discontinuités, la quasi-totalité de l'énergie est véhiculée par le mode CPW; une représentation quasi-TEM peut alors être utilisée. Par contre, toute dissymétrie dans la structure donne naissance au second mode « slotline mode » lequel vient alors se superposer au premier mode fondamental (CPW mode) de la structure.

Il est à noter que ce second mode est également de type quasi-TEM c'est à dire qu'il ne possède pas de fréquence de coupure. Par conséquent, au niveau de toutes discontinuités asymétriques ce mode sera excité, c'est à dire qu'il y aura un transfert d'énergie du mode fondamental vers le mode « parasite ».

Proportion d'énergie véhiculée par chacun des modes

En effectuant une analyse (HFSS) prenant en compte les deux modes se propageant dans la structure, il est possible d'estimer, pour chaque fréquence, la proportion d'énergie véhiculée par chacun des modes.

Par exemple, pour la structure de la figure II-3, on a pu constater qu'on avait approximativement une répartition de l'énergie, dans le plan de référence se trouvant avant la discontinuité (PP'), dans des proportions 98% - 2% pour respectivement les modes CPW et slotline mode. Cette même répartition se trouve modifiée dans les proportions 65% - 35% après la discontinuité ($P_1P'_1$).

On voit donc, qu'à cette fréquence, on a une conversion d'un tiers de l'énergie du mode fondamental vers le mode «parasite». De plus, cette répartition fluctue grandement suivant la fréquence d'étude.

Cette remarque est d'autant plus importante que lorsqu'on mesure un tel circuit, on ne récupère en sortie que l'énergie du mode CPW (la configuration des pointes de mesures correspond uniquement à ce mode).

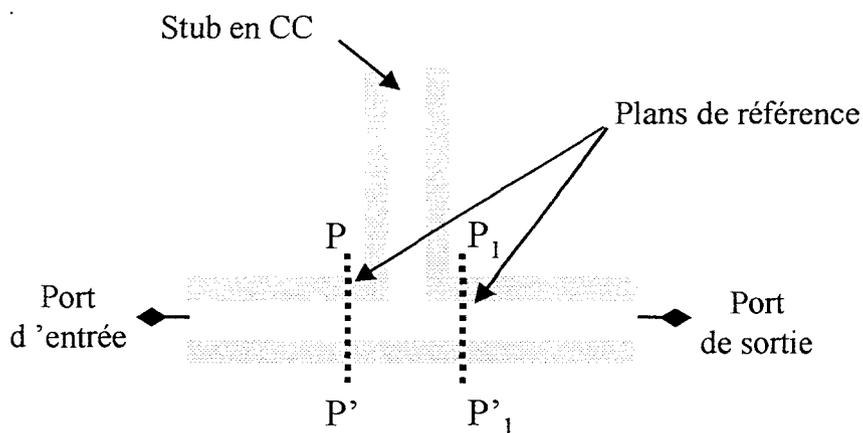


Figure II-3 : Schéma d'une structure asymétrique.

Ce phénomène est également compréhensible de la façon suivante :

La propagation simultanée de ces deux modes, dont les constantes de propagation sont différentes, génère un déphasage entre eux, celui-ci donne alors naissance à un phénomène d'interférences qui, selon le cas, peuvent être constructives ou destructives. Ce phénomène d'interférences se traduit concrètement par l'apparition de plusieurs «pics» sur la réponse des circuits, les rendant ainsi inutilisables. Il est donc nécessaire de supprimer le «slotline mode».

3. Suppression du mode parasite

La propriété caractéristique de ce phénomène réside dans le fait que les plans de masse de part et d'autre du conducteur central ont des potentiels différents. Par conséquent, l'excitation du mode parasite peut être supprimé si une technique de ponts à air est utilisée. Ceux-ci ont pour tâche de maintenir les plans de masse au même potentiel au niveau des discontinuités.

L'utilisation de ponts à air ou, dans notre cas, de thermo-compressions (fils de liaisons de 20 μm de diamètre), aux niveaux des discontinuités, est inéluctable.

Un exemple concret de cette technique est illustré sur la figure II-4 : le coefficient de réflexion d'un de nos circuits de test a été mesuré avant (\square) et après (∇) la thermo-compressions de fils de liaisons au niveau des discontinuités.

On voit clairement que le circuit sans fils (\square) est perturbé par un grand nombre de « pics » sur toute la bande de fréquence.

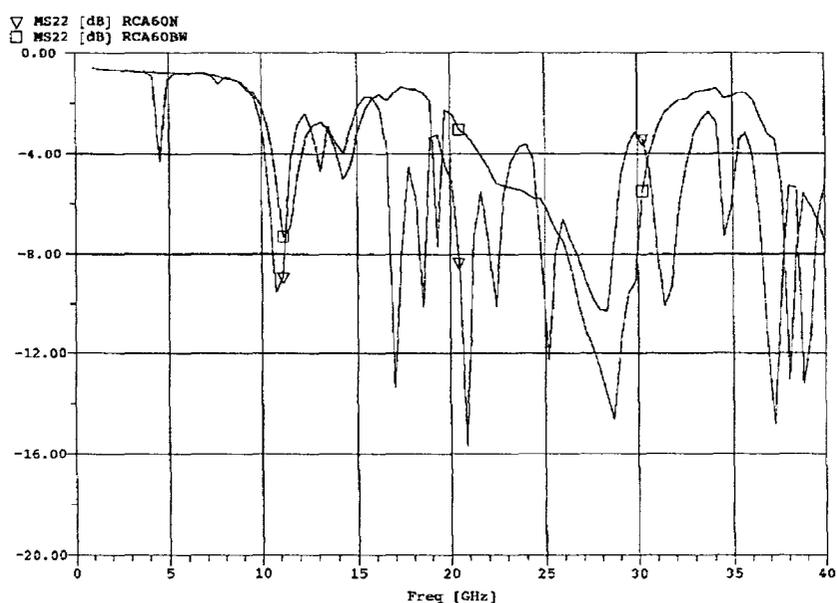


Figure II-4 : Illustration de la suppression du « slotline mode ».

Malheureusement, peu de modèles de discontinuités sont disponibles dans les logiciels de CAO. De plus, ceux-ci ne prennent pas en compte ces fils de liaisons, ce qui les rend alors inutilisables. Il est alors nécessaire d'utiliser soit des logiciels de simulations 3D (gourmand en temps de calculs et en mémoire) ou de réaliser des cellules de tests de façon à obtenir des modèles semi-empiriques.

C. Calibrage des logiciels utilisés

1. Présentation des logiciels

Plusieurs logiciels ont été utilisés pour la réalisation de ce travail ; nous avons à notre disposition les logiciels suivants :

- Deux logiciels de CAO micro-ondes :
 - Serenade Suite [Serenade schematic + Microwave Harmonica] (ANSOFT-COMPACT Software)
 - Microwave Design System (HP-EEsof)

Notre choix s'est porté sur le premier pour deux raisons essentielles :

- la relative disponibilité de modèles de discontinuités coplanaires (2 sur Serenade contre 0 sur MDS)
- l'implémentation de Serenade sur PC avec des temps de calculs associés équivalents à ceux obtenus, par MDS, sur station de travail.

- Un logiciel de simulation de structure électromagnétique planeaire (2.5D) : MOMENTUM (HP-EEsof)
- Un logiciel de simulation de structure 3D : High Frequency Structure Simulator HFSS (HP-EEsof).

Il est important de remarquer que les temps de calculs et l'espace mémoire nécessaires ne sont pas du même ordre de grandeur pour ces différents logiciels. Le tableau ci-dessous établit l'ordre de grandeur de ces paramètres pour les différents types de logiciels utilisés.

Logiciels	Temps de calculs	mémoire requise
CAO micro-onde	5 secondes pour 100 points de fréquences	Inférieur au Mo
Simulation de structure planeaire	1 heure pour 100 points de fréquences	Quelques dizaines de Mo
Simulation de structure 3D	1 heure pour 1 point de fréquence	Quelques centaines de Mo

Remarque : Dans le cas de logiciel de simulation de structure planeaire ou 3D ces valeurs sont données à titre de comparaison et dépendent grandement, pour une structure donnée, du maillage utilisé.

2. Utilisation d'une cellule de test

Une cellule de test regroupant tous les éléments du circuit a été fabriquée sur alumine.

La figure II-5 représente le masque de cette cellule où on peut discerner :

- des lignes de différentes longueurs
- des stubs en court-circuit (CC) et en circuit ouvert (CO)
- des éléments d'intersections en T
- Les éléments du té de polarisation.

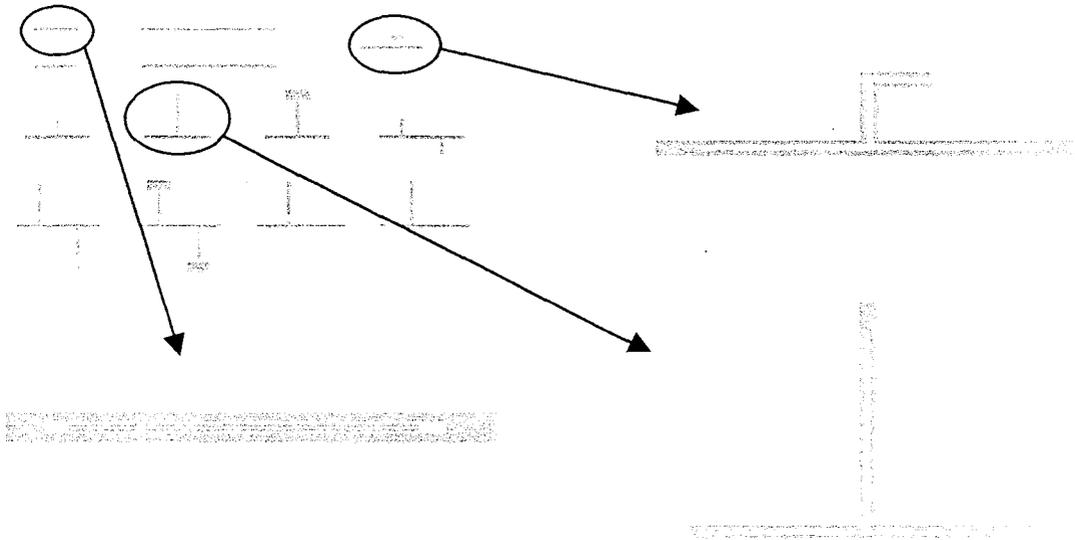


Figure II-5 : Masque de la cellule de test.

Parallèlement à cette cellule de test, des simulations sous Momentum de ces mêmes éléments ont été réalisées de façon à calibrer les différents paramètres du simulateur (maillage, pertes, etc....).

Remarque : la simulation d'éléments coplanaires sous Momentum se fait d'une façon particulière : le *principe de réciprocité* est appliqué. Au lieu d'essayer de simuler la distribution du champ électrique dans toutes les régions métallisées (zone très étendue en CPW), seul le champ électrique au niveau des fentes (distances séparant le conducteur central des plans de masse, voir figure II-1a) est considéré. En fait ce champ électrique est modélisé comme un flux de courant magnétique équivalent circulant dans les fentes.

Les lignes 50Ω réalisées sur substrat alumine ($\epsilon_r = 9.6$) ont pour dimensions $50 \mu\text{m}$ pour le conducteur central et $20 \mu\text{m}$ pour les fentes (notée ultérieurement $20\mu\text{m}-50\mu\text{m}-20\mu\text{m}$) de façon à coïncider avec les dimensions des pointes de mesures hyperfréquences. On rappelle que la ligne d'accès 50Ω de la photodiode guide d'onde réalisée sur InP ($\epsilon_r = 13.5$) a pour dimension $40\mu\text{m}-50\mu\text{m}-40\mu\text{m}$. Nous avons fait le choix de minimiser les discontinuités en gardant égale la largeur du conducteur central entre le photodétecteur (sur InP) et le circuit d'adaptation (sur Al_2O_3).

Éléments de la cellule de test :

- *Lignes $\lambda/2$ et $\lambda/4$ (à $F = 30 \text{ GHz}$)*

Elles avaient pour rôle essentiel de calibrer et valider les logiciels Serenade et Momentum en estimant les pertes réelles (paramètre toujours minimisé dans ce type de logiciels). Elles ont permis également de vérifier les valeurs de permittivité et d'impédance calculées par ces logiciels.

• *Stubs en C.O. et en C.C. associés aux éléments de liaisons en T*

Leurs rôles étaient de vérifier les modèles préexistants de court-circuit et de circuit ouvert sur Serenade et de trouver un modèle d'intersection en T prenant en compte les fils de liaisons placés au niveau des discontinuités (figure II-6).

En ce qui concerne le premier point, la cellule de test nous a permis de confirmer [20] que la distance G , séparant la terminaison du stub en CO du plan de masse (figure II-6), devait être supérieure à 2 fois la distance entre plans de masse ($W+2S$) de façon à réaliser un circuit ouvert correct (Rem : la figure II-6 n'est pas à l'échelle étant données les dimensions des éléments).

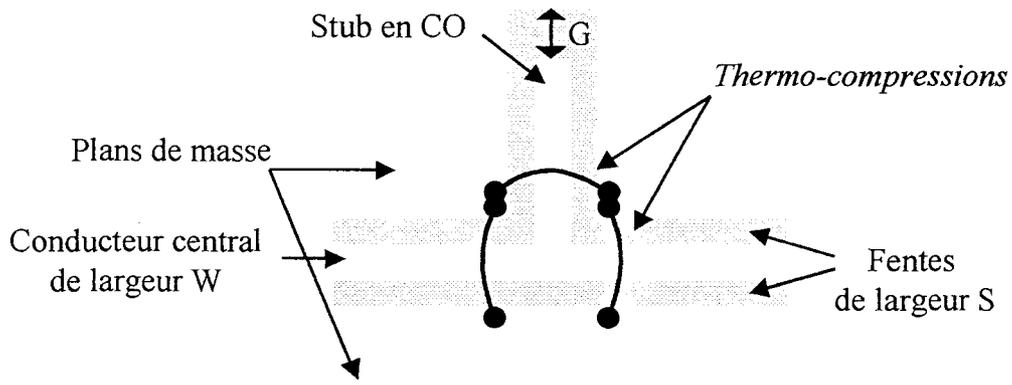


Figure II-6 : Schéma d'un des éléments de la cellule de test.

Pour ce qui est des jonctions en T, le modèle utilisé [21] est celui de la figure II-7. Il comprend trois inductances séries et une capacité mise à la masse. Une optimisation du modèle, basée sur les mesures, a permis de trouver les valeurs de la figure II-7.

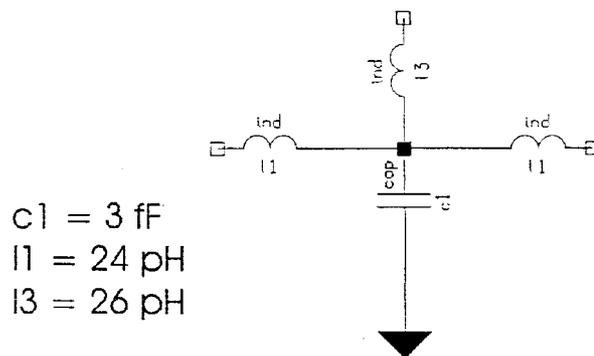


Figure II-7 : Schéma équivalent de la jonction en T.

Ces valeurs correspondent à une jonction en T, dont les dimensions sont 20 μm -50 μm -20 μm , associée à 3 thermo-compressions placées, dans la mesure du possible, dans les plans de référence de la discontinuité (Figure II-6).

Il est à noter qu'une reproductibilité satisfaisante a été constatée pour ces éléments.

• *Eléments du té de polarisation*

Le té de polarisation est formé d'une capacité et d'une inductance interdigitée (appelé respectivement Open End Stub et Short End Stub en terminologie anglo-saxonne).

La longueur théorique L_{th} de ces deux éléments est de :

$$L_{th} = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4F\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad \text{avec } \epsilon_{r_{eff}} \approx (\epsilon_r + 1)/2 \quad [22]$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée, c la vitesse de la lumière, ϵ_r et $\epsilon_{r_{eff}}$ respectivement la permittivité relative et effective du matériau et F la fréquence de résonance des éléments. Dans notre cas, en prenant pour l'alumine $\epsilon_r = 9.6$ et une fréquence de travail aux environs de 30 GHz, nous obtenons alors une longueur approximative de $L_{th} = 1100 \mu\text{m}$.

De façon à vérifier la justesse de cette relation, nous avons simulé sous Momentum différentes longueurs pour chacune des deux structures interdigitées. De plus, deux de ces longueurs ($L = 1000 \mu\text{m}$ et $1100 \mu\text{m}$) ont été réalisées sur la cellule de test.

Les schémas des figures II-8 et II-9 représentent respectivement les structures géométriques de la capacité et de l'inductance interdigitée dans leur configuration finale ($L = 1100 \mu\text{m}$).

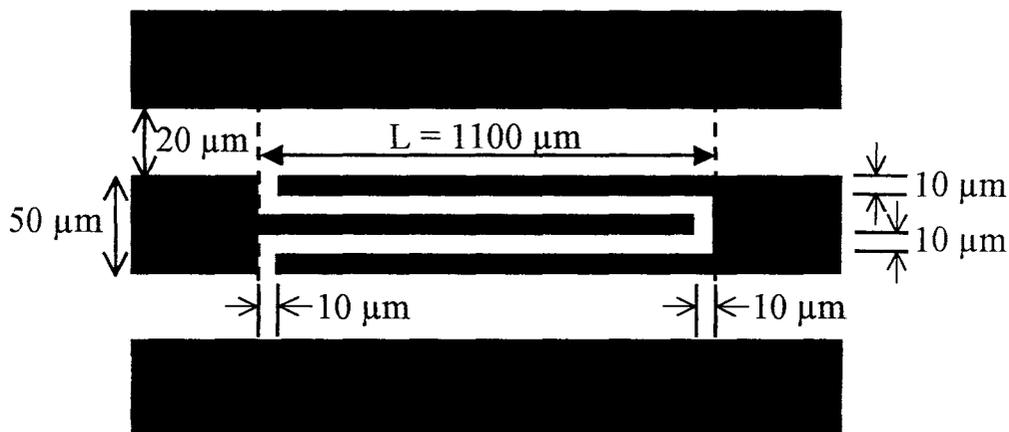


Figure II-8 : Structure géométrique de la capacité interdigitée.

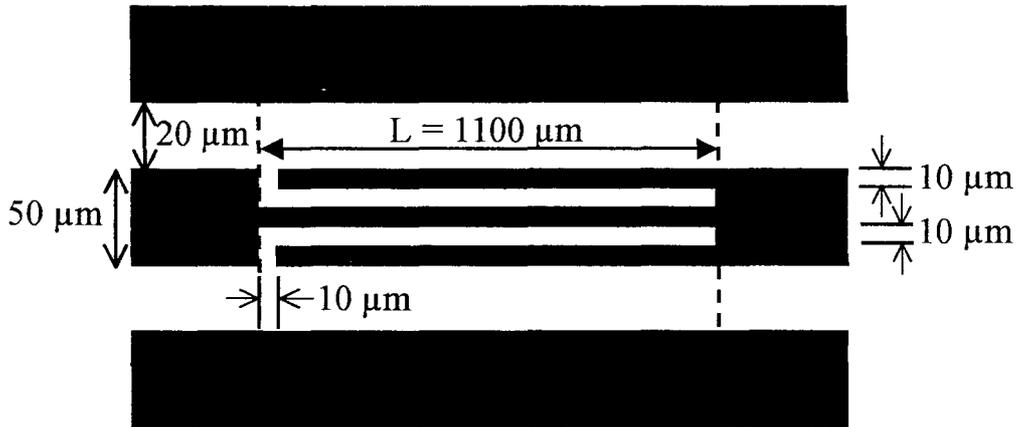


Figure II-9 : Structure géométrique de l'inductance interdigitée.

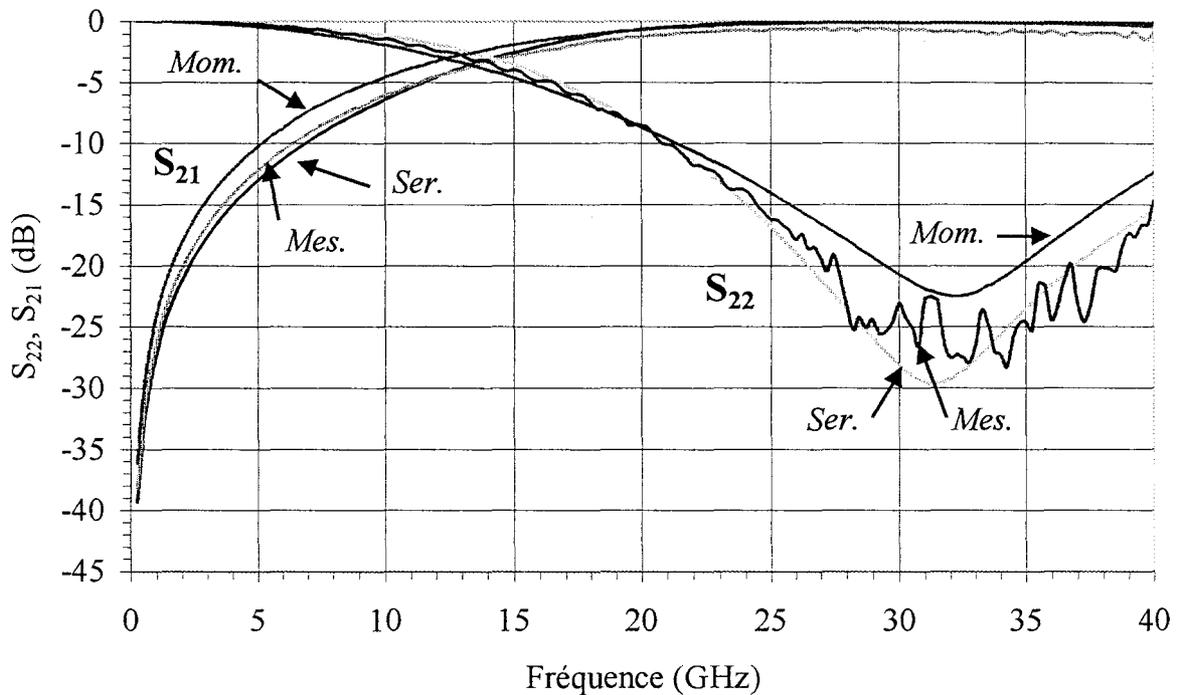


Figure II-10 : Comparaison théorie-expérience du coefficient de réflexion (S_{22}) et de transmission (S_{21}) de la capacité interdigitée
Mom. : Simulation sous Momentum
Mes. : Mesures sur les cellules de test
Ser. : Extrapolation des mesures sur Serenade.

Les figures II-10 et II-11 donnent la variation fréquentielle des coefficients de réflexion (S_{22}) et de transmission (S_{21}) respectivement pour une capacité de longueur $L = 1000 \mu\text{m}$ et une inductance de longueur $L = 1100 \mu\text{m}$. Les différentes courbes apparaissant sur ces figures correspondent aux simulations EM sous Momentum (*Mom.*), aux mesures des cellules de test (*Mes.*) et aux extrapolations de ces dernières sur Serenade (*Ser.*).

On a pu constater une bonne concordance entre les mesures et les simulations (réalisées sous Momentum) de ces deux éléments, en particulier pour les fréquences de résonance (figures II-10 et II-11).

La principale différence se situe au niveau des pertes qui sont toujours minimisées par ce type de logiciel.

On peut remarquer, sur la figure II-10, que l'élément capacitif joue pleinement son rôle en filtrant le signal Basse Fréquence (transmission BF inférieure à -40 dB) et en laissant passer le signal hyperfréquence aux environs de 30 GHz (pertes d'insertions proches de 1 dB et un coefficient de réflexion de l'ordre de -25 dB).

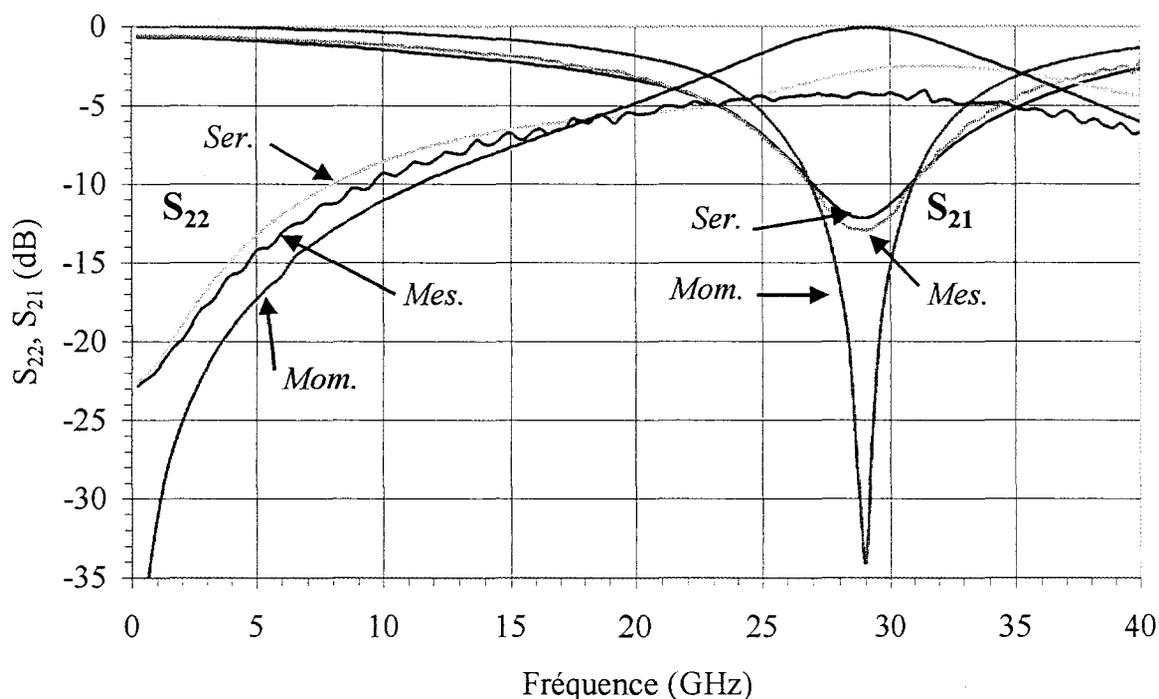


Figure II-11 : Comparaison théorie-expérience du coefficient de réflexion (S_{22}) et de transmission (S_{21}) de l'inductance interdiguée

Mom. : Simulation sous Momentum

Mes. : Mesures sur les cellules de test

Ser. : Extrapolation des mesures sur Serenade.

En ce qui concerne l'inductance (figure II-11), des pertes d'insertions quasi nulles associées à un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB pour le signal continu, une isolation du signal hyperfréquence proche de -13 dB ($1/20^e$ de la puissance transmise) mettent en évidence le caractère coupe-bande de cet élément.

Remarque : Les performances inférieures de l'inductance par rapport à celles de la capacité semblent dues à un défaut qui existait sur l'un des doigts de l'inductance mesurée de la cellule de test.

A partir des mesures, nous avons pu extraire les schémas équivalents de la figure II-12 et II-13 respectivement pour la capacité et l'inductance interdigitée.

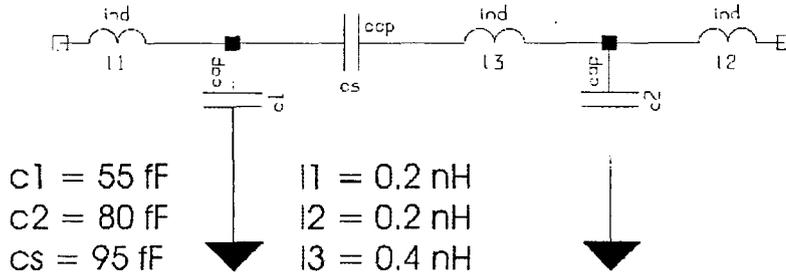


Figure II-12 : Schéma équivalent utilisé pour la capacité interdigitée.

Les valeurs des éléments du schéma équivalent utilisé pour la capacité (l'inductance) interdigitée, apparaissant sur la figure II-12 (figure II-13), correspondent aux dimensions de la structure géométrique présentée figure II-8 (figure II-9).

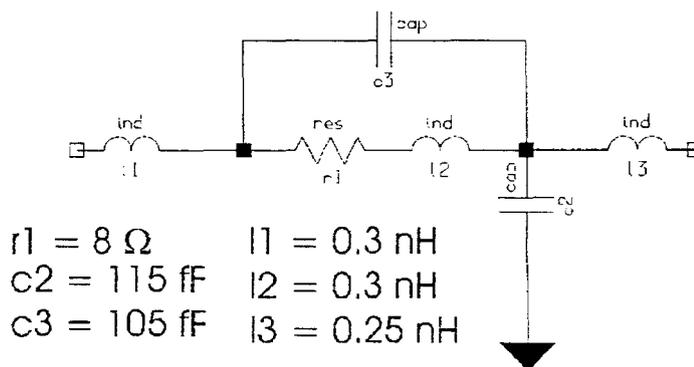


Figure II-13 : Schéma équivalent utilisé pour l'inductance interdigitée.

D. Optimisation du circuit

L'optimisation du circuit, c'est à dire la détermination de la position et des longueurs à la fois des stubs et des tronçons de lignes, a été effectuée sur Serenade.

Deux configurations différentes ont été envisagées. Celles-ci sont basées sur l'utilisation de stubs en circuit ouvert (C.O.) ou en court-circuit (C.C.) et sont représentées respectivement figures II-14a et II-14b.

En effet, il est nécessaire de placer le bloc *Polarisation* avant celui de l'*Adaptation* lorsqu'on utilise des stubs en C.C. de façon à ne pas court-circuiter la polarisation continue.

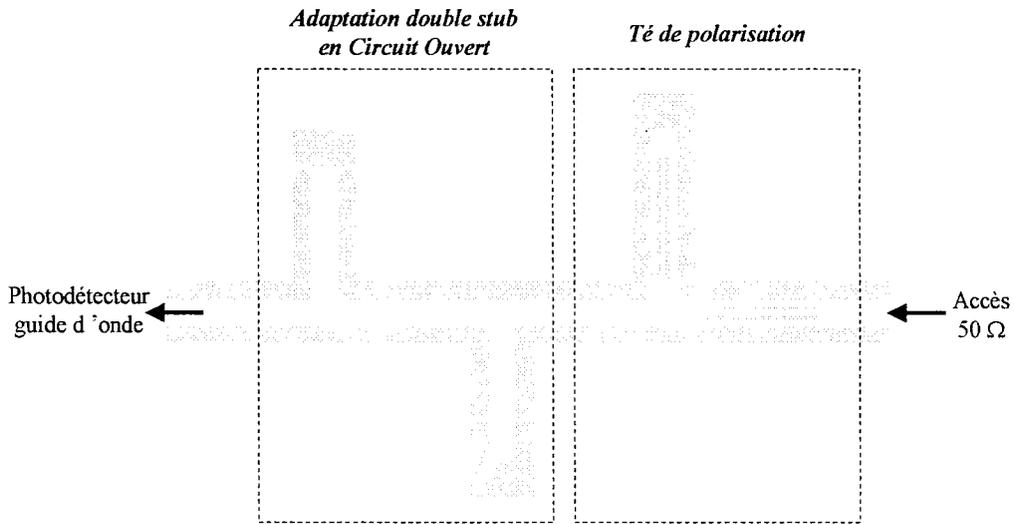


Figure II-14a : Configuration du circuit en CO.

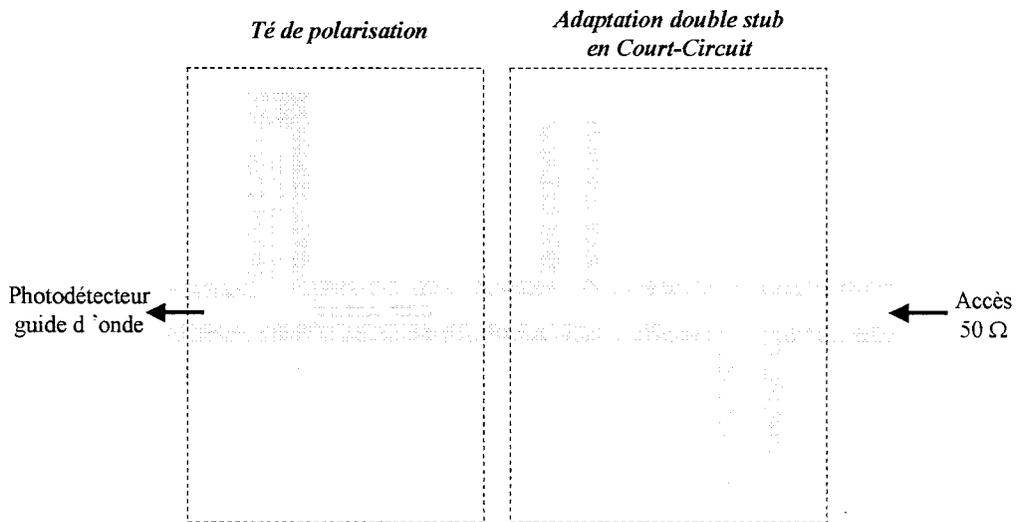


Figure II-14b : Configuration du circuit en CC.

La figure II-15 représente le circuit modélisé sur Serenade dans la configuration retenue (stubs en C.O.). Ce choix est basé sur le fait que cette configuration s'accompagne d'un coefficient de réflexion et de pertes d'insertion meilleurs.

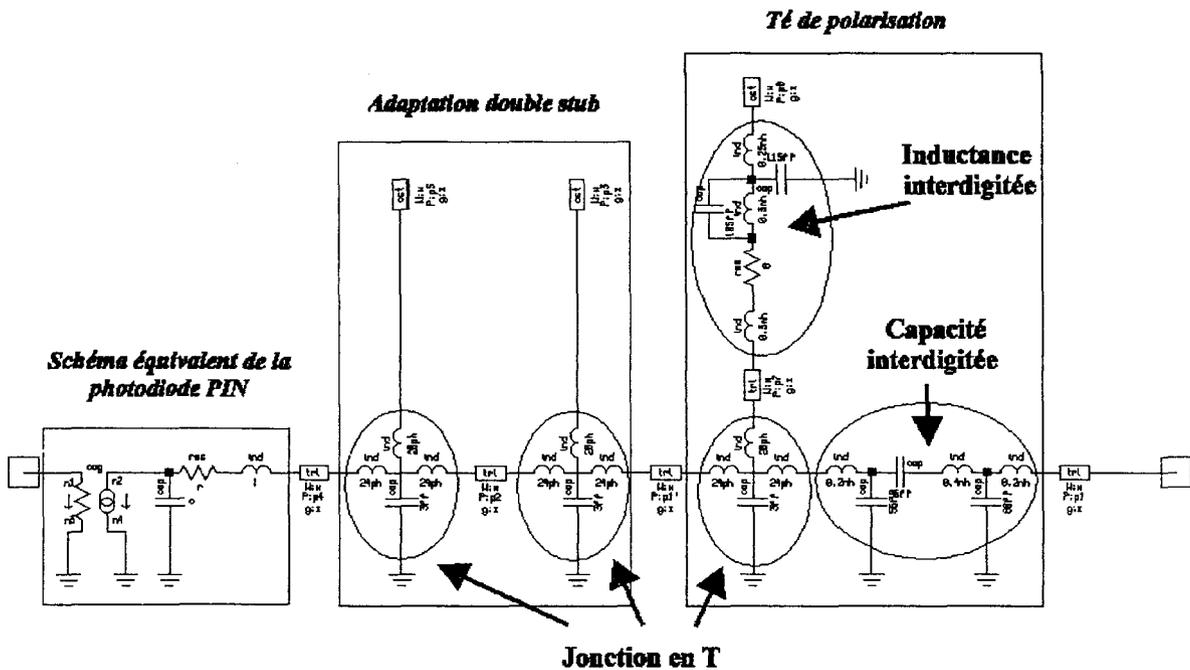


Figure II-15 : Simulation sur Serenade du photodétecteur et son circuit d'adaptation.

On peut également voir sur cette figure, le schéma équivalent utilisé pour modéliser le photodétecteur. Il s'agit du schéma équivalent modélisant la partie électrique du photodétecteur, présenté dans le premier chapitre, associé à des générateurs de courant liés. Ces derniers permettent de simuler un port optique à partir d'un port électrique. En effet, le rapport des courants des générateurs de courant liés correspond alors au coefficient de réponse du photodétecteur.

Le circuit a été optimisé de la façon suivante :

Les valeurs des éléments des schémas équivalents du té de polarisation ainsi que celles des jonctions en T sont fixées. Seules les longueurs L_i ($1 \leq i \leq 6$), de la figure II-16, sont optimisées de façon à remplir les deux conditions :

- un coefficient de réflexion le plus faible possible sur la bande de fréquence [27.750-28.000] GHz et à 29.875 GHz, en appliquant un poids plus fort à la première condition (transmission de l'information)
- des pertes d'insertions minimales à ces mêmes fréquences.

Dans un premier temps, seules les longueurs L_1, L_2, L_3, L_5 et L_6 sont optimisées puis la longueur L_4 est fixée de façon à obtenir un circuit d'une longueur totale de 5 mm. La longueur de la ligne L_4 n'a pas d'influence sur l'impédance de sortie puisqu'elle présente, de part l'adaptation, 50 Ω en son entrée et que c'est elle même une ligne d'accès 50 Ω .

Le masque, accompagné de ses diverses dimensions, est donné sur la figure II-16.

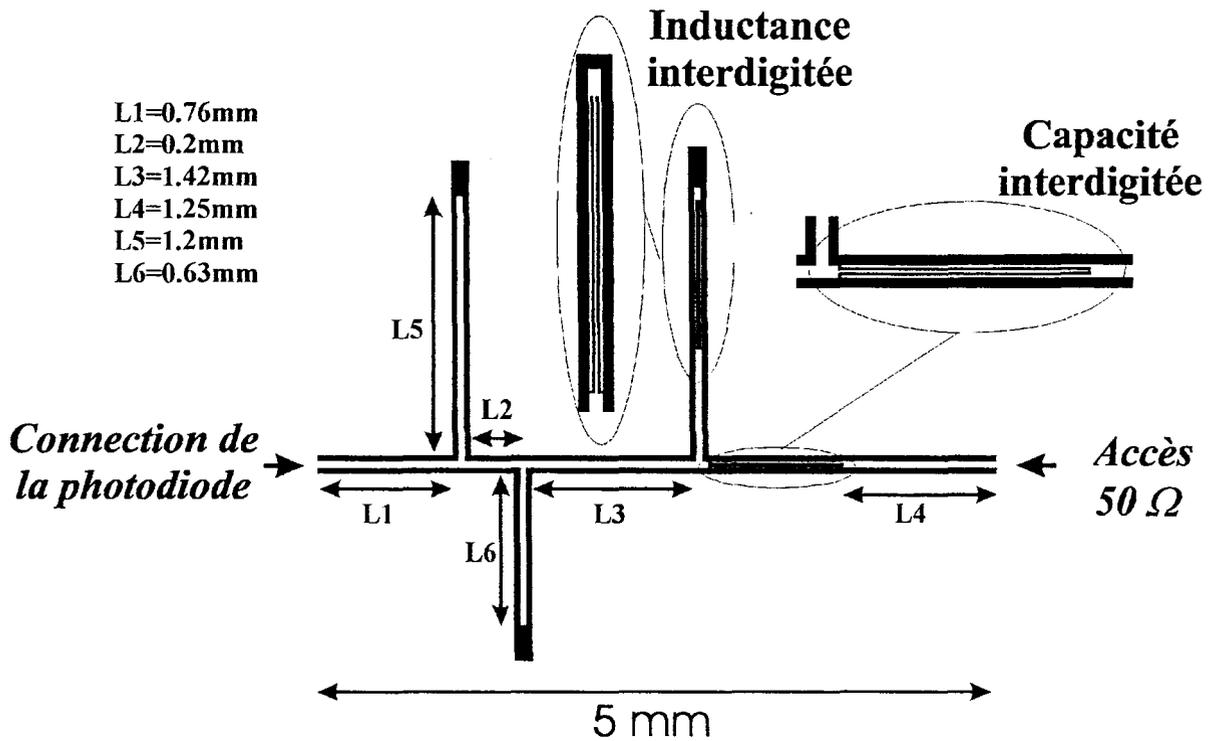


Figure II-16 : Masque du circuit final avec ses dimensions.

Les figures II-17a et II-17b représentent les résultats théoriques, escomptés, d'un module adapté (circuit d'adaptation optimisé associé à une photodiode) comparé à la photodiode non adaptée seule.

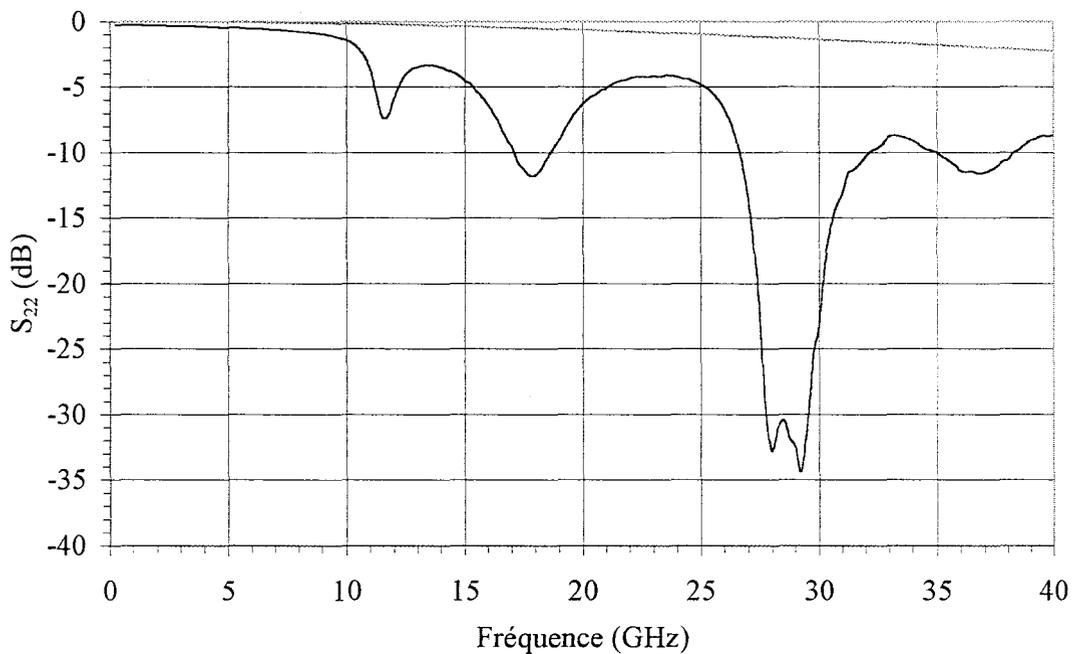


Figure II-17a : Coefficient de réflexion d'un module adapté comparé à une photodiode non adaptée (résultats simulés).

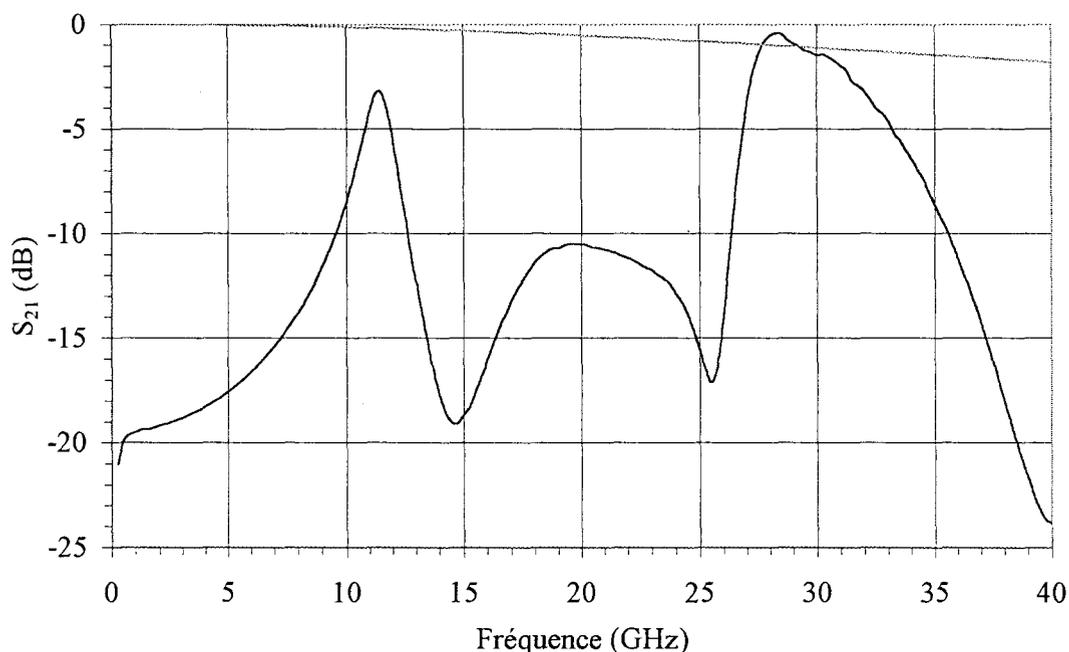


Figure II-17b : Coefficient de transmission d'un module adapté comparé à une photodiode non adaptée (résultats simulés).

Le module présente un coefficient de réflexion inférieur à -25 dB (figure II-17a) aux fréquences de travail (28 et 30 GHz), ce qui correspond à 0.3 % de puissance réfléchie à ces fréquences.

Cette valeur est à comparer au coefficient de réflexion de la photodiode non adaptée qui était de -1.5 dB, ce qui correspond approximativement à 70 % de la puissance réfléchie.

De plus, les pertes d'insertions sont proches de 0 dB (figure II-17b) à ces mêmes fréquences, c'est à dire que les surtensions apparaissant aux fréquences de résonances des stubs compensent les pertes du circuit.

II. Réalisation et caractérisation

A. Fabrication

Ce paragraphe décrit succinctement les différentes étapes technologiques nécessaires à la réalisation des structures coplanaires d'adaptation d'impédance.

Les opérations technologiques, décrites ci-après, correspondent à la fabrication de circuits de validation (cellules de test permettant le paramétrage des logiciels), des circuits finaux d'adaptation, ainsi que les circuits de polarisation utilisés dans le cadre de l'adaptation monolithique.

Tous ces circuits hybrides ont été réalisés sur substrat alumine de 254 μm d'épaisseur. Les lignes coplanaires réalisées (50Ω) ont 50 μm de largeur de ligne centrale et 20 μm de séparation avec les électrodes de masse.

Les faibles dimensions mises en jeu par le té de polarisation, nécessitant une capacité et une inductance interdigitées, (doigts et interdoigts de $10\ \mu\text{m}$) ne permettent pas d'utiliser la technique de réalisation par gravure chimique couramment utilisée. L'alumine ($254\ \mu\text{m}$) est donc reçue métallisée 1 face et polie sur l'autre. Le dépôt des lignes sera fait sur cette face par la technique du lift-off.

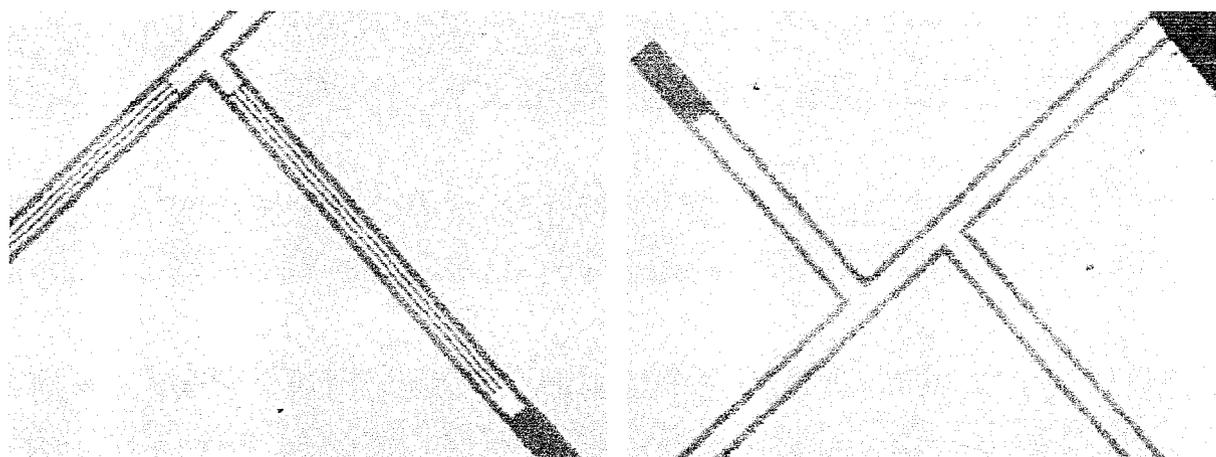
L'opération technologique ne nécessite qu'un seul process de dépôt de métallisation.

Il est important de préciser que les différentes étapes technologiques décrites ci-dessous ont été réalisées par Mr J.P. Vilcot assisté par les différents ingénieurs et techniciens des salles blanches de l'IEMN (masquage électronique et optique, métallisation, montage, découpe, ...).

Les différentes étapes technologiques :

- Photolithographie optique
(Etalement résine/Séchage-traitement « casquette »/Insolation UV/Développement)
- Métallisation pistes
(Etching Ar/Evaporation Ti ($800\ \text{Å}$)-Au ($5200\ \text{Å}$))
- Lift-off métallisation
(Lift-off acétone/Rinçage alcool)
- Recuit métallisation
(Recuit à 300°C)

Photos des circuits réalisés :



Té de polarisation

Double stub d'adaptation

Figure II-18 : Détails des circuits finaux.

Remarques technologiques :

- En ce qui concerne les motifs de test, les masques réalisés par la filière optique ont montré les limitations de cette technique pour de tels composants. L'utilisation de l'échelle 1 était rendue nécessaire par la dimension hors-tout des circuits. De ce fait une mauvaise définition de la largeur des doigts ainsi que de leur position a été obtenue sur certains éléments de la cellule de test (cf : performances inférieures de l'inductance).
- Pour ce qui est des circuits finaux (figure II-18), le masque a été réalisé au masqueur électronique, ce qui nous a donné des circuits parfaits. Une très bonne tenue à la thermo-compression des fils a pu être observée.

B. Caractérisation hyperfréquence

1. Circuits d'adaptation

a) Présentation du banc de mesures

La première étape de caractérisation consiste à vérifier, avant montage de la puce, si les performances hyperfréquences des circuits d'adaptation sont correctes. Pour cela, on réalise tout d'abord au niveau de chaque discontinuité les 3 thermo-compressions nécessaires, puis les circuits sont caractérisés à l'analyseur de réseau vectoriel (A.R.V.) jusque 40 GHz.

La figure II-19 représente le schéma du banc de mesures des circuits d'adaptation.

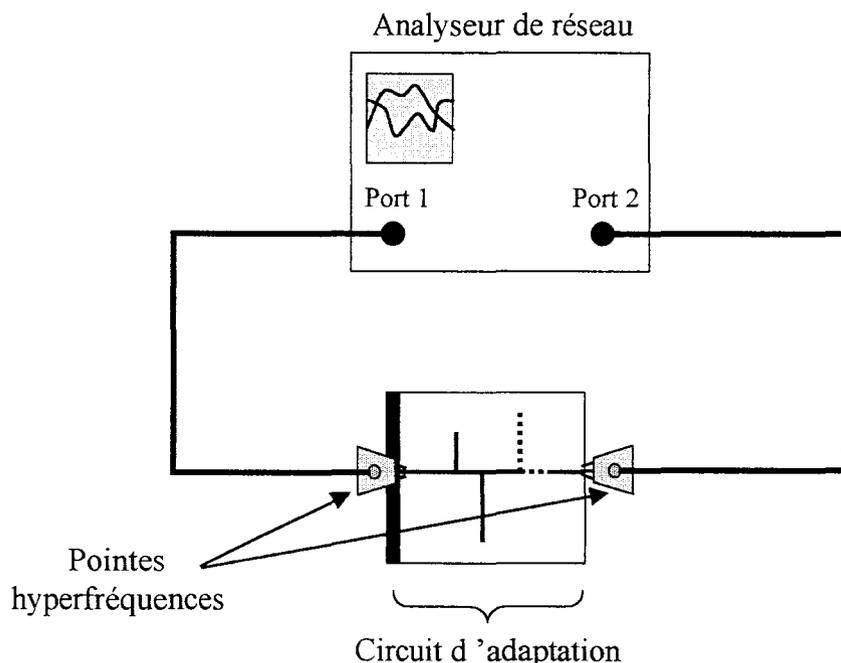


Figure II-19 : Schéma du banc de mesures des circuits d'adaptation.

Il est simplement composé de l'analyseur de réseau vectoriel (HP 8510C), des câbles et pointes de mesures hyperfréquences (Cascade) et du circuit à caractériser.

b) Résultats obtenus

Un calibrage «Thru-Reflect-Line» (TRL) de l'A.R.V. a été effectué de façon à s'affranchir des perturbations apportées par les connecteurs, câbles et pointes de mesures et de placer précisément les plans de références des mesures au niveau des pointes hyperfréquences. Des mesures en réflexion et en transmission des circuits ont ainsi pu être réalisées.

Les figures II-20 et II-21 présentent ces mesures comparées aux résultats de simulation de ces mêmes circuits sur Serenade de façon à évaluer les performances hyperfréquences des circuits d'adaptation.

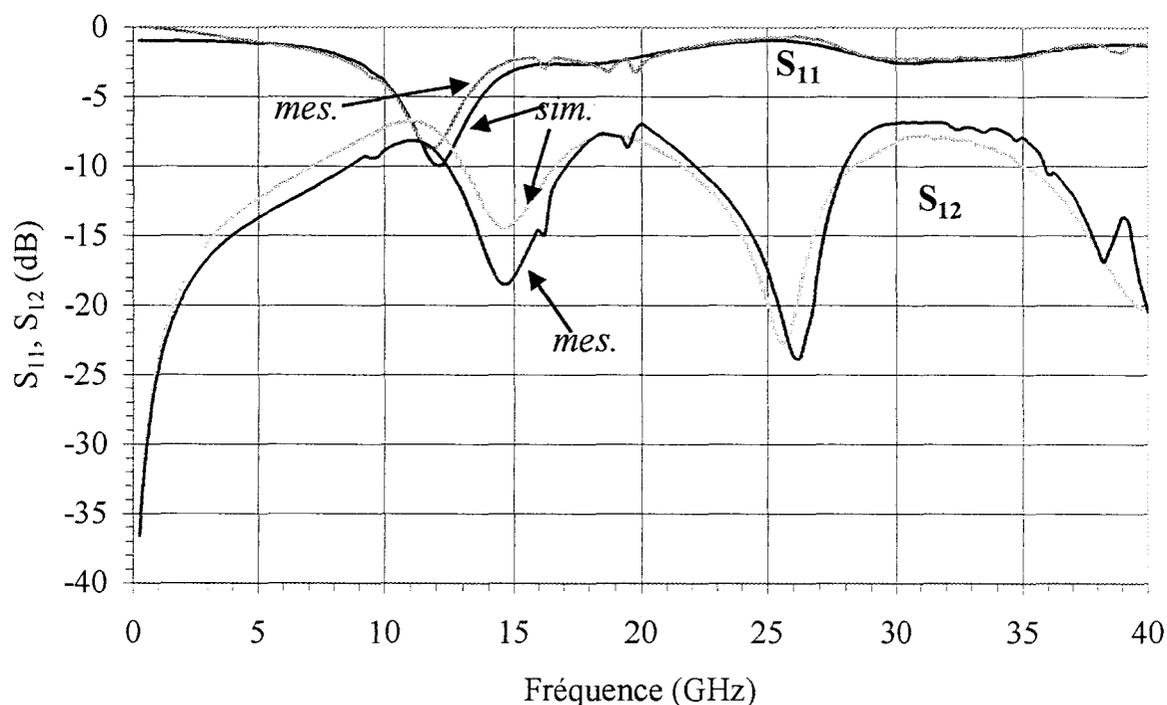


Figure II-20 : Comparaison mesures-simulations du coefficient de transmission (S_{12}) et de réflexion en entrée (S_{11}) des circuits d'adaptation sur 50 Ω .

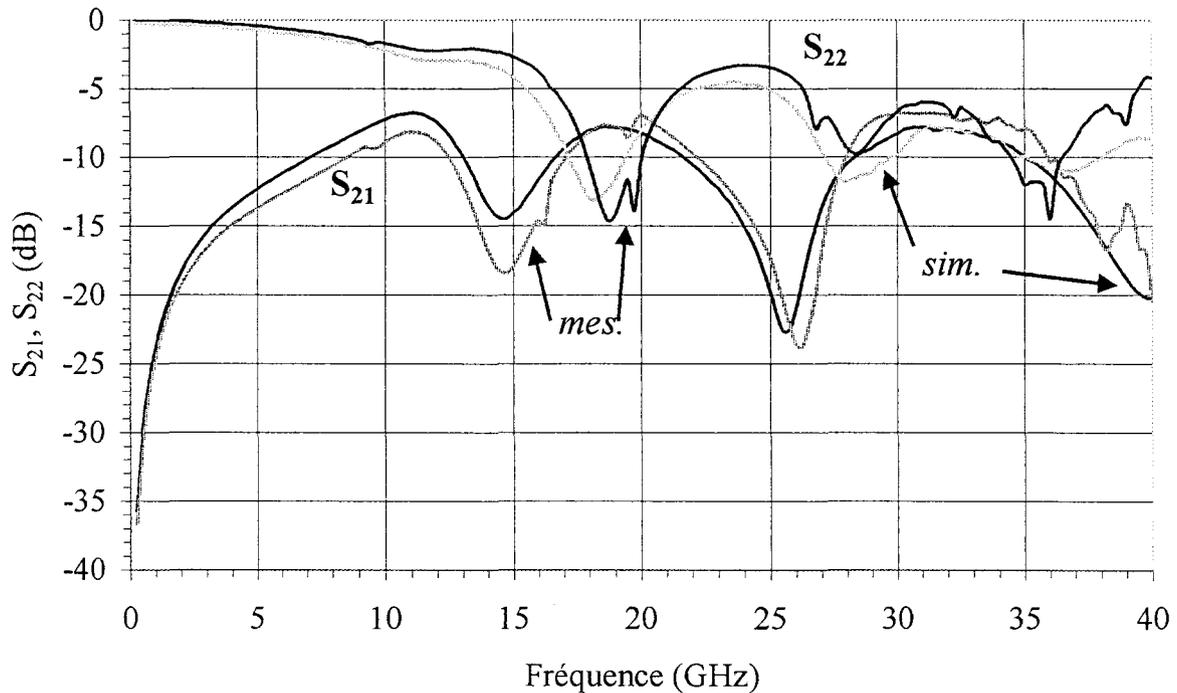


Figure II-21 : Comparaison mesures-simulations du coefficient de transmission (S_{21}) et de réflexion en sortie (S_{22}) des circuits d'adaptation sur 50Ω .

Il est à noter qu'il s'agit ici de mesures effectuées avec en entrée et sortie des ports d'impédance 50Ω sensiblement différente de l'impédance présentée par la photodiode non adaptée.

On peut constater un bon accord entre les mesures et les simulations du circuit.

2. Modules d'adaptation

a) Présentation du banc de mesures

La phase suivante a consisté à caractériser le photodétecteur fibré et adapté. Pour cela, les circuits d'adaptation ont été envoyés chez Thomson-LCR, pour être montés sur une embase métallique. Le rôle de cette embase est de supporter mécaniquement le circuit d'adaptation, le photodétecteur guide d'onde et son système de maintien et positionnement de fibre. C'est cet ensemble qui est dénommé module adapté.

La figure II-22 présente une photographie d'un des modules d'adaptation hybrides réalisés.

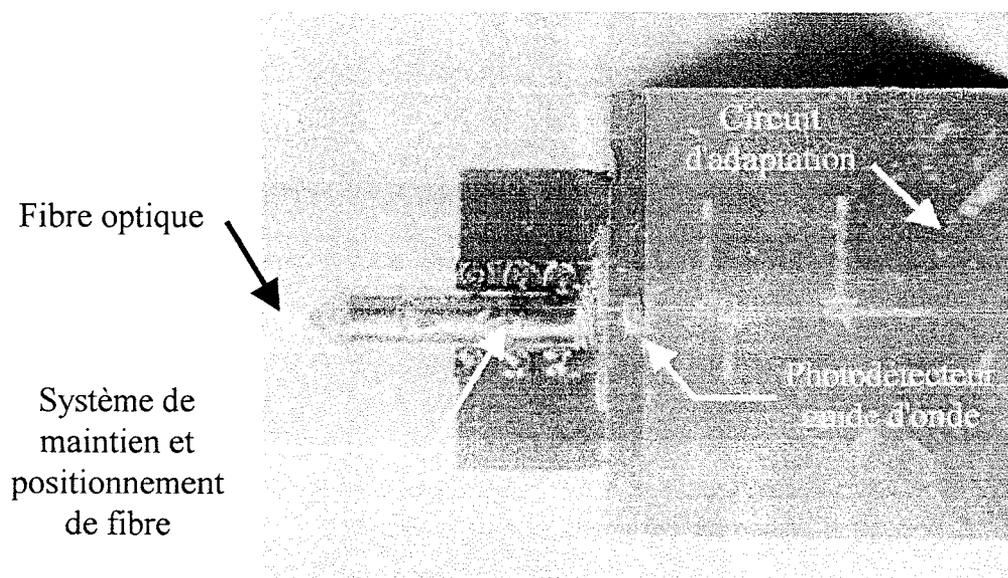


Figure II-22 : Photographie d'un module adapté.

Un banc de mesures permettant la caractérisation optoélectronique des modules adaptés a été réalisé.

La figure II-23 présente le schéma de ce banc de mesures.

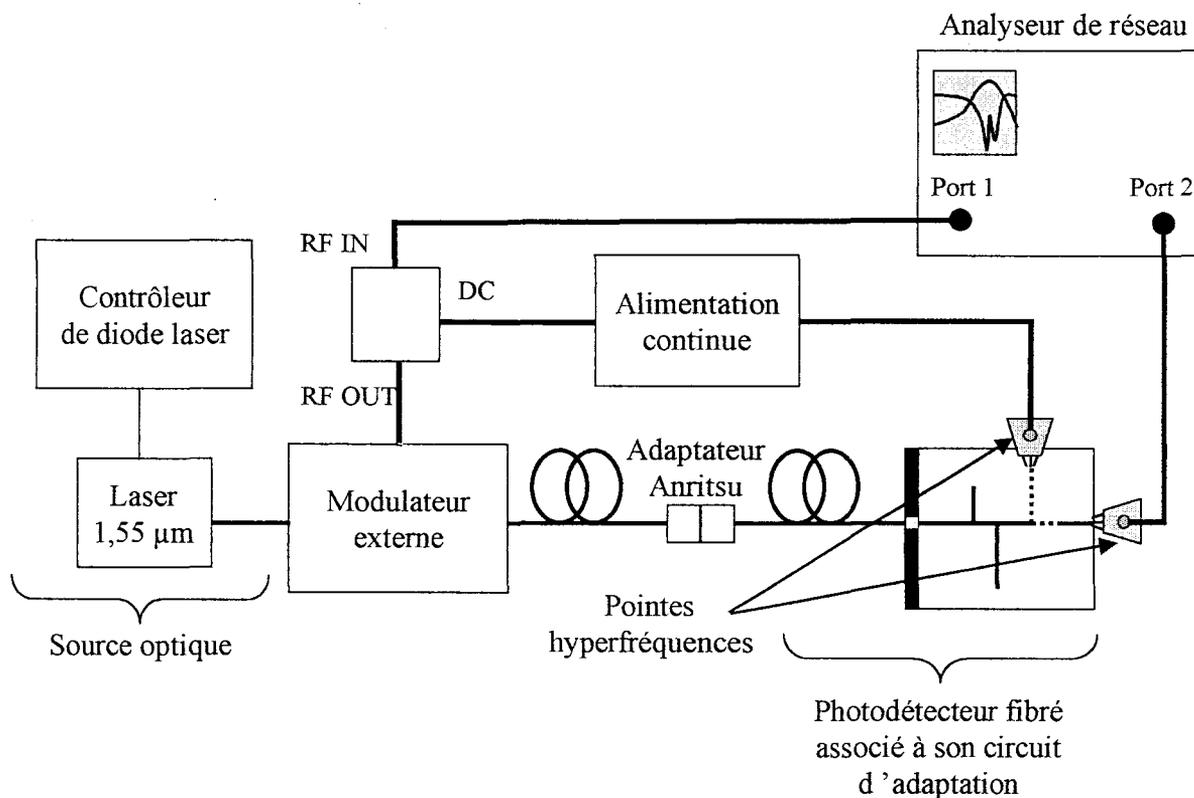


Figure II-23 : Schéma du banc de mesures des modules hybrides adaptés.

Il est formé de :

- Une source optique continue (laser Philips 1.55 μm associé à son contrôleur)
- Un modulateur externe de type interféromètre de Mach-Zender permettant de réaliser la modulation hyperfréquence de la source optique jusque 40 GHz
- L'analyseur de réseau permettant, à la fois, de fournir le signal hyperfréquence de modulation et de mesurer les coefficients de transmission et réflexion en sortie de modules
- Les alimentations continues permettant de polariser le modulateur (proche de 0 Volt) et le photodétecteur (à -5 Volts)
- L'adaptateur de fibre Anritsu permettant de relier le modulateur fibré au photodétecteur fibré non connectorisé.

b) Résultats obtenus

Les mesures des coefficients de réflexion et transmission d'un module adapté sont représentées respectivement figures II-24 et II-25.

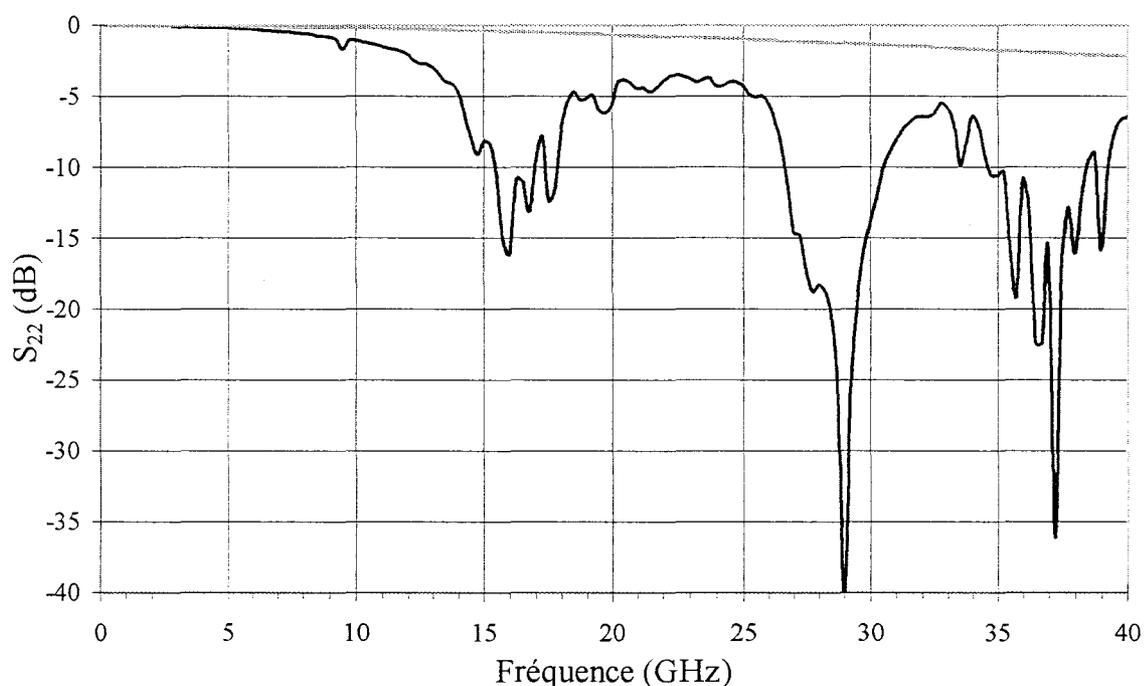


Figure II-24 : Mesure du coefficient de réflexion d'un module adapté comparée à une photodiode non adaptée.

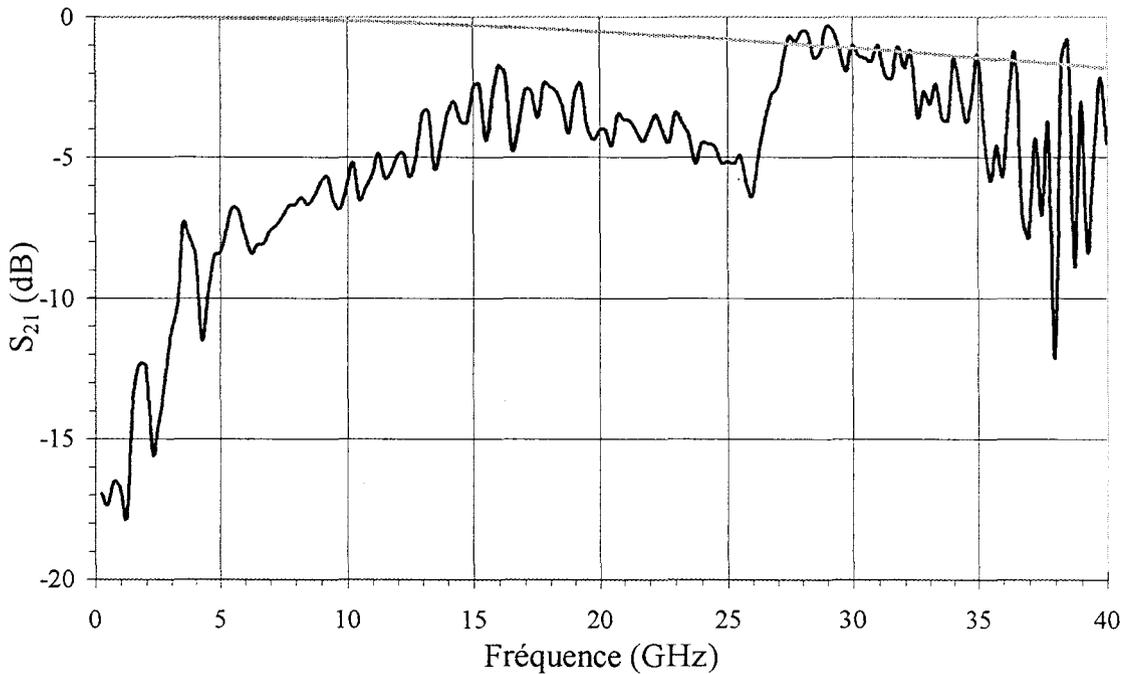


Figure II-25 : Mesure du coefficient de transmission d'un module adapté comparée à une photodiode non adaptée.

Le but principal du circuit d'adaptation était à la fois, de présenter à l'amplificateur se trouvant en aval un coefficient de réflexion le plus faible possible (< -10 dB) et de minimiser les pertes apportées par le circuit ; le but est atteint.

Comme on peut le voir sur la figure II-24, nous avons mesuré un coefficient de réflexion de l'ordre de -18 dB sur la bande de fréquence transportant l'information (27.750-28.000 GHz), et de -15 dB pour le signal d'oscillateur local (29.875 GHz), ce qui correspond, respectivement à ces fréquences, à seulement 1.5 % et 3 % de la puissance réfléchi.

On peut également noter que le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB sur toute la bande [27.000-30.000 GHz] ce qui représente plus de 10 % de la fréquence centrale.

En ce qui concerne les pertes d'insertion, le coefficient de transmission mesuré (figure II-25) est équivalent, aux fréquences de travail, à celui de la photodiode non adaptée, c'est à dire que les pertes du circuit passif d'adaptation ont été compensées par les résonances des stubs.

Concernant le rendement de conversion, des mesures effectuées chez Thomson-LCR, ont montré que les modules hybrides possédaient un coefficient de réponse de l'ordre de 0.6 A/W, identique à celui mesuré sur les photodétecteurs non adaptés.

On peut toutefois remarquer, que tout en étant très positifs, ces résultats sont assez éloignés des -25 dB espérés théoriquement (figure II-17a) pour le coefficient de réflexion ; le paragraphe suivant présente donc quelques hypothèses pouvant expliquer ces différences de résultats.

c) Problèmes rencontrés

La raison de cette étude tient à la non-reproductibilité des performances d'adaptation de certains modules hybrides. En effet, une part non négligeable des modules testés présentait des coefficients de réflexion assez éloignés des performances espérées théoriquement alors que les performances des circuits étaient quant à elles toutes à fait reproductibles et cohérentes vis à vis des simulations (figures II-20 et II-21).

Cette non-reproductibilité semble liée à la longueur effective du tronçon de ligne L_1 (figure II-16).

Cette hypothèse n'est pas incompatible avec les mesures, reproductibles et en parfaite cohérence avec les simulations, des circuits mesurés sur 50Ω . En effet la ligne L_1 , comme tous les tronçons de ligne constituant le circuit, a une impédance de 50Ω . La variation de sa longueur, tout comme celle de la ligne L_4 , n'affecte donc pas les performances des circuits mesurés sur 50Ω . Par contre, sa variation affecte grandement le coefficient de réflexion en sortie (S_{22}), et dans une moindre mesure celui de transmission (S_{21}) des modules hybrides. Cette variation est liée au fait que l'impédance présentée par les photodétecteurs est très différente de celle de la ligne L_1 . On peut voir, respectivement figures II-26 et II-27, les variations des coefficients de réflexion et de transmission des modules hybrides en fonction de la variation dP de la longueur de la ligne L_1 . On constate qu'une variation de $60 \mu\text{m}$ de la ligne L_1 peut engendrer une dégradation (ΔS_{22} négatif) jusqu'à 15 dB du coefficient de réflexion. On voit, par contre, une plus grande tolérance (inférieure à 1 dB) du coefficient de transmission à cette même variation.

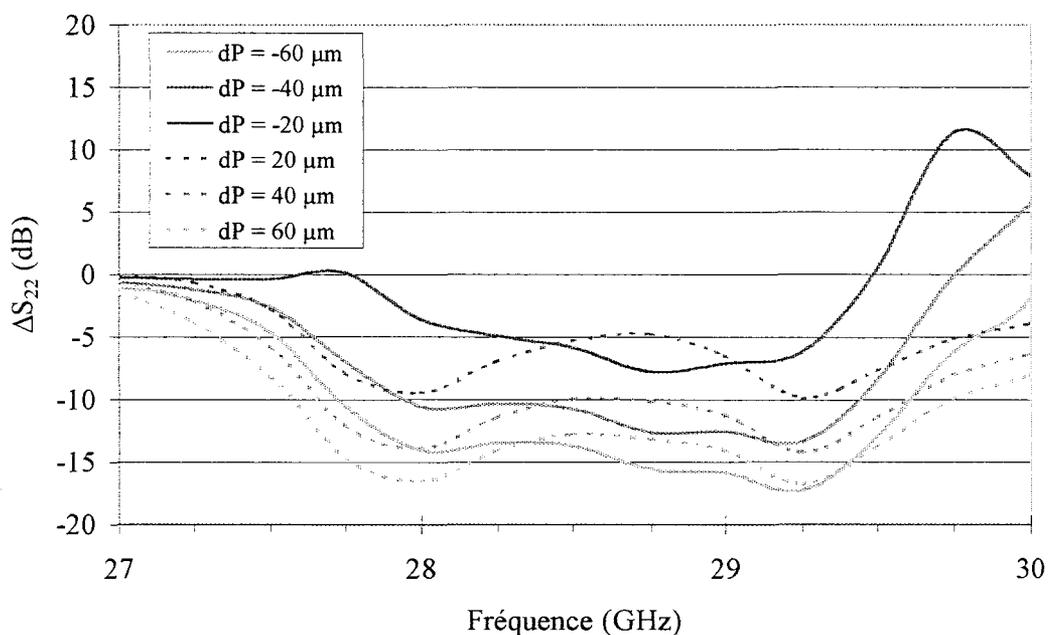


Figure II-26 : Variation du coefficient de réflexion (ΔS_{22}) des modules hybrides en fonction de la variation dP de la longueur de la ligne L_1 (voir figure II-16) des circuits d'adaptation.

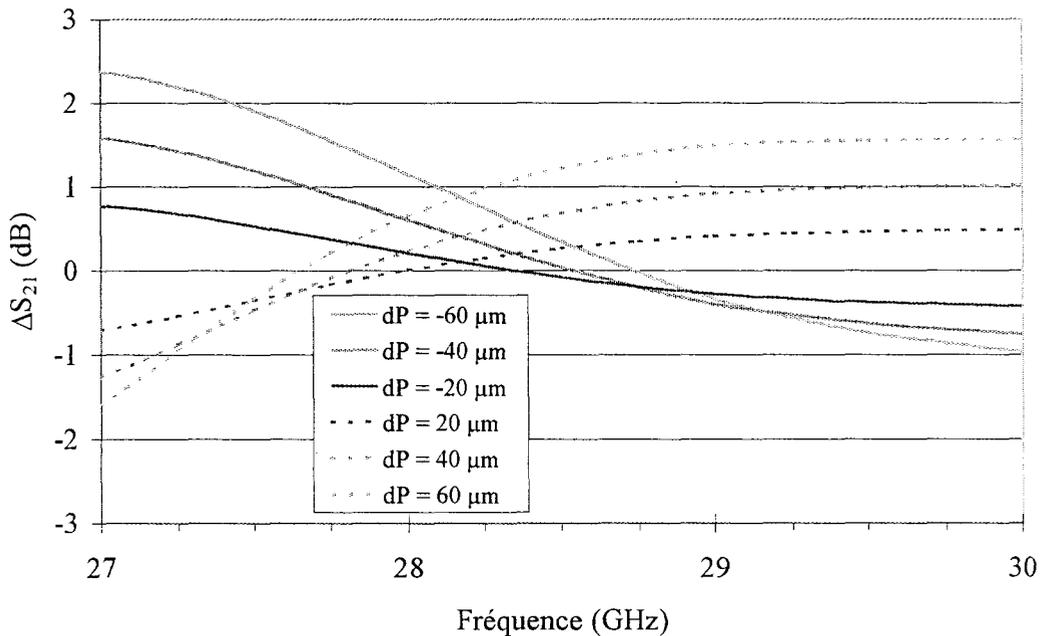


Figure II-27 : Variation du coefficient de transmission (ΔS_{21}) des modules hybrides en fonction de la variation dP de la longueur de la ligne L_1 (voir figure II-16) des circuits d'adaptation.

L'ordre de grandeur de cette variation de la longueur est tout à fait compatible avec la précision de découpe que nous avons sur les substrats d'alumine de $254 \mu\text{m}$ (de l'ordre de $\pm 50 \mu\text{m}$).

De façon à accroître la précision au niveau des dimensions, nous avons fait le choix d'utiliser un substrat plus fin ($254 \mu\text{m}$ au lieu du "classique" $635 \mu\text{m}$).

On ne peut donc que constater que ce choix n'est pas suffisant et que des alternatives sont alors nécessaires.

Une solution, comme nous le verrons dans le chapitre suivant, passe par exemple par une préadaptation monolithique du composant.

III. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, l'adaptation hybride d'un photodétecteur guide d'onde. Nous avons ainsi présenté les différentes étapes allant de la conception, simulation, optimisation du circuit d'adaptation jusqu'à sa réalisation et caractérisation hyperfréquence. Cette dernière partie nous a permis de montrer les difficultés d'adaptation hybride d'un tel élément photodétecteur présentant, aux fréquences de travail, une impédance aussi importante.

Nous allons voir, dans le troisième chapitre, qu'une alternative consiste en la préadaptation monolithique du composant.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

- [1] Naghed M., Wolff I., "Equivalent capacitances of coplanar waveguide discontinuities and interdigitated capacitors using a three-dimensional finite difference method", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°12, p. 1808-1815, décembre 1990.
- [2] Lyons B.N., O'Ciardha T.E., Herbert P.A.F., "Experimental evaluation of coplanar waveguide discontinuities", International journal of infrared and millimeter waves, vol. 14, p. 2021, october 1993.
- [3] Simons R.N., Taub S.R., "Coplanar waveguide radial line stub", Electronics letters, vol. 29, p. 412-414, 1993.
- [4] Simons R.N., Ponchak G.E., "Modeling of some coplanar waveguide discontinuities", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°12, p. 1796-1803, décembre 1988.
- [5] Omar A.A., Chow Y.L., "A versatile moment method solution of the conventional and modified coplanar waveguide T-junctions", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, n°4, p. 687-692, avril 1993.
- [6] Radisic V., Hjelme D.R., Horrigan A., "Experimentally verifiable modeling of coplanar waveguide discontinuities", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, n°9, p. 1524-1533, septembre 1993.
- [7] Yu M., Vahldieck R., Wu K., "Theoretical and Experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, n°9, p. 1638-1640, septembre 1993.
- [8] Mirshekal-Syahkal D., "A quasi-static spectral domain technique for modelling discontinuities in CPW structures", Proc. 24th European Microwave Conference, p. 248-253, Cannes, 1994.
- [9] Deng D., "CAD model for coplanar waveguide synthesis", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, n°10, p. 1733-1738, octobre 1996.
- [10] Cai M., Kooi P.S., Leong M.S., "Symmetrical coplanar waveguide with finite ground plane", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 6, n°3, p. 218-220, mars 1993.
- [11] Chiou H., Chang C., Lin H., "A novel coplanar waveguide series stub matching structure for a broadband amplifier", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 10, n°10, p. 307-310, décembre 1995.

[12] Kanamaluru S., Li M., Chang K., "Coplanar waveguide low pass filter using open circuits stubs", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 6, n°12, p. 715-717, septembre 1993.

[13] Everard J.K.A., Cheng K.K.M., "High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, n°9, p. 1568, septembre 1993.

[14] Lin F.L., Chiu C.W., Wu R.B., "Coplanar waveguide bandpass filter—A ribbon-of-brick-Wall design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, n°7, p. 1589-1596, juillet 1995.

[15] Omar A.A., Chow Y.L., "A solution of coplanar waveguide with air-bridges using complex images", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, n°11, p. 2070-2077, novembre 1992.

[16] McKinzie W.E., Alexopoulos N.G., "Leakage losses for the dominant mode of conductor-backed coplanar waveguide", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, n°2, p. 65, février 1992.

[17] Tien C.C., Tzuang C.K.C., Peng S.T., "Effect of finite-width backside plane on overmoded conductor-backed coplanar waveguide", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, n°8, p. 259, aout 1993.

[18] Wu M.D., Deng S.M., Hsu P., "full wave characterization of the mode conversion in a coplanar waveguide right-angled bend", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, n°11, p. 2532-2538, novembre 1995.

[19] Banes N., Allam J., Cleaver J.R.A., "Mode discriminating electrooptic sampling for separating guided and unguided modes on coplanar waveguide", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, n°3, p. 126-128, mars 1996.

[20] Beilenhoff K., Klingbeil H., Heinrich W., Hartnagel H.L., "Open and short circuits in coplanar MMIC's", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, n°9, p. 1534-1537, septembre 1993.

[21] Mirshekal-Syahkal D., "Computation of equivalent circuits of CPW discontinuities using quasi-static spectral domain method", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, n°6, p. 979-984, juin 1996.

[22] Dib N.I., Katehi L.P.B., Ponchak G.E., Simons R.N., "Theoretical and Experimental characterization of coplanar waveguide discontinuities for filter applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, n°5, p. 873-881, mai 1991.

CHAPITRE III

FRANS : PREADAPTATION MONOLITHIQUE

CHAPITRE III

A la fin du second chapitre, nous avons mis en évidence les difficultés d'adaptation hybride du photodétecteur dues à la forte impédance qu'il présente aux fréquences millimétriques. De plus, nous avons constaté la non-reproductibilité des performances des circuits hybrides liée à leur sensibilité de découpe.

Une autre solution consiste à réaliser une adaptation monolithique [1-9] du composant. Son utilisation ne nécessitera alors qu'un circuit de polarisation qui peut être réalisé par la technique hybride. Ce troisième chapitre est donc consacré à l'adaptation monolithique, aux fréquences de travail, du photodétecteur guide d'onde.

I. Concept de l'adaptation

Le schéma d'adaptation d'impédance choisi est basé sur la compensation inductive de la capacité intrinsèque présentée par la photodiode. Il s'agit en fait de compenser la partie imaginaire négative de la photodiode (capacité) par une partie imaginaire positive (inductance) de façon à réaliser un circuit L-C résonant [10].

Cela consiste donc à réaliser l'association de la photodiode et d'une inductance sur la même puce de façon à obtenir une puce préadaptée.

En supposant une valeur de capacité de photodiode proche de 40 fF, la valeur de l'inductance permettant l'adaptation aux environs de 30 GHz est alors proche de 700 pH. Le schéma équivalent de telles structures, à ces fréquences, ne se limitant pas à une simple inductance (capacités parasites associées), la valeur de l'inductance d'adaptation doit être optimisée de façon à réaliser l'adaptation de la photodiode.

Par conséquent une étude préliminaire des schémas équivalents des inductances est alors requise.

II. Etudes des structures selfiques

A. Différentes structures envisagées

Trois types de structures d'inductance [11-14] ont été envisagés :

- En spirale
- En méandre
- Interdigitée

Seule l'étude des deux premières a été approfondie, la dernière ayant été délaissée puisque dans ce dernier cas la valeur d'inductance nécessaire à l'adaptation correspondait à des dimensions trop importantes (supérieures au millimètre) incompatible avec une adaptation monolithique.

B. Cellules de test

A l'instar de l'adaptation hybride, la préadaptation monolithique a nécessité la réalisation d'une cellule de test. Son rôle est ici encore plus important : en effet dans le cas de l'adaptation hybride, il était possible de réaliser un circuit d'adaptation propre à chaque composant puisque le clivage puis la mesure de l'impédance présentée par chacun des photodétecteurs pouvait s'effectuer avant la conception du circuit hybride. Dans le cas de l'adaptation monolithique, le clivage s'effectue une fois le composant préadapté. La tolérance au clivage s'en trouve d'autant réduite.

Il était par conséquent important de minimiser les erreurs dues à une imprécision de la modélisation des structures inductives.

Une cellule de test, incluant les deux types d'inductances retenues, a donc été réalisée sur un substrat semi-isolant d'InP.

On peut voir sur la figure III-1, des détails du masque de cette cellule de test.

Les plans de masse ont été réduits (approximativement à 100 μm de large chacun) de façon à correspondre aux dimensions finales de la photodiode (approximativement à 300 μm de large).

On peut remarquer que les structures se différencient uniquement par leur longueur. En effet il n'était pas concevable de faire varier leur largeur puisque les plans de masse ont déjà des dimensions réduites. Les inductances de type spirale diffèrent par leur longueur (L_e , voir figure III-3), les inductances en méandre diffèrent quant à elles par leur nombre de méandres élémentaires (N_m), ce qui correspond, pour nos dimensions, à une longueur $L_m (\mu\text{m}) = N_m * 40 + 10$ (figure III-2).

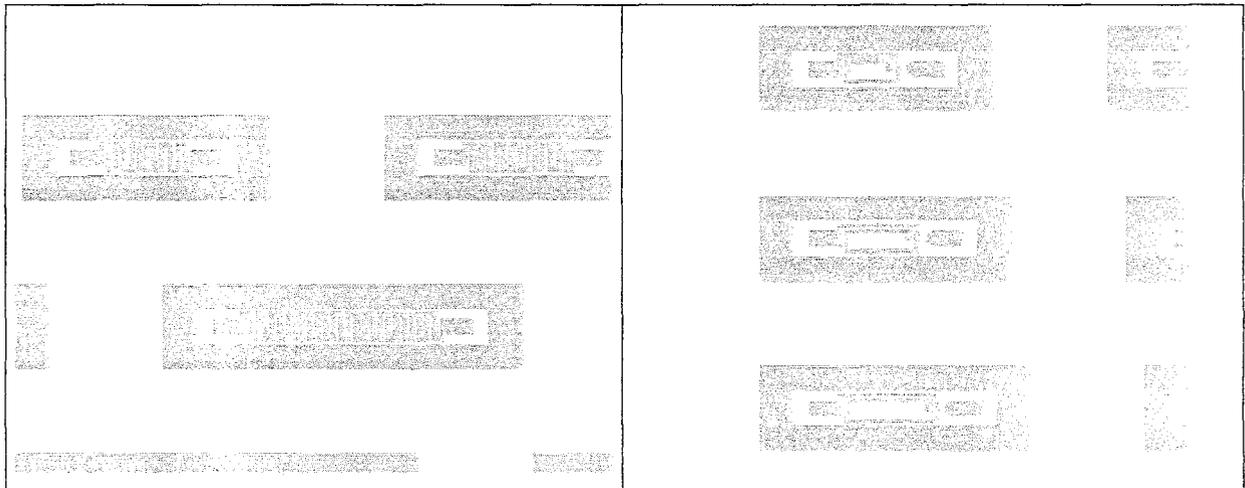


Figure III-1 : Masque de la cellule de test.

La figure III-2 (III-3) représente l'inductance de type méandre (spirale) accompagnée de son schéma équivalent.

Les valeurs des éléments figurant au côté des schémas équivalents correspondent aux dimensions des inductances représentées ($L_m = 250 \mu\text{m}$ ($N_m = 6$) pour l'inductance en méandre et $L_e = 250 \mu\text{m}$ pour l'inductance spirale).

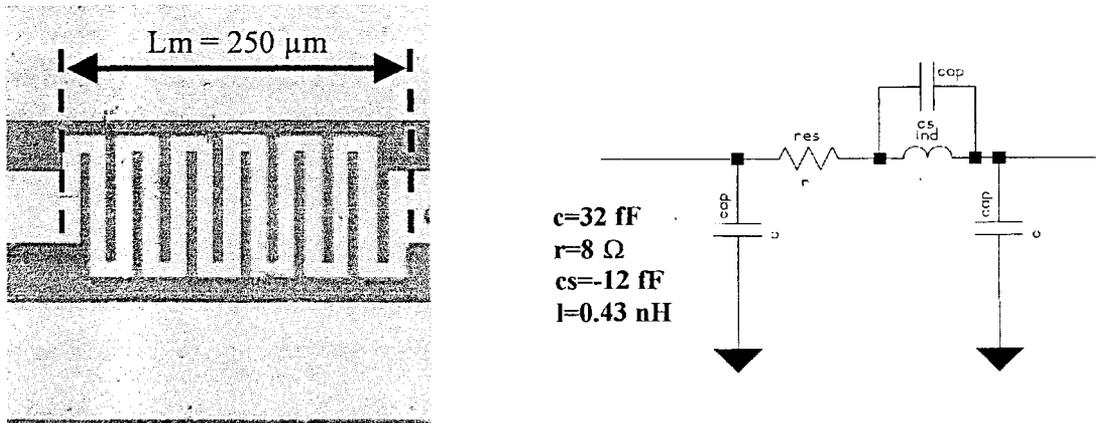


Figure III-2 : Inductance en méandre avec son schéma équivalent.

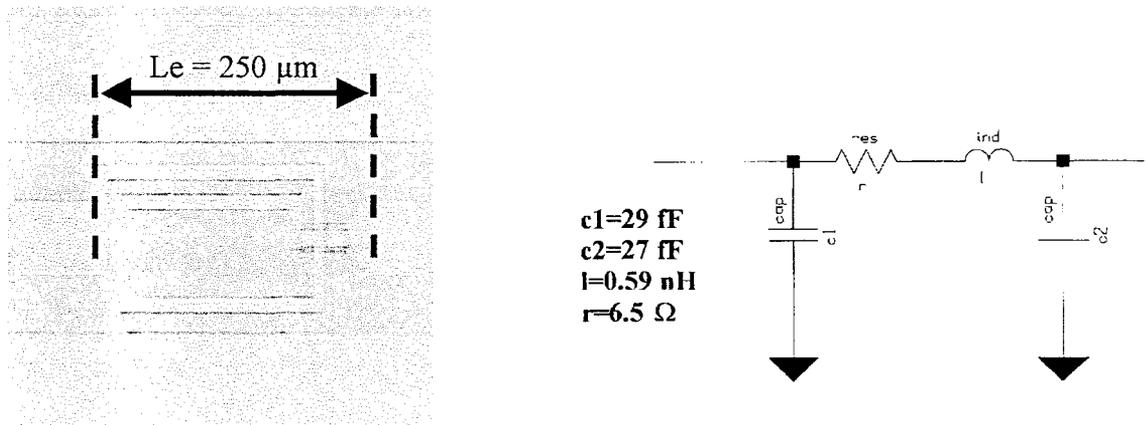


Figure III-3 : Inductance en spirale avec son schéma équivalent [15].

Pour les deux types d'inductances, le conducteur central ainsi que les espaces entre ce conducteur sont de $10\ \mu\text{m}$. La distance entre le conducteur central et les plans de masse est quant à elle de $15\ \mu\text{m}$.

L'utilisation du logiciel Serenade a permis de déterminer les valeurs des capacités, résistances et inductances des schémas équivalents à partir des mesures de paramètres S effectuées sur la cellule de test.

L'utilisation des schémas équivalents (figures III-2 et III-3) est justifiée par le très bon accord, sur toute la gamme de fréquence et jusque $40\ \text{GHz}$, entre les mesures de la cellule de test (symboles) et les simulations obtenues avec les schémas équivalents (trait continu). Ces comparaisons sont représentées sur les figures III-4 et III-5.

Les variations de ces différents éléments sont données sur les figures III-6 et III-7 respectivement pour les inductances en méandre et en spirale.

En ce qui concerne les inductances en méandre (figure III-6), nous avons utilisé les valeurs discrètes des éléments du schéma équivalent, correspondant à un nombre entier de méandres élémentaires N_m .

Dans le cas de l'inductance de type spirale (figure III-7), à partir des mesures, des relations donnant la valeur des différents éléments des schémas équivalents en terme de longueur d'inductance (L_e) ont été trouvées.

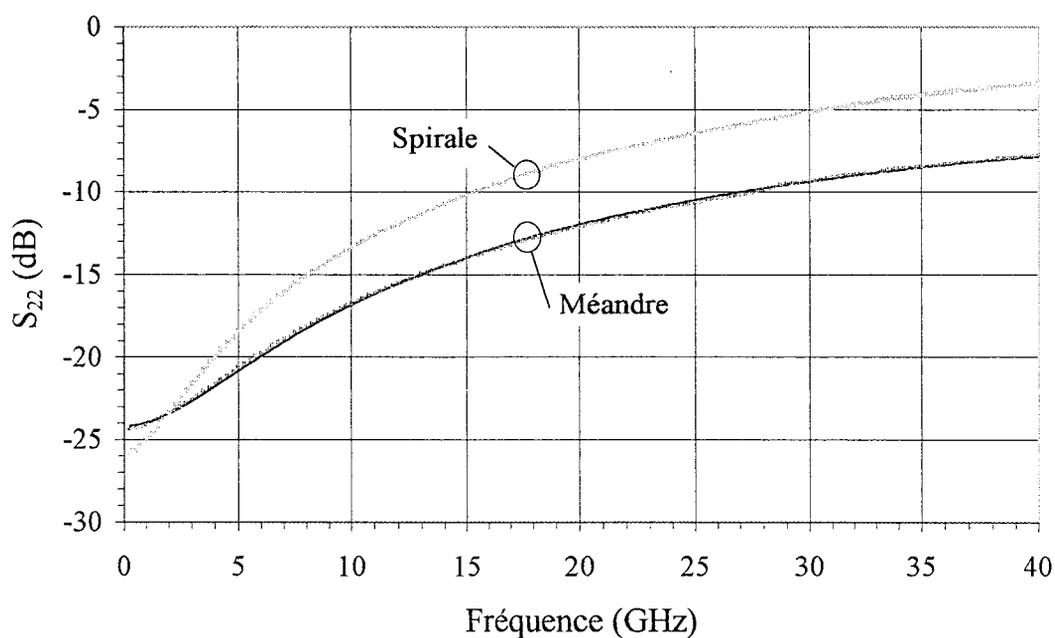


Figure III-4 : Comparaison théorie (trait continu)-expérience (symboles) du coefficient de réflexion pour les deux types d'inductances (spirale et méandre).

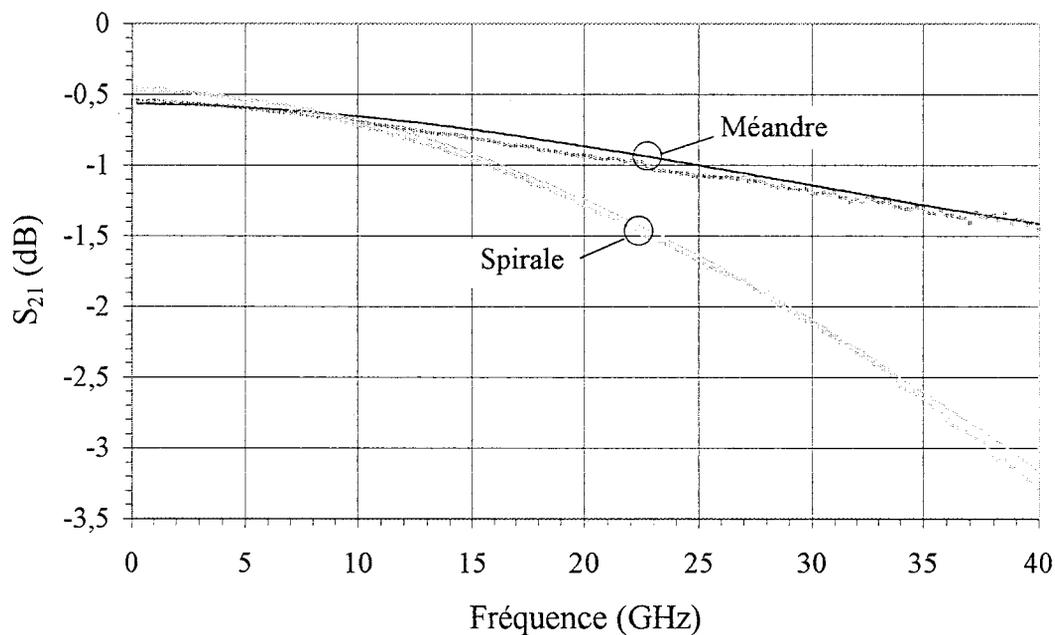


Figure III-5 : Comparaison théorie (trait continu)-expérience (symboles) du coefficient de transmission pour les deux types d'inductances (spirale et méandre).

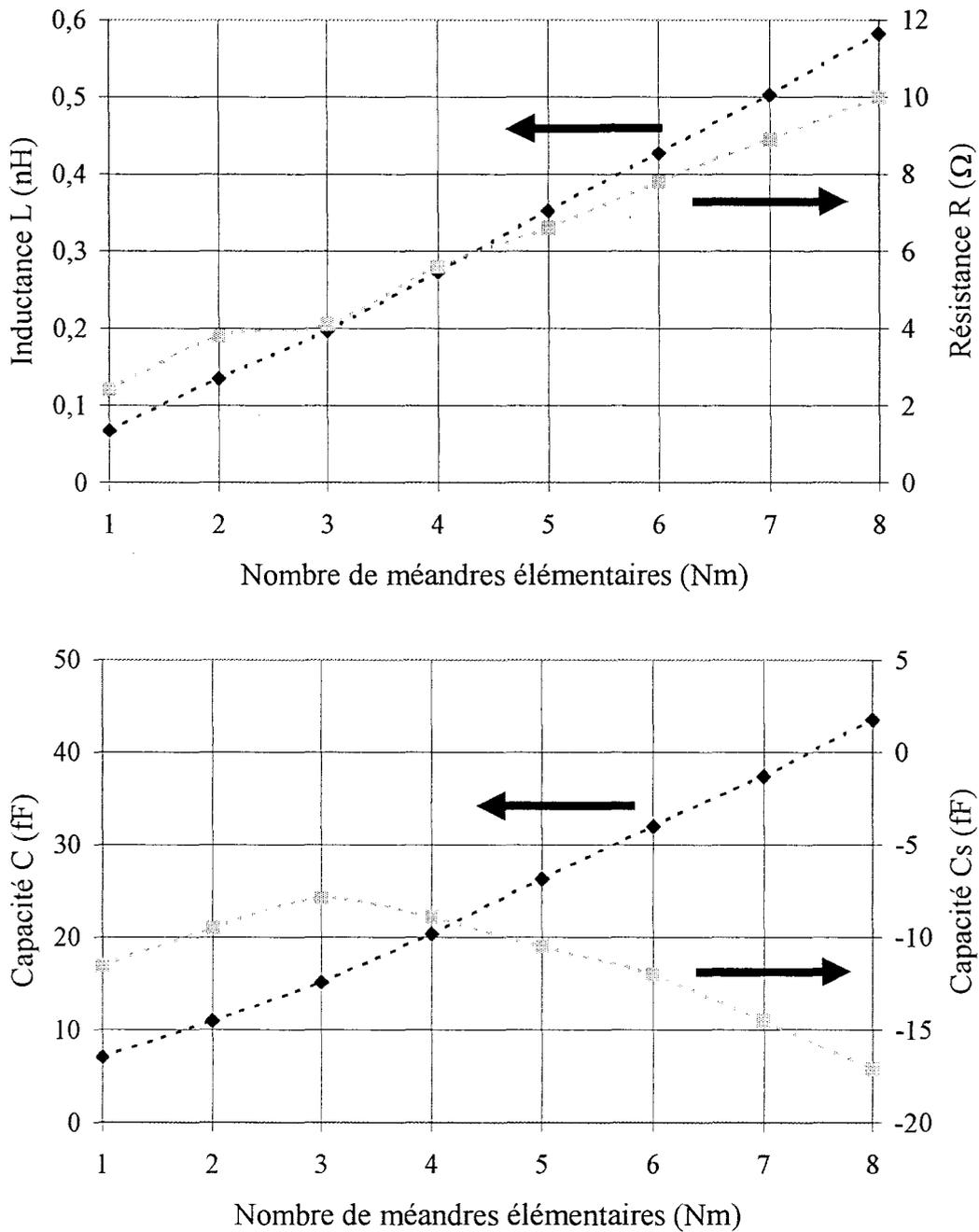


Figure III-6 : Variation des éléments du schéma équivalent de l'inductance en méandre en fonction du nombre de méandres élémentaires (Nm).

Dans le cas de l'inductance spirale, on peut remarquer (figure III-7) que ce soit pour l'inductance, la résistance ou les capacités du schéma équivalent, que de simples régressions linéaires (trait continu) des mesures peuvent être employées. Elles donnent de très bonnes approximations des mesures (symboles).

Les équations des éléments du schéma équivalent en terme de longueur d'inductance L_e sont données ci-dessous :

$$\begin{cases} L \text{ (nH)} = 0,0025 * L_e \text{ (\mu m)} - 0,0416 \\ R \text{ (\Omega)} = 0,0244 * L_e \text{ (\mu m)} + 0,5829 \\ C1 \text{ (fF)} = 0,1388 * L_e \text{ (\mu m)} - 5,1705 \\ C2 \text{ (fF)} = 0,1168 * L_e \text{ (\mu m)} - 2,2396 \end{cases}$$

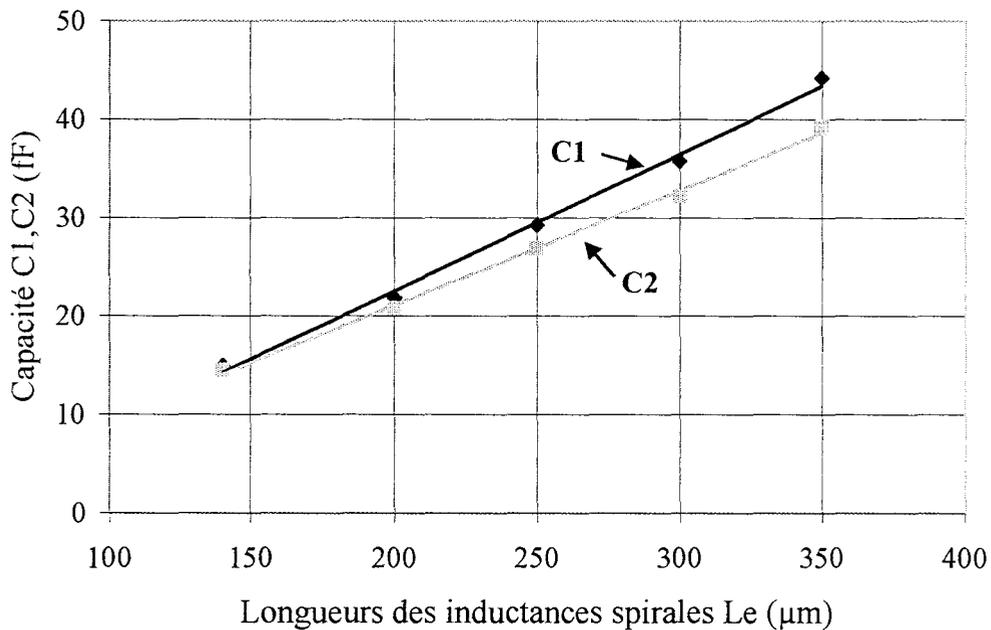
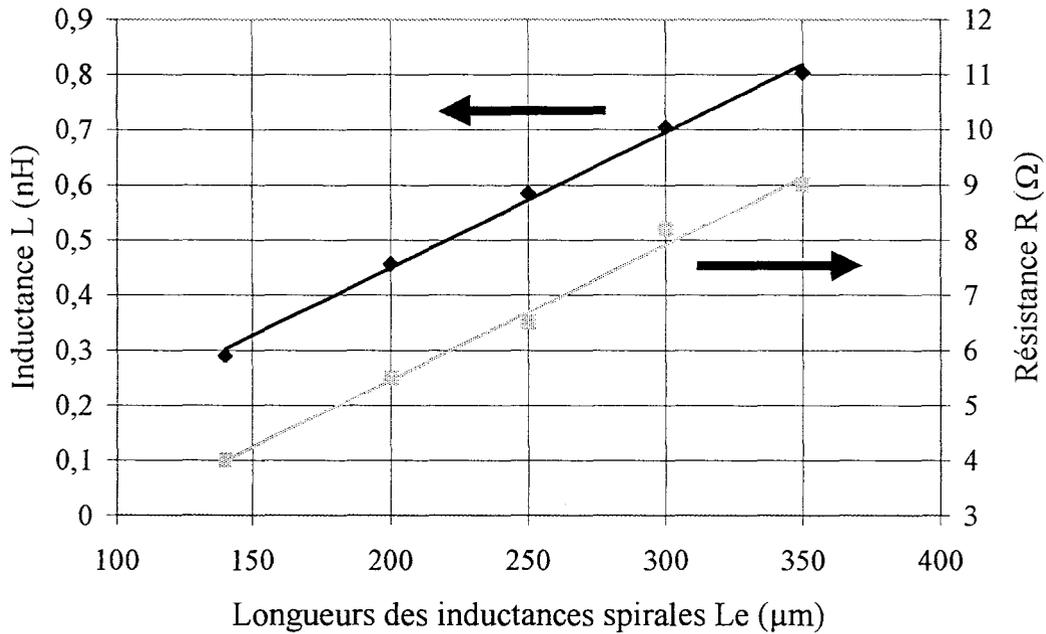


Figure III-7 : Variation des éléments du schéma équivalent de l'inductance en spirale en fonction de sa longueur L_e . Les courbes (trait continu) correspondent aux régressions linéaires des mesures (symboles) effectuées sur les cellules de test.

III. Conception du circuit

A. Schémas équivalents paramétrés

L'optimisation des longueurs d'inductances (L_e ou L_m), pour une longueur de photodiode donnée, a été effectuée sous Serenade. On peut voir sur la figure III-8, un exemple d'optimisation réalisée sur une inductance en spirale pour une photodiode de longueur $L = 20 \mu\text{m}$ (équivalent à une capacité $C = 40 \text{ fF}$). La longueur L_e , permettant l'adaptation de cette photodiode est de $220 \mu\text{m}$.

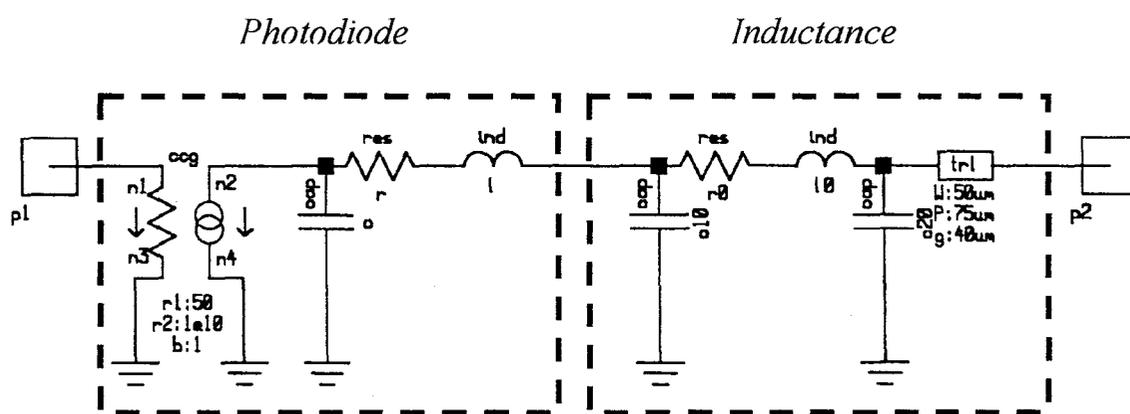


Figure III-8 : Optimisation des dimensions, sous Serenade, d'une inductance spirale.

On a pu établir que des inductances en spirales de l'ordre de $220 \mu\text{m}$ de long et des méandres ayant 6 ou 7 méandres élémentaires (correspondant respectivement à des longueurs L_m de $250 \mu\text{m}$ et $290 \mu\text{m}$) permettent l'adaptation des photodiodes dont la longueur de la zone active est de l'ordre de $20 \mu\text{m}$.

On peut voir sur les figures III-9 et III-10, un exemple de réponse fréquentielle théorique pour une photodiode préadaptée (méandre) et la même photodiode non adaptée.

On peut constater qu'une légère amélioration en puissance de l'ordre de 1 dB peut être espérée (figure III-9).

De plus, celle-ci s'accompagnerait d'un coefficient de réflexion pouvant atteindre jusqu'à -6 dB aux environs de 30 GHz (figure III-10).

Ce coefficient de réflexion correspond à 25% de la puissance réfléchi.

Cette valeur modeste est toutefois à comparer au -1.3 dB d'une photodiode non adaptée, correspondant à 75% de la puissance réfléchi.

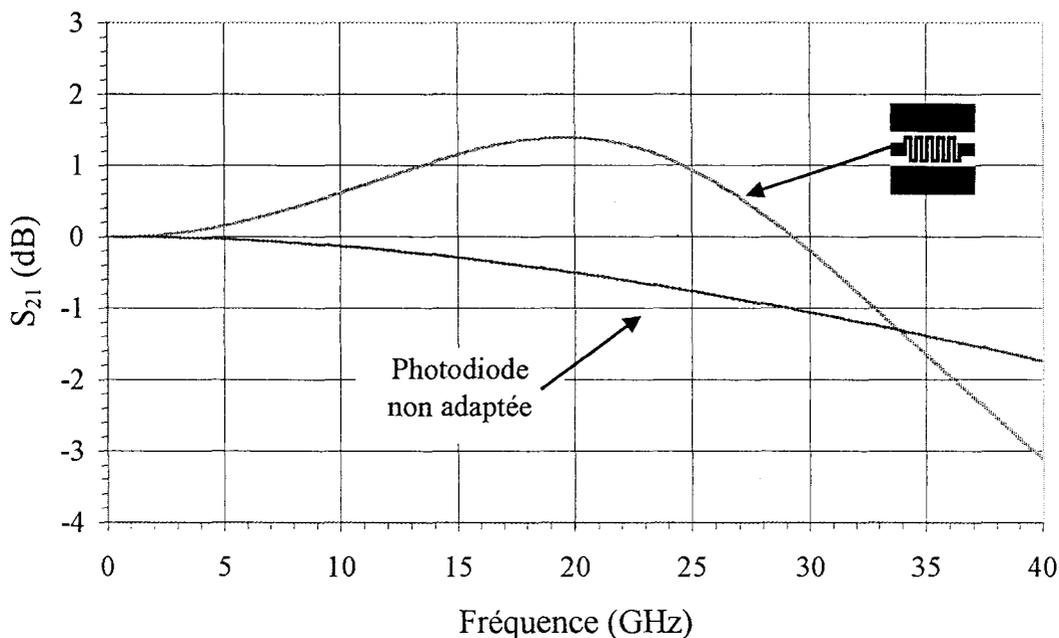


Figure III-9 : Pertes d'insertion (résultats théoriques) d'une photodiode préadaptée (méandre) comparées à une photodiode non adaptée.

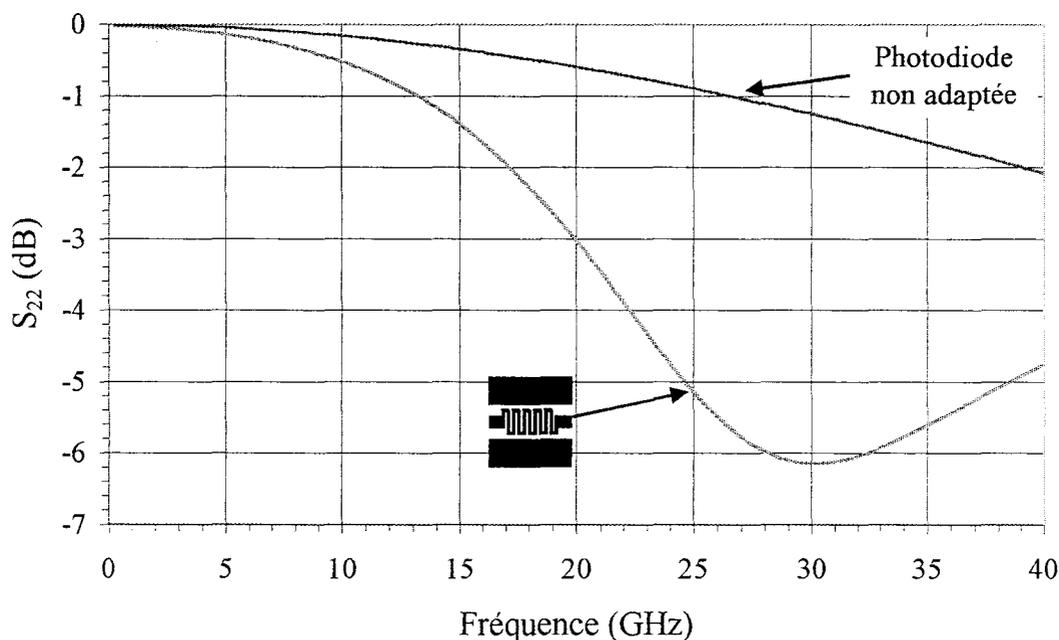


Figure III-10 : Coefficients de réflexion (résultats théoriques) d'une photodiode préadaptée (méandre) comparés à une photodiode non adaptée.

Dans le cas de l'inductance spirale, l'adaptation nécessite la réalisation de deux ponts de polyimide (un pour la photodiode et un pour l'inductance).

De façon à minimiser l'influence de ces ponts de polyimide, une troisième configuration d'intégration a été envisagée : Nous avons utilisé le pont de polyimide de la photodiode de façon à réaliser celui de l'inductance spirale (figure III-11).

La modélisation de ces spirales à un pont est basée sur les résultats des spirales à deux ponts et quelques considérations géométriques [16-17] :

- Une valeur de capacité de photodiode plus faible (la capacité parasite est réduite approximativement de moitié due à la modification de la surface du pont de polyimide)
- Une valeur d'inductance linéique identique à celle d'une spirale à deux ponts
- Une capacité C_2 pour la spirale à un pont égale à la capacité C_1 de la spirale à deux ponts (figure III-3).

Dans cette configuration, quatre longueurs Le de spirales à un pont ont été réalisées (185, 210, 235 et 260 μm).

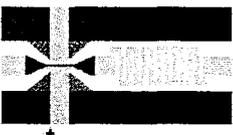
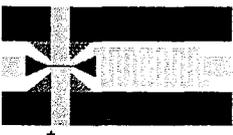
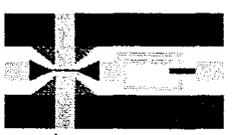
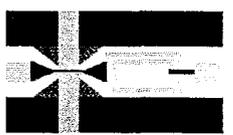
			
Méandres		Spirales à 2 ponts	
$Nm = 6$	$Nm = 7$	$Le = 215 \mu\text{m}$	$Le = 235 \mu\text{m}$
			
Spirales à 1 pont			
$Le = 185 \mu\text{m}$	$Le = 210 \mu\text{m}$	$Le = 235 \mu\text{m}$	$Le = 260 \mu\text{m}$

Figure III-11 : Masque de l'adaptation monolithique.

La figure III-11 représente le masque comprenant les différents schémas d'adaptation monolithique réalisés. Ces composants monolithiques préadaptés ne nécessitent alors qu'un té de polarisation externe.

B. *Té de polarisation*

1. Structure

Le té de polarisation a été réalisé en utilisant les mêmes techniques que celles utilisées pour les modules hybrides (lignes coplanaires sur substrat alumine de 254 μm d'épaisseur).

Un schéma du té de polarisation est donné sur la figure III-12. Il est constitué d'une capacité (découplage BF) et d'une inductance interdigitée (accès continu et découplage HF), ainsi que de "longues" lignes (P_1 , P_2) d'impédance 50 Ω .

Ses dimensions sont identiques à celles des circuits hybrides ($5 \times 5 \text{ mm}^2$), ceci dans un souci de compatibilité mécanique des modules avec ceux de nos partenaires (amplificateur millimétrique).

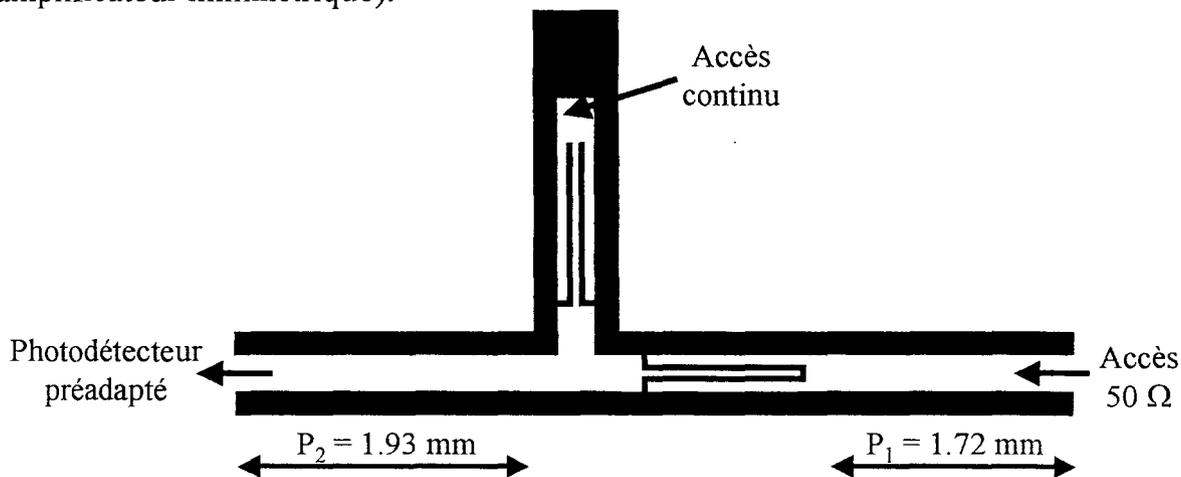


Figure III-12 : Schéma du té de polarisation.

On peut souligner qu'il aurait été possible de réduire le té de polarisation à des dimensions inférieures à $2 \times 2 \text{ mm}^2$ (réduction de la longueur des lignes P_1 et P_2), ce qui aurait permis de réduire de moitié les pertes d'insertion du circuit.

2. Performances

On peut voir sur la figure III-13 une caractérisation (*mes.*) d'un té de polarisation comparé à la simulation (*sim.*) de ce même circuit obtenue sur Serenade.

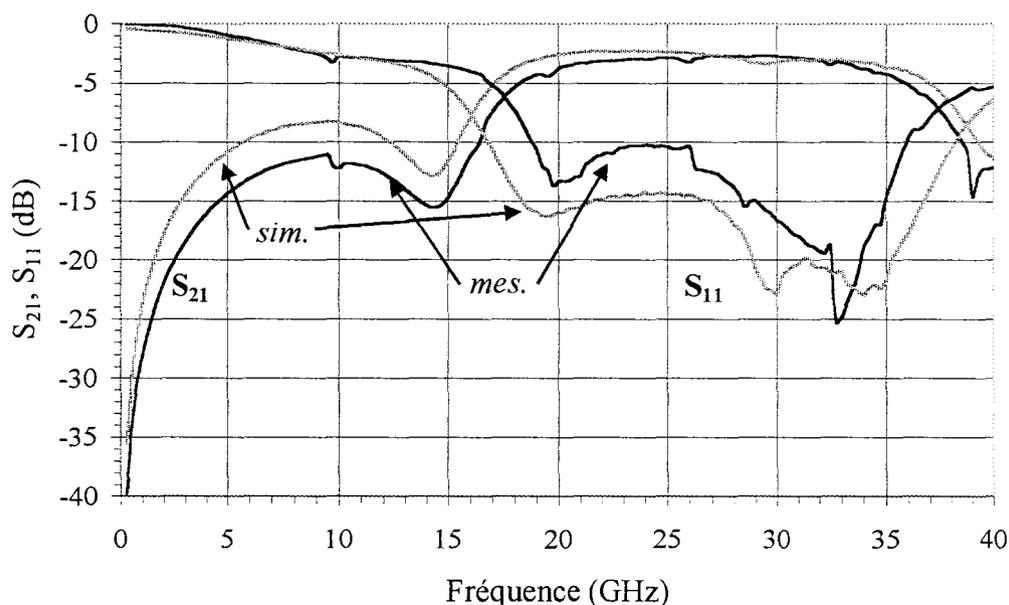


Figure III-13 : Caractérisation (*mes.*) et simulation (*sim.*) du té de polarisation sous 50Ω .

Il est important de remarquer que les mesures ont été effectuées avec les ports 1 et 2 refermés sur 50Ω et non pas sur l'impédance présentée par les photodiodes préadaptées.

On peut estimer les pertes d'insertion à environ 3 dB, celles-ci étant principalement dues à la longueur des lignes P_1 et P_2 .

C. Résultats théoriques

1. Photodiodes préadaptées

Les figures III-14 et III-15 présentent les résultats théoriques (coefficients de réflexion et transmission) des différents schémas d'adaptation réalisés ainsi que ceux d'une photodiode non adaptée.

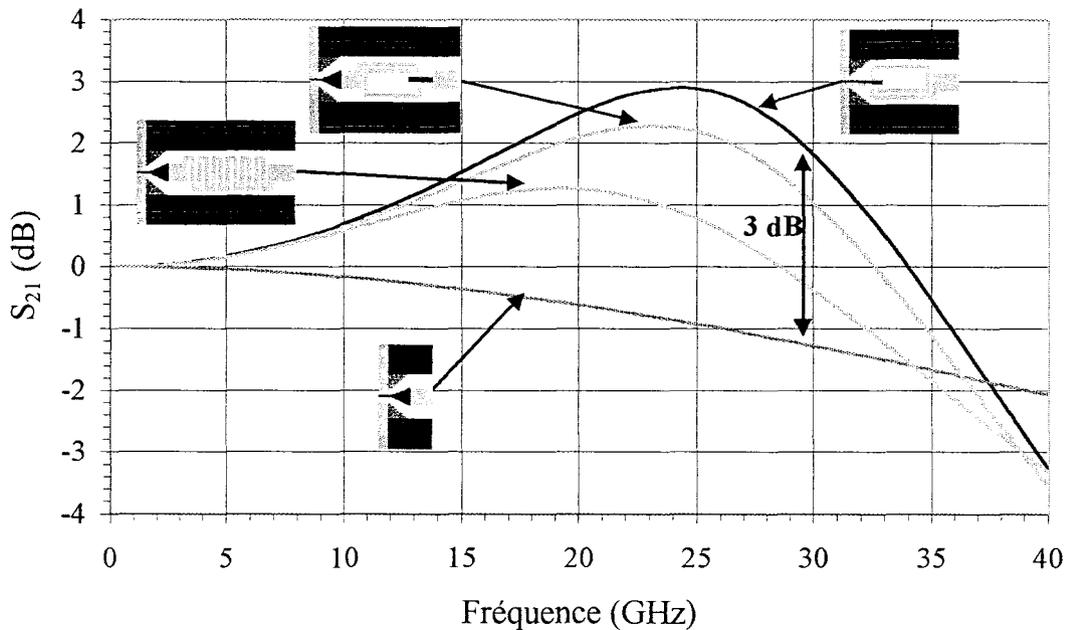


Figure III-14 : Coefficient de transmission théorique des différentes photodiodes préadaptées (méandre, spirale à un et deux ponts) comparé à une photodiode non adaptée.

On voit sur la figure III-14 qu'il est possible d'obtenir, dans le meilleur des cas, jusqu'à 3 dB d'amélioration du transfert en puissance par rapport à une photodiode non adaptée. Ce résultat est obtenu avec la photodiode préadaptée par la spirale à un pont (Cf. figure III-11).

La configuration en méandre présente le moins bon coefficient de transmission avec seulement 1 dB d'amélioration en puissance. Cette valeur est due à la résistance plus élevée, pour cette structure, vis à vis de celles en spirale.

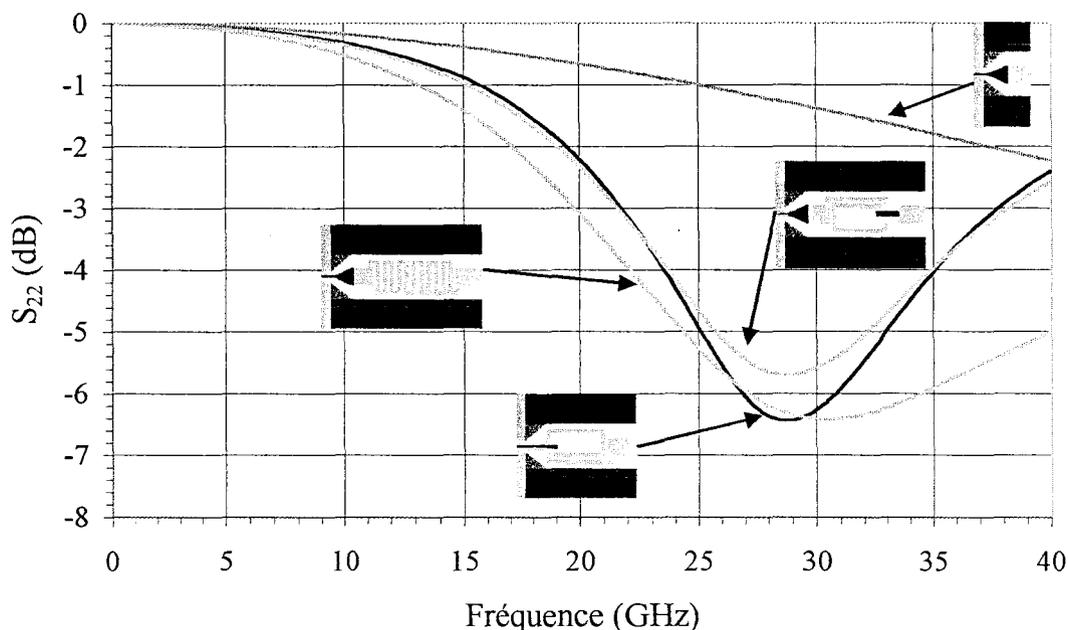


Figure III-15 : Coefficient de réflexion théorique des différentes photodiodes préadaptées (méandre, spirale à un et deux ponts) comparé à une photodiode non adaptée.

Par contre, cette valeur de résistance plus importante permet à la photodiode préadaptée en méandre de présenter le coefficient de réflexion le plus faible, autour de -6,5 dB (correspondant à 22 % de puissance réfléchie) et ceci sur une large bande de fréquence aux environs de 30 GHz.

La photodiode préadaptée en spirale à deux ponts présente le moins bon coefficient de réflexion avec -5,5 dB (correspondant à 28 % de puissance réfléchie).

Concernant la photodiode préadaptée par une spirale à un pont, elle offre le meilleur compromis puisqu'elle présente l'amélioration en puissance la plus importante (3 dB) tout en exhibant, aux fréquences d'adaptation, un coefficient de réflexion équivalent à celui de la photodiode préadaptée par méandre (-6,5 dB).

Il est toutefois important de rappeler qu'il s'agit, pour la photodiode préadaptée en spirale à un pont, de résultats basés sur des approximations géométriques qui devront être validées par les mesures.

2. Modules préadaptés

Les figures III-16 et III-17 présentent les résultats des structures optimisées (photodiodes pré-adaptées monolithiquement associées au té de polarisation hybride) dans chacune des trois configurations (méandre (3), spirale à un (5) et deux ponts (4)) comparés à une photodiode seule (1) mais aussi à cette même photodiode associée au té de polarisation hybride (2). Ces résultats théoriques ont été obtenus en utilisant les simulations des photodiodes préadaptées associées à celle du té de polarisation.

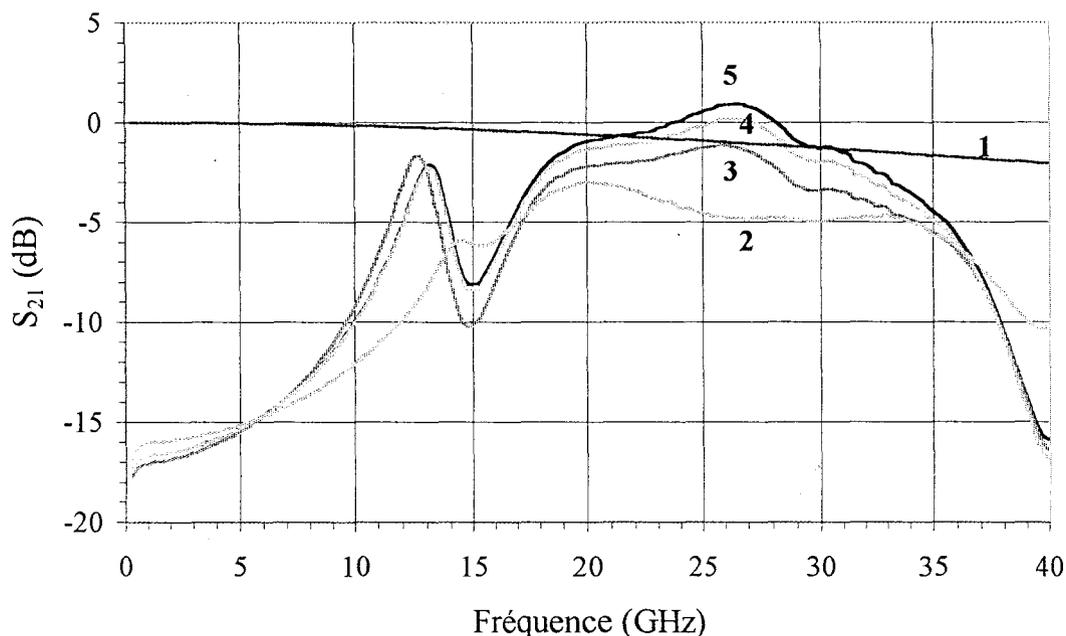


Figure III-16 : Pertes d'insertion.

Performances théoriques des modules monolithiques dans les cas suivants :

1. photodiode non adaptée,
2. photodiode non adaptée associée au té de polarisation hybride,
3. photodiode pré-adaptée (méandre) associée au té de polarisation hybride,
4. photodiode pré-adaptée (spirale à 2 ponts) associée au té de polarisation hybride,
5. photodiode pré-adaptée (spirale à 1 pont) associée au té de polarisation hybride.

En ce qui concerne les pertes d'insertion, les trois schémas d'adaptation présentent des résultats comparables : on peut constater une amélioration en puissance de l'ordre de 1, 2 et 3 dB apportée par la préadaptation suivant la configuration d'inductance choisie (comparaison de la courbe 2 avec les courbes 3, 4 et 5, figure III-16).

De plus, la comparaison des courbes 1 et 2 de la figure III-16 met en évidence les pertes d'insertion importantes du té de polarisation (de l'ordre de 3 dB aux fréquences de travail).

On constate donc qu'il est possible, dans le cas de la préadaptation par spirale à un pont, de compenser les pertes du circuit de polarisation par l'amélioration en puissance apportée par la préadaptation.

Concernant le coefficient de réflexion, le schéma d'adaptation utilisant l'inductance en spirale à un seul pont semble présenter les meilleurs résultats : aux fréquences de travail, le coefficient de réflexion se trouve autour de -20 dB (courbe 5, figure III-17). Cette importante amélioration du coefficient de réflexion est due au fait que le circuit de polarisation joue aussi le rôle d'adaptation simple stub.

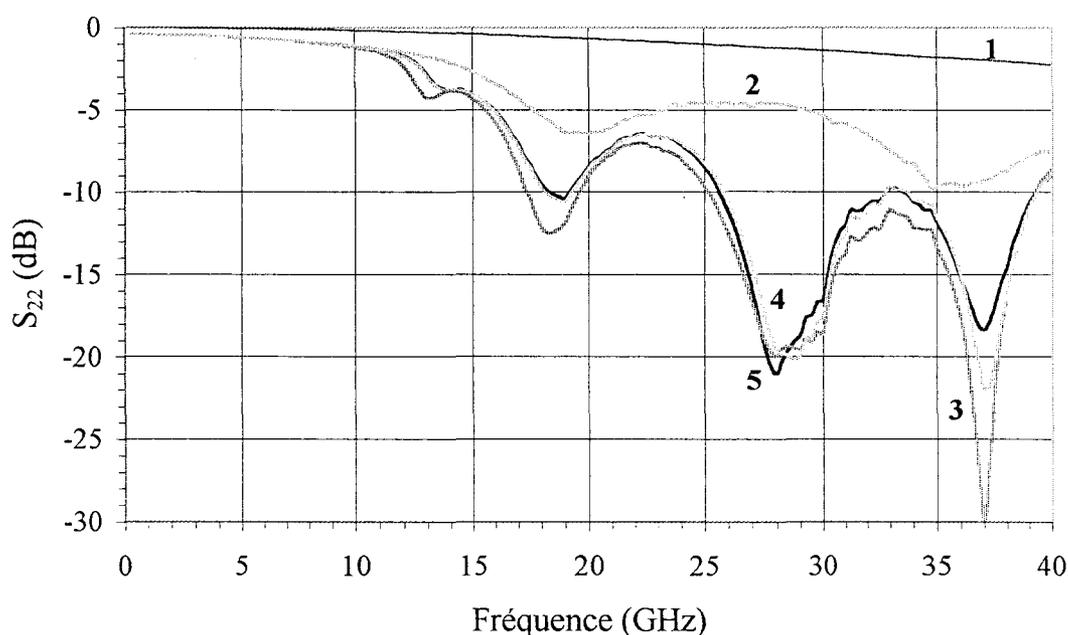


Figure III-17 : Coefficient de réflexion
(légende identique à celle de la figure III-16).

IV. Réalisation et caractérisation

A. Fabrication

Ce paragraphe décrit les principales étapes technologiques nécessaires à la réalisation de structures coplanaires d'adaptation réalisées en technologie monolithique.

Les opérations technologiques décrites ci-dessous correspondent uniquement à la fabrication de cellules de tests comprenant des inductances de type méandre et spirale en lignes coplanaires.

La réalisation des circuits de polarisation sur alumine est identique à celle décrite dans la partie II-A du second chapitre.

Les composants de tests ont autorisé la détermination expérimentale du comportement des inductances. Ce travail nous a permis d'effectuer la définition puis la fabrication des masques des composants finaux, ces derniers ayant été réalisés chez Thomson-LCR.

Opérations technologiques :

Les inductances de type méandre et spirale ont été réalisées sur substrat InP semi-insolant. Les premières sont simples à faire puisqu'elles ne nécessitent qu'une seule étape de métallisation. Par contre, l'élaboration des inductances en spirale est plus

compliquée puisqu'elles nécessitent des ponts d'interconnexion. Ces interconnexions sont réalisées par un pont de polyimide de 2 μm de haut.

L'écriture directe au masqueur a été retenue afin de ne pas réaliser une série de masques optiques à usage unique.

La fabrication des inductances nécessite trois étapes technologiques :

Process 1 : Métallisation des inductances de type méandre et spirale.

- Photolithographie électronique des pistes
(Etalement Copolymère/Séchage/ Etalement PMMA/Séchage /Insolation masqueur/Développement)
- Métallisation pistes
(Etching Ar/Evaporation Ti (1000 Å)-Au (5000 Å))
- Retrait de résine
(Lift-off acétone/Rinçage alcool)
- Recuit métallisation pistes
(Recuit à 300°C)

Process 2 : Dépôt et gravure du polyimide servant à réaliser les ponts (spirale).

- Dépôt diélectrique
(Etalement/Recuits)
- Photolithographie électronique
(Etalement Copolymère/Séchage/ Etalement PMMA/Séchage /Insolation masqueur/Développement)
- Métallisation masque de gravure polyimide
(Etching Ar/Evaporation Al (800 Å))
- Définition des ponts polyimide
(Gravure plasma SF₆)
- Elimination masque de gravure polyimide
(Gravure chimique NaOH)

Process 3 : Métallisation des ponts des inductances spirales.

- Photolithographie électronique des ponts
(Etalement Copolymère/Séchage/ Etalement PMMA/Séchage /Insolation masqueur/Développement)

- Métallisation ponts
(Etching Ar/Evaporation Au (8000 Å))
- Retrait de résine
(Lift-off acétone/Rinçage alcool)
- Recuit métallisation ponts
(Recuit à 300°C)

Photos des inductances (cellules de test) et photodiodes réalisées :

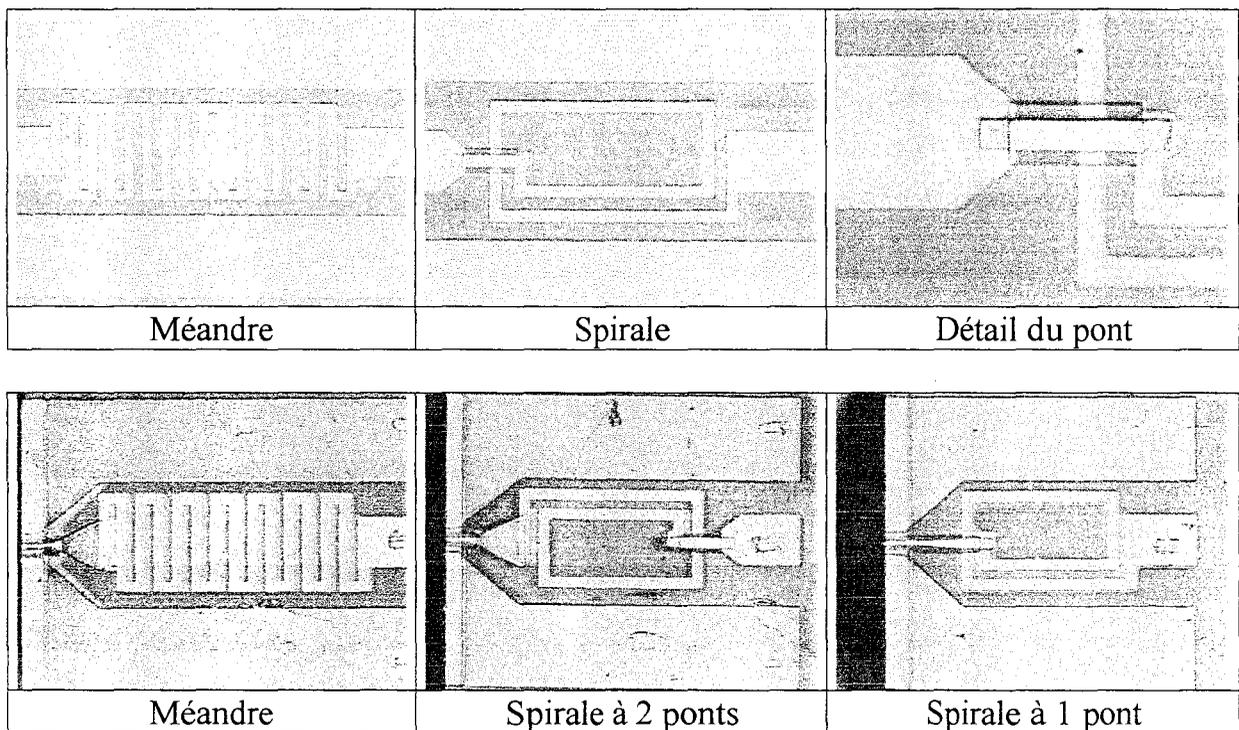


Figure III-18 : Inductances de la cellule de tests (haut) ainsi que les différentes photodiodes préadaptées (bas).

B. Caractérisation

1. Photodiodes préadaptées

Le banc de mesure utilisé pour la caractérisation des photodiodes préadaptées est similaire à celui présenté dans le second chapitre à la figure II-19, à la seule différence qu'un seul port est utilisé (mesures en réflexion). Ces mesures ont été menées à l'analyseur de réseau vectoriel jusque 40 GHz.

La figure III-19 présente le coefficient de réflexion mesuré pour chacune des trois configurations de photodiodes préadaptées. On constate immédiatement que la fréquence de résonance est différente pour chaque photodiode.

Cette différence est liée à la précision de clivage des photodiodes, qui est difficilement reproductible. Nous avons ainsi effectué des mesures sur des composants ayant de 9 à 24 μm de longueur de zone active.

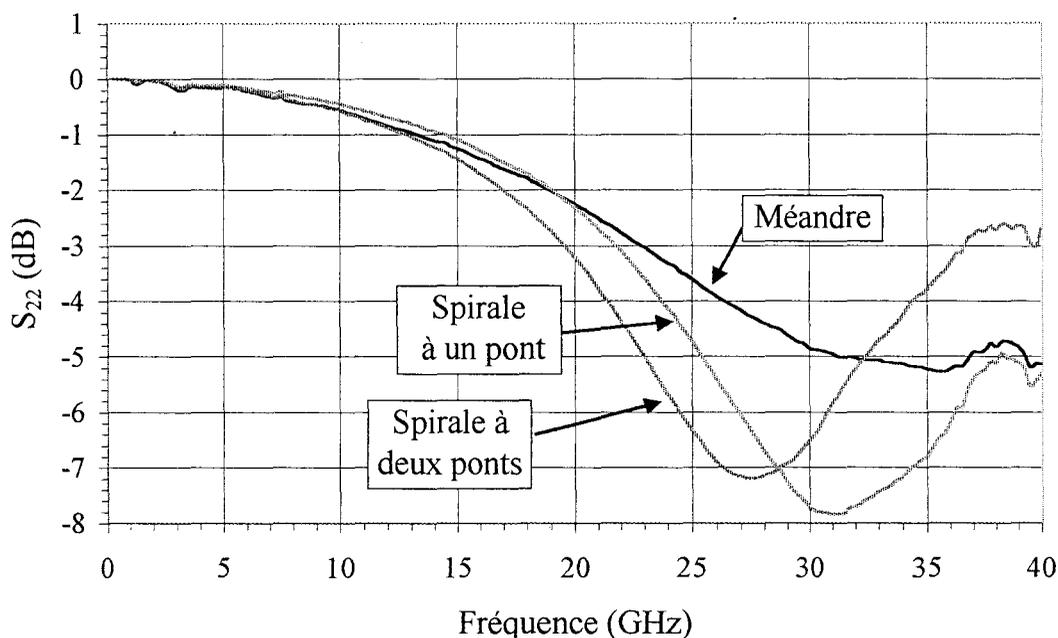


Figure III-19 : Coefficient de réflexion pour les trois types de photodiodes préadaptées.

La préadaptation en méandre présente, contrairement à ce qui était escompté théoriquement, le moins bon coefficient de réflexion (-4.5 dB).

De façon à comprendre cette différence, nous avons, à partir des mesures, extrait les valeurs du schéma équivalent correspondant. Nous avons ainsi pu constater, pour la méandre, une inductance linéique et une résistance plus faibles que celles mesurées sur la cellule de test. Ceci explique un coefficient de réflexion plus faible et une fréquence de résonance plus haute que celle prévue.

En ce qui concerne la spirale à deux ponts, elle présente une fréquence de résonance conforme à la théorie (inductance linéique identique) et un coefficient de réflexion légèrement inférieur à celui prévu (résistance légèrement plus importante).

Conformément aux hypothèses effectuées, la spirale à un pont présente le coefficient de réflexion le plus faible (inférieur à -7 dB) malgré une fréquence de résonance se situant autour de 31 GHz (composant trop court).

Ces mesures nous ont permis de confirmer nos simulations et de sélectionner les composants aptes à être associés aux circuits de polarisation hybrides.

Cette association (photodiodes préadaptées et circuit de polarisation) aura la dénomination de "modules préadaptés".

2. Modules préadaptés

La caractérisation des modules préadaptés a été réalisée en utilisant le banc de mesures précédemment présenté à la figure II-23 du deuxième chapitre.

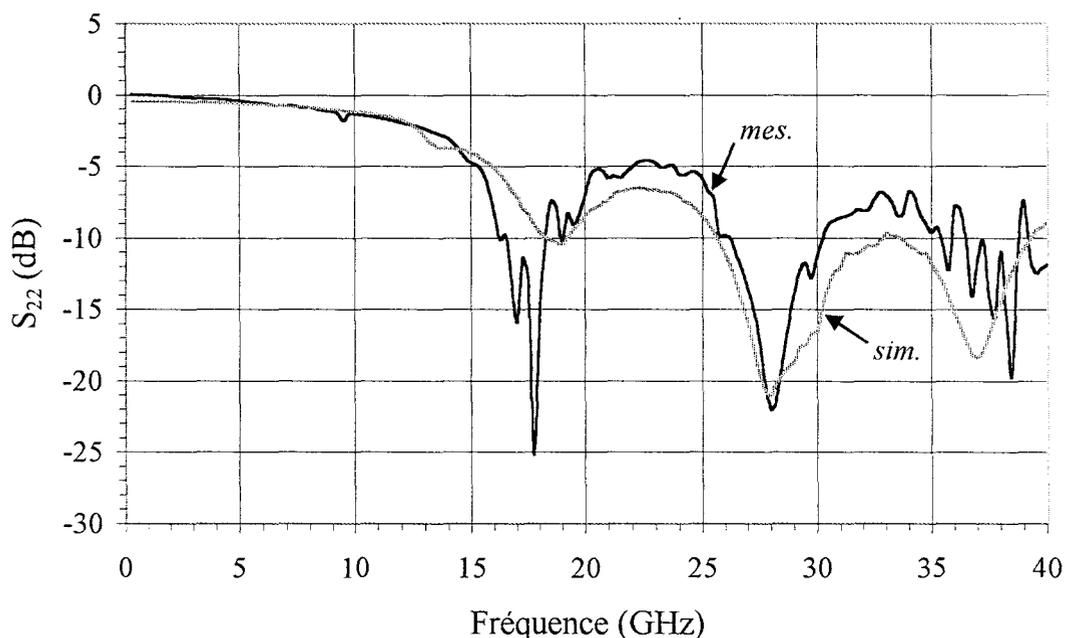


Figure III-20 : Mesure et simulation du coefficient de réflexion d'un module préadapté (spirale à un pont associé au té de polarisation).

Dans un premier temps, nous avons mesuré le coefficient de réflexion des modules préadaptés. Une de ces mesures, confrontée à sa simulation, est présentée figure III-20. On peut noter un bon accord entre la mesure et la simulation du module préadapté, en remarquant toutefois une largeur de bande d'adaptation plus étroite que celle prévue. Nous avons mesuré un coefficient de réflexion de l'ordre de -22 dB sur la bande de fréquence véhiculant l'information (27,750-28,000 GHz), et de -12 dB pour le signal d'oscillateur local (29,875 GHz), ce qui correspond, respectivement à ces fréquences, à 0,6 % et 6,3 % de la puissance réfléchi.

Dans un second temps, la caractérisation en transmission des composants présentant les meilleurs résultats en réflexion a été réalisée. Pour cela, les modules préadaptés ont été envoyés chez Thomson-LCR de façon à être fibrés.

La figure III-21 présente la réponse fréquentielle d'un module préadapté fibré. Elle a été obtenue, chez Thomson-LCR, sous une puissance optique de 1,3 mW. Ce composant présente un coefficient de réponse, en tenant compte des pertes de couplage optique, de 0,73 A/W.

Contrairement aux modules d'adaptation hybrides, on a pu constater une très bonne reproductibilité des mesures des modules préadaptés.

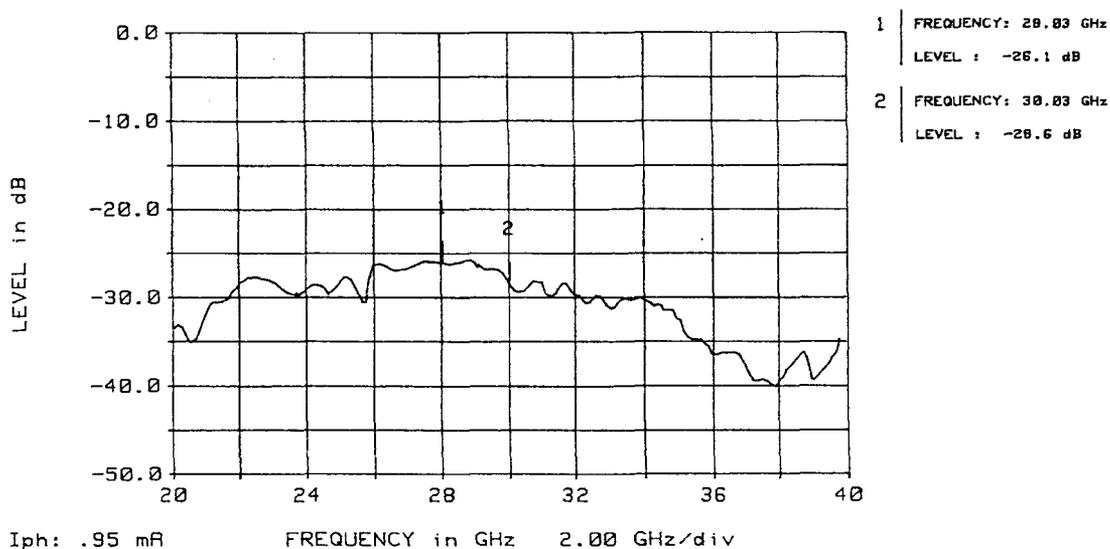


Figure III-21 : Réponse fréquentielle d'un module préadapté fibré, éclairé sous une puissance optique de 1,3 mW.

Dans la partie suivante, nous allons voir que ce résultat est lié d'un part à la préadaptation monolithique et d'autre part au fait que le circuit de polarisation est beaucoup moins sensible à la précision de découpe.

3. Tolérance à la découpe des circuits hybrides

Cette partie traite du problème de tolérance à la découpe des circuits alumine que nous avons mis en évidence à la fin du second chapitre.

a) Modules préadaptés

De façon à vérifier l'influence de la précision de découpe des circuits de polarisation alumine sur les performances des modules préadaptés, nous avons fait varier la longueur de la ligne P_2 (voir figure III-12) du té de polarisation. Cette variation a été effectuée de façon positive et négative, par pas de $20 \mu\text{m}$, et pour une amplitude maximale de $60 \mu\text{m}$ correspondant approximativement à la précision de découpe que nous avons.

On peut constater sur la figure III-22, que ce soit pour la bande de fréquence principale (27,750-28,000 GHz) ou au niveau du signal d'oscillateur local (29,875 GHz), que le coefficient de réflexion subit une détérioration ($\Delta S_{22} < 0$) inférieure à 2 dB.

Celle-ci s'accompagne, à ces mêmes fréquences, d'une dégradation du coefficient de transmission négligeable (inférieure à 0,1 dB).

Ce résultat ne peut être directement comparé à celui obtenu, à la fin du second chapitre, sur les circuits d'adaptation hybride.

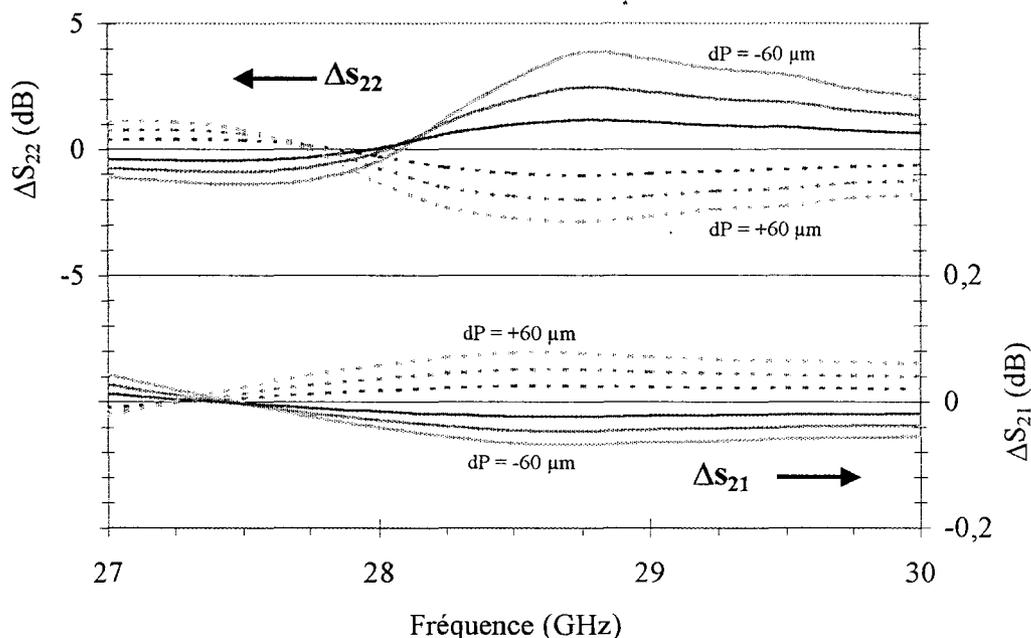


Figure III-22 : Variation du coefficient de réflexion (ΔS_{22}) et de transmission (ΔS_{21}) d'un module préadapté en fonction de la variation dP de la longueur de la ligne P_2 (voir figure III-12) du té de polarisation.

En effet ce résultat est lié à la combinaison simultanée de deux effets :

- D'une part à la nature différente des circuits
Le circuit de polarisation (jouant simultanément le rôle d'adaptation simple stub) est moins sensible que le circuit d'adaptation double stub intégrant un té de polarisation.
- D'autre part à la préadaptation monolithique des photodétecteurs
Le fait de préadapter le composant permet d'effectuer une transition plus facile, en terme d'impédance, entre le composant et le circuit.

b) Association d'un circuit d'adaptation et d'un photodétecteur préadapté par une inductance

En vue de dissocier ces deux effets, nous avons simulé un circuit d'adaptation similaire à celui développé dans le second chapitre (adaptation double stub avec té de polarisation).

Ses dimensions ont été optimisées de manière à adapter l'impédance présentée par le photodétecteur préadapté par une inductance (spirale à un pont).

Nous avons fait varier la longueur de la ligne d'entrée L_1 (voir figure II-16) dans des proportions identiques à celles du paragraphe précédent. Les variations du coefficient de réflexion et de transmission, pour ces différentes dimensions de circuit, sont alors données sur la figure III-23.

On constate une faible détérioration du coefficient de transmission (inférieure à 0,3 dB).

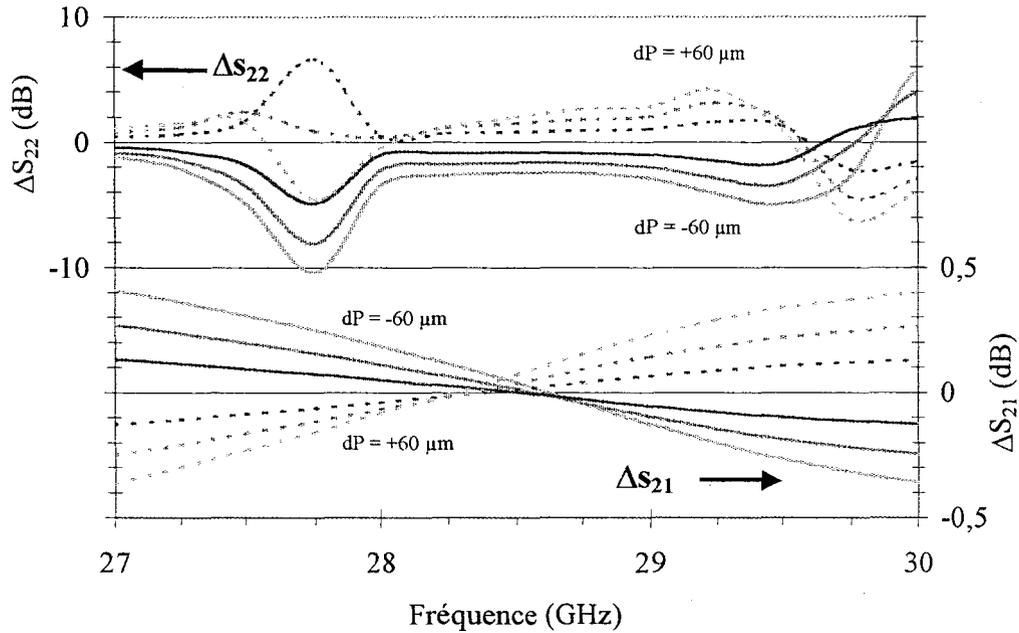


Figure III-23 : Variation du coefficient de réflexion (ΔS_{22}) et de transmission (ΔS_{21}) de l'association d'un circuit d'adaptation et d'un photodétecteur préadapté par une inductance en fonction de la variation dP de la longueur de la ligne L_1 (voir figure II-16) du circuit d'adaptation.

En ce qui concerne le coefficient de réflexion, il présente une dégradation allant jusqu'à 10 dB dans la bande de fréquence 27,750-28,000 GHz et 6 dB au niveau du signal de l'oscillateur local.

En outre, cette association présente des performances similaires à celles obtenues avec les modules adaptés (S_{22} de l'ordre de -30 dB et S_{21} proche de -1 dB). Cette similarité des performances autorise la comparaison directe de ces résultats avec ceux présentés aux figures II-26 et II-27. Cette comparaison met en évidence une amélioration du coefficient de réflexion de l'ordre de 5 dB due à la préadaptation monolithique du photodétecteur. Cette amélioration correspond à une diminution d'un facteur 3 de la puissance réfléchie.

Malgré son intérêt, cette technique de préadaptation par inductance est difficilement envisageable dans le cas d'une adaptation hybride puisqu'elle nécessite des étapes technologiques supplémentaires dans la réalisation du photodétecteur.

Une autre méthode, ne présentant pas cet inconvénient, est développée dans le paragraphe suivant.

c) Association d'un circuit d'adaptation et d'un photodétecteur préadapté par un tronçon de ligne

L'idée est de transposer la précision de découpe, que l'on n'a pas au niveau des alumines, sur le photodétecteur (clivage).

Le photodétecteur est ici préadapté de façon simple (sans étapes technologiques supplémentaires) par un tronçon de ligne de forte impédance.

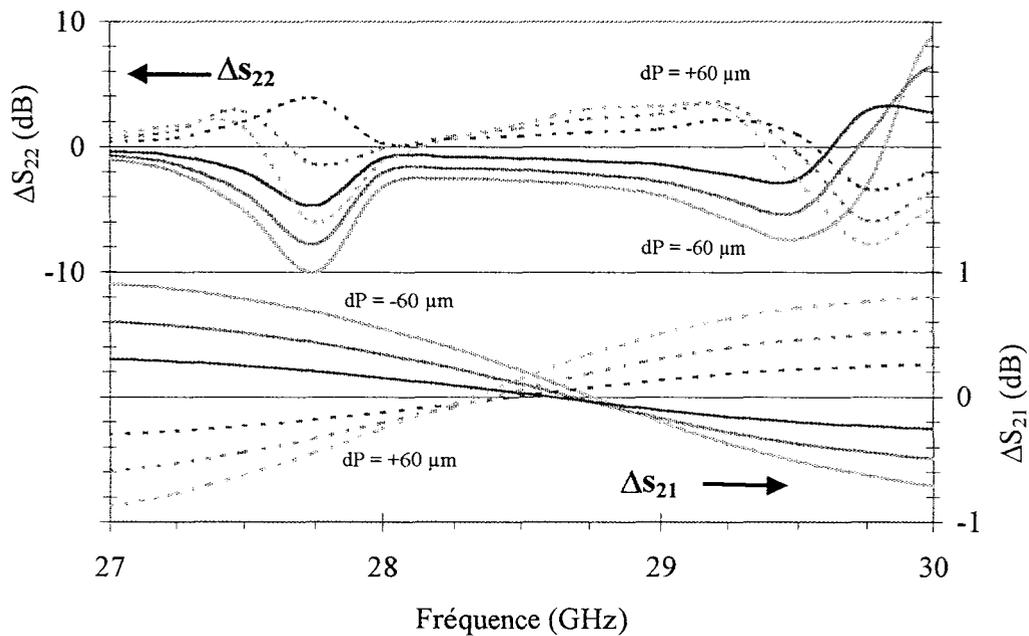


Figure III-24 : Variation du coefficient de réflexion (ΔS_{22}) et de transmission (ΔS_{21}) de l'association d'un circuit d'adaptation et d'un photodétecteur préadapté par une ligne en fonction de la variation dP de la longueur de la ligne L_1 (voir figure II-16) du circuit d'adaptation.

Le tronçon de ligne utilisé a une impédance de 85Ω sur InP. Il possède un conducteur central de $20 \mu\text{m}$ de large et un espace entre conducteur central et plans de masse de $100 \mu\text{m}$.

La préadaptation d'un photodétecteur de $20 \mu\text{m}$ de zone active nécessite une ligne de $700 \mu\text{m}$ de long. Le photodétecteur ainsi préadapté présente un coefficient de réflexion de -4 dB (40 % de la puissance réfléchi). Cette valeur médiocre n'est pas importante en soit puisque le photodétecteur préadapté est combiné à un circuit d'adaptation/polarisation.

Nous avons conçu, sur la base de l'impédance présentée par le photodétecteur ainsi préadapté, un circuit d'adaptation de la même façon que précédemment.

Nous avons fait varier la longueur de la ligne d'entrée du circuit d'adaptation et regardé les variations des coefficients de réflexion et transmission (figure III-24).

On obtient une dégradation du coefficient de réflexion allant jusqu'à 10 dB dans la bande $27,750\text{-}28,000 \text{ GHz}$ et 7 dB à $29,875 \text{ GHz}$. On constate également une détérioration du coefficient de transmission inférieure à $0,7 \text{ dB}$.

Ces variations sont du même ordre que celles obtenues par la préadaptation par inductance.

Cette technique de préadaptation semble donc résoudre le problème rencontré lors de l'adaptation hybride puisqu'elle présente des performances comparables et une mise en œuvre simple (pas d'étapes technologiques supplémentaires). De plus, elle autorise la modification (clivage) de la longueur de la ligne de préadaptation en fonction de la fréquence de travail désirée.

V. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté l'adaptation monolithique du photodétecteur guide d'onde. Pour cela, une étude de structures inductives coplanaires a dû être entreprise. Ce travail nous a permis de définir les dimensions exactes des inductances nécessaires à la préadaptation des photodétecteurs. Un circuit hybride coplanaire, réalisant à la fois la polarisation et une amélioration notable des performances des puces préadaptées, a été conçu. Les modules préadaptés, ainsi obtenus, ont été réalisés et caractérisés jusque 40 GHz. Ils présentent des performances comparables à celles des modules hybrides d'adaptation, et possèdent en outre une meilleure reproductibilité. Cette particularité nous a permis d'entrevoir une alternative (préadaptation par tronçon de ligne) au problème rencontré avec les circuits d'adaptation hybride.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [1] Jackson R.W., "Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter-wave integrated circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 34, n°12, p. 1450-1456, décembre 1986.
- [2] Kulke R., Sporkmann T., "Coplanar waveguide for a european CAD environment", Proc. 23rd European Microwave Conference, p. 209-211, Madrid, 1993.
- [3] Roychoudhury I., Bhattacharya D., "Coplanar waveguide for microwave integrated circuit - A review", IEEE Technical Review, vol. 10, n°3, p. 257, mai 1993.
- [4] Wolff I., "Design rules and realisation of coplanar circuits for communication applications", Proc. 23rd European Microwave Conference, p. 36-41, Madrid, 1993.
- [5] Haydl W.H., Heinrich, W., Bosch R., Schlechtweg M., Tasker P., Braunstein J., "Design data for millimeter wave coplanar circuits", Proc. 23rd European Microwave Conference, p. 223-228, Madrid, 1993.
- [6] Schlechtweg M., Tasker P., Reinert W., "High gain 70-80 GHz MMIC amplifiers in coplanar waveguide technology", Electronics Letters, vol. 29, n°12, p. 1119-1120, juin 1993.
- [7] Dickmann J., Koblowski S., Maile B.E., "High gain 28 GHz coplanar waveguide amplifier on InP substrate", Electronics Letters, vol. 29, n°5, p. 493-495, mars 1993.
- [8] Bayar E., Robertson I.D., Aghvani A.H., "Monolithic Ka-Band coplanar amplifier design in MMIC", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 6, n°15, p. 837-839, décembre 1993.
- [9] Murgulescu M.H., Boulouard A., Lerouzic M., Legaud P., Penard E., Zaquine I., "38 GHz, coplanar waveguide GaAs MMIC amplifier", Electronics Letters, vol. 30, n°21, p. 1768-1770, octobre 1994.
- [10] Maricot S., Vilcot J.P., Decoster D., "Improvement of microwave signal optical transmission by passive matching of optoelectronic devices", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 4, n°13, 1991.
- [11] Reyes A.C., El-Ghazaly S.M., Dorn S.J., Dydyk M., Schroder D.K., Patterson H., "Coplanar waveguide and microwave inductors on silicon substrate", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°9, p. 2016-2021, septembre 1995.

- [12] Pogatzki P., Kother D., Kulke R., Sporkmann T., "Coplanar hybrids based on an enhanced inductor model for mixer applications up to mm-wave frequencies", Proc. 24th European Microwave Conference, p. 254-257, Cannes, 1994.
- [13] Rittweger M., Werther M., Kulke R., "Miniaturization of MMIC inductors using a 3D FDTD approach with a SI method", IEEE MTT-S, vol. 2, p. 1297-1300, San Diego, mai 1994.
- [14] Pogatzki P., Kulke R., Sporkmann T., "A comprehensive evaluation of quasi-static 3D FD calculations for more than 14 CPW structures – Lines, discontinuities and lumped elements", IEEE MTT-S, vol. 2, p. 1289-1292, San Diego, mai 1994.
- [15] Abdo-Tuko M., Naghed N., Wolff I., "Novel 18/36 GHz (M)MIC GaAs FET frequency doublers in CPW techniques under the consideration of the effects of coplanar discontinuities", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, n°8, p. 1307-1315, août 1993.
- [16] Beilenhof K., Heinrich W., Hartnagel H.L., "The scattering behaviour of air bridges in coplanar MMIC's", Proc. 21st European Microwave Conference, p. 1131-1135, Stuttgart, 1991.
- [17] Rittweger M., Koster N.H.L., Koblowski S., Bertenburg R., Heinen S., Wolff I., "Full wave analysis of a modified coplanar air bridge T-junction", Proc. 21st European Microwave Conference, p. 993-998, Stuttgart, 1991.
- [18] Engel Th., Droge E., Bimberg D., "Reactive matching of millimeter-wave photodetectors using coplanar waveguide technology", Electronics Letters, vol. 34, n°17, p. 1690-1691, août 1998.

CHAPITRE IV

**COMPARAISON THEORIQUE DE DEUX
PHOTORECEPTEURS :**

**L'ASSOCIATION P-I-N/HBT
ET
LE PHOTOTRANSISTOR A HETEROJONCTION
InP/GaInAs DE TYPE GUIDE D'ONDE**

CHAPITRE IV

L'étude théorique présentée dans ce dernier chapitre tient lieu de perspectives au travail exposé dans les chapitres précédents.

Ce travail tend à démontrer les potentialités, en tant que photorécepteur, du phototransistor à hétérojonction (HPT). En effet, celui-ci réunit à la fois les propriétés de photodétection et d'amplification. Ces deux propriétés en font un excellent candidat dans le cadre de systèmes de communications mixtes radio sur fibre.

Nous étudierons les caractéristiques théoriques du HPT aussi bien en terme de gain et de bande passante que de bruit.

A cette fin, nous rappellerons tout d'abord, quelques concepts de bruit dans les composants, et en particulier quelques définitions propres aux photorécepteurs.

Nous comparerons ensuite les caractéristiques de ce phototransistor à celles d'un photorécepteur pour lequel les fonctions de photodétection et d'amplification sont séparées, c'est à dire l'association constituée d'un photodétecteur p-i-n et d'un transistor bipolaire à hétérojonction.

Nous verrons enfin les améliorations potentielles à apporter à la structure de notre composant en vue d'en améliorer ses performances dans le cadre d'un projet tel que FRANS.

I. Concepts de base relatifs au bruit dans les composants

Le bruit dans les composants est dû à des phénomènes aléatoires subis par les porteurs, engendrant des variations dans leur vitesse ou dans leur nombre, menant à des fluctuations de la tension ou du courant à la sortie du composant.

L'étude en bruit est légitimée par deux raisons essentielles :

- Le bruit, superposé au signal en sortie, apparaît comme une limitation fondamentale de la sensibilité du composant. Il est donc prépondérant de localiser les sources de bruit de façon à pouvoir en minimiser leurs effets.

- D'un point de vue technologique, l'étude du bruit peut permettre d'estimer la localisation d'impuretés, défauts ou autres états de surface ou d'interface des épitaxies.

A. Principales sources de bruit [1-3]

Il est possible de distinguer deux grands groupes parmi les sources de bruit selon qu'elles dépendent ou non de la fréquence.

Un bruit indépendant de la fréquence est appelé "**bruit blanc**" (par analogie à la lumière blanche, composée de tout le spectre de couleurs), alors qu'un bruit dépendant de la fréquence est appelé "**bruit en excès**".

1. Bruit blanc

Le bruit blanc peut être un bruit de diffusion, un bruit de grenaille ou un bruit d'avalanche.

a) Le bruit de diffusion

- Le bruit de diffusion est lié au mouvement erratique des porteurs : ces mouvements sont dus aux interactions des porteurs avec le réseau cristallin qui modifient leur trajectoire et leur vitesse.

Le bruit de diffusion peut se manifester sous forme de bruit thermique, de bruit quantique et de bruit d'électrons chauds.

Pour des fréquences inférieures à 6000 GHz à 300K (ou 60 GHz à 3K), le bruit quantique peut être négligé.

Le bruit d'électrons chauds est généralement rencontré dans les transistors à effets de champ et ne sera, par conséquent, pas considéré par la suite.

Le bruit thermique (dit de "Johnson"), dans un barreau résistif de résistance R à la température T, est lié à l'agitation thermique des charges libres qu'il contient.

Dans le cas général où le barreau n'est pas purement résistif, seule la partie réelle de l'impédance Z ou de l'admittance Y contribue au bruit thermique.

Une impédance Z bruyante, à la température T, peut être représentée (figure IV-1) par l'association série d'une impédance Z non bruyante avec un générateur de bruit en tension v_n (représentation de Thévenin) ou par l'association parallèle d'une admittance Y non bruyante avec un générateur de bruit en courant i_n (représentation de Norton).

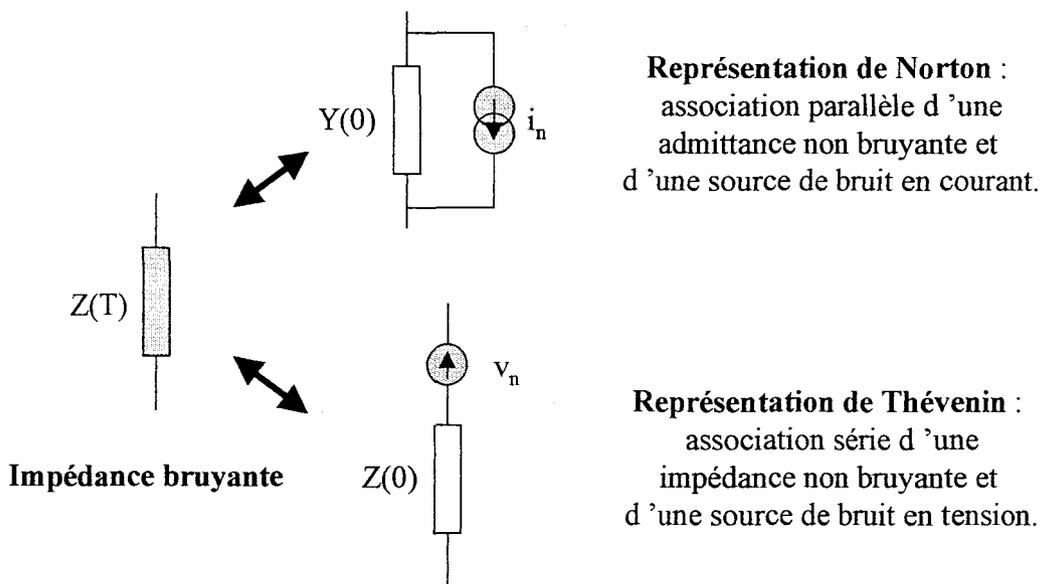


Figure IV-1 : Représentations d'une impédance bruyante.

Les générateurs de bruit i_n et v_n possèdent des valeurs quadratiques moyennes :

$$\overline{i_n^2} = 4kT\text{Re}(Y)\Delta f \quad \text{et} \quad \overline{v_n^2} = 4kT\text{Re}(Z)\Delta f$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température en Kelvin et Δf la bande de fréquence d'analyse.

La description du bruit fait également appel à la notion de densité spectrale de puissance. A une fréquence f donnée, on caractérise le signal de bruit par la "puissance" associée à la tranche $(f, f+\Delta f)$ de son spectre. Suivant qu'il s'agit d'une tension ou d'un courant on est amené à représenter le bruit par des générateurs v_n ou i_n tels que :

$$\overline{v_n^2} = \int_f^{f+\Delta f} S_V(f) df \qquad \overline{i_n^2} = \int_f^{f+\Delta f} S_I(f) df$$

où $S_I(f)$ et $S_V(f)$ sont des densités spectrales de puissance qui s'expriment respectivement en A^2/Hz et V^2/Hz .

Il est à noter qu'on rencontre souvent dans la littérature la notion de densité spectrale de courant de bruit, notée $S_i(f)$, et exprimée en A/\sqrt{Hz} . C'est cette dernière que nous utiliserons et qui correspond à $S_i(f) = [S_I(f)]^{1/2}$.

b) Le bruit de grenaille

- Le bruit de grenaille (dit de "Schottky" ou Shot noise) provient du franchissement par les porteurs d'une barrière de potentiel. Cela se traduit par une suite d'impulsions indépendantes de type Poissonien.

La valeur quadratique moyenne du courant associé peut s'écrire :

$$\overline{i_n^2} = 2qI\Delta f$$

où I est le courant qui traverse la barrière de potentiel. Ce mécanisme se retrouve au niveau des jonctions des diodes et des transistors.

c) Le bruit d'avalanche

- Le bruit d'avalanche peut survenir au voisinage des jonctions fortement polarisées en inverse. La valeur importante du champ électrique fait augmenter l'énergie cinétique des porteurs, ce qui entraîne par collision la rupture de certaines liaisons électroniques. Les paires électron-trou ainsi générées participent à leur tour au phénomène d'avalanche.

2. bruit en excès

D'autres phénomènes bruyants dits "en excès" peuvent se rajouter à ces différentes sources de bruit blanc.

a) Le bruit de génération-recombinaison

- Le bruit de génération-recombinaison est dû à la fluctuation du nombre de porteurs de charge. Cette variation peut être due à la génération aléatoire de paires électron-trou, à l'ionisation spontanée de centres donneurs ou accepteurs, ou encore au piégeage-dépiégeage de porteurs de centres profonds (liés à la présence d'impuretés ou de défauts). Son spectre en fonction de la fréquence est de type Lorentzien.

b) Le bruit de scintillation

- Le bruit de scintillation (dit "bruit en $1/f$ ") est encore sujet, quant à son origine, à de larges controverses. Les deux principales hypothèses sont la fluctuation du nombre de porteurs de charge et la fluctuation de la mobilité de ces porteurs.

c) Le bruit en créneaux et le bruit de micro-plasmas

- Le bruit en créneaux et le bruit de micro-plasmas apparaissent pour des jonctions polarisées respectivement en direct et en inverse. Une bonne maîtrise des processus technologiques permet d'en minimiser les effets.

Pour des fréquences supérieures au MHz, ces différentes sources de bruit en excès apparaissent comme négligeable dans les TBHs [2].

Pour une étude en bruit, aux fréquences micro-ondes, seuls seront retenus par la suite le bruit thermique et le bruit de grenaille.

En outre, cette étude se fera dans le cadre d'une approche à faible injection. La forte injection rend les porteurs interdépendants, ce qui complique fortement le formalisme des processus bruyants.

B. Définitions propres aux photorécepteurs

On utilise généralement, pour décrire la probabilité de détection des récepteurs photoniques, une statistique Gaussienne. En effet lors d'une transmission numérique, le nombre de porteurs photogénérés contenu dans un seul bit est communément très important (généralement supérieur à 10^4).

1. taux d'erreur d'une transmission numérique ou BER

On définit d'ordinaire le BER (Bit Error Rate) ou taux d'erreur par bit d'une transmission numérique. Il s'agit de l'équiprobabilité de faire une erreur sur un état "0" ou un état "1". Il s'exprime de la façon suivante :

$$\text{BER} = \frac{e^{-\left(\frac{Q^2}{2}\right)}}{\sqrt{2\pi}Q} \quad \text{avec } Q = \sqrt{S/N},$$

où S/N représente le rapport signal sur bruit du photorécepteur.

Pratiquement on convient d'une bonne réception pour une valeur standard du BER de 10^{-9} . On voit sur la figure IV-2 que cette valeur est obtenue pour une valeur de $Q = 6$.

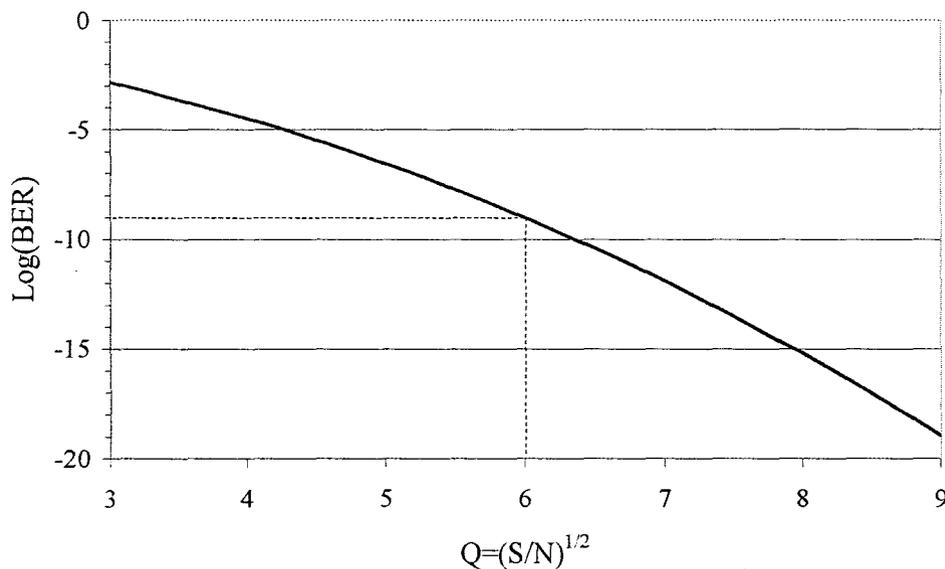


Figure IV-2 : Taux d'erreur par bit (BER) lié au rapport signal sur bruit d'une transmission numérique.

2. Sensibilité ou puissance optique minimale détectable

Pour un signal optique modulé, à un taux de modulation m , le photocourant détecté moyen (valeur efficace) s'exprime :

$$i_p = \frac{m}{\sqrt{2}} I_p \quad (1)$$

où I_p est le photocourant continu détecté. Or I_p est le produit du coefficient de réponse (R) du photorécepteur et de la puissance optique incidente (P_{opt}), on peut donc exprimer la valeur moyenne du carré du photocourant de la manière suivante :

$$\overline{i_p^2} = \frac{1}{2} m^2 I_p^2 = \frac{1}{2} m^2 \left(\frac{\eta q}{h\nu} P_{opt} \right)^2 \quad (2)$$

de plus le rapport signal sur bruit S/N peut s'exprimer :

$$\frac{S}{N} = \frac{\overline{i_p^2}}{\overline{i_{in}^2}} = \frac{1}{2} \frac{m^2 I_p^2}{\overline{i_{in}^2}} \quad (3)$$

où $\overline{i_{in}^2}$ est la somme des différentes composantes de courant de bruit ramenées en entrée du photorécepteur.

En utilisant les équations (1)-(3) et en supposant un taux de modulation de 100 % ($m = 1$), on peut alors exprimer, pour un BER donné, la puissance optique minimale détectable (plus communément appelé sensibilité) du photorécepteur :

$$P_n = \frac{\eta P_{opt}}{\sqrt{2}} = \frac{h\nu}{q} \sqrt{S/N} \sqrt{\overline{i_{in}^2}}$$

L'étude de la sensibilité d'un photorécepteur se ramène donc à celle du bruit équivalent ramené en entrée ($\overline{i_{in}^2}$).

3. Bruit équivalent ramené en entrée

La représentation du bruit, abordée de façon théorique, permet une localisation des différentes sources de bruit du composant. Cependant, il est parfois impossible de comparer des dispositifs entre eux si les sources de bruit sont de natures différentes et/ou localisées à des endroits différents dans la structure.

Afin de rendre possible cette comparaison, il est alors nécessaire de ramener le schéma initial (figure IV-3a) à une configuration singulière commune (figure IV-3b).

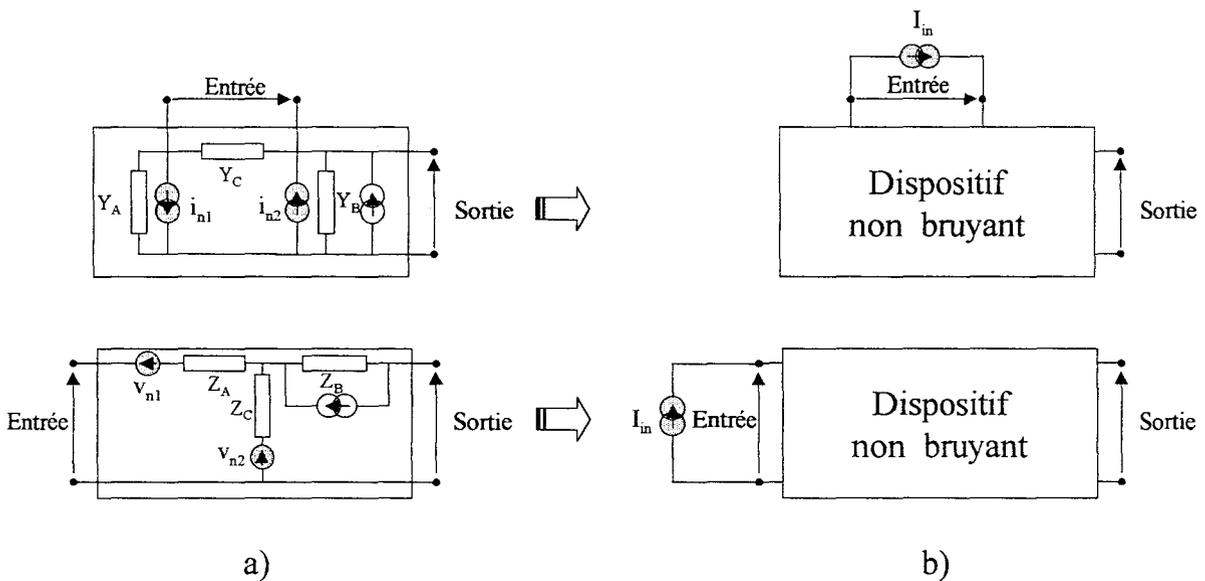


Figure IV-3 : a) Schémas équivalents de deux photorécepteurs quelconques.
 b) Configuration commune permettant la comparaison en bruit.

Dans ce but, les différentes sources de bruit (i_n ou v_n) du photorécepteur sont ramenées au niveau de l'entrée optique. On obtient ainsi une source de bruit équivalente ramenée en entrée (I_{in}) qui tient compte de chacune des sources de bruit du dispositif initial.

On voit donc que le calcul de I_{in} rend possible la comparaison directe en terme de bruit de deux photorécepteurs, ainsi que la détermination de leur sensibilité.

II. Comparaison de deux photorécepteurs de base

Dans cette partie nous comparons les deux photorécepteurs de base que sont l'association p-i-n/HBT et le phototransistor à hétérojonction (HPT).

Cette comparaison a pour but de démontrer les potentialités, en tant que récepteur photonique, du phototransistor à hétérojonction. Nous étudierons pour cela les caractéristiques théoriques du HPT aussi bien en terme de gain et de bande passante que de bruit.

Afin d'en estimer les performances, cette étude se fera en parallèle avec celle de l'association classique p-i-n/HBT qui servira de référence.

A. Présentation des deux photorécepteurs

1. L'association classique p-i-n/HBT

Un des schémas les couramment utilisé en vue de réaliser un récepteur optique intégré est l'association d'un photodétecteur p-i-n avec un transistor HBT. En effet la similitude de la structure de couches des deux composants semble justifier cette combinaison : les couches Base/Collecteur/SousCollecteur du HBT correspondent respectivement aux régions P, intrinsèque et N de la photodiode p-i-n.

Remarque : la complète compatibilité du process de ces deux composants est une qualité partagée par le photodétecteur MSM et les transistors à effet de champ. Par contre, cette dernière combinaison présente, vis à vis de l'association p-i-n/HBT deux inconvénients essentiels :

- une faible barrière schottky pour des composants à base de GaInAs,
- la nécessité, à performances égales, de moyens lithographiques plus important pour la réalisation des transistors à effet de champ (longueur de grille submicronique).

Afin d'étudier l'association p-i-n/HBT, nous présenterons d'abord un modèle petit signal d'un HBT réalisé et caractérisé au sein de l'IEMN.

Modèle HBT petit signal

La modélisation du HBT est rendue complexe de par le caractère réparti des éléments électriques permettant de simuler son fonctionnement. En particulier, au niveau de la jonction Base-Collecteur (BC), il est nécessaire de rendre compte de l'aspect géométrique de la jonction sous la base.

On peut trouver à travers la littérature un grand nombre de modèles mais c'est une étude, menée par Kurishima [4] et basée sur la théorie des lignes, qui a retenu notre attention. En effet, la décomposition en cellule RC de la jonction BC qui y est faite, trouve sa justification liée à des considérations géométriques et technologiques.

C'est sur la base de ces travaux que nous construirons notre schéma équivalent petit signal.

*** Région intrinsèque :**

La jonction Base-Emetteur (BE) intrinsèque est représentée par l'association parallèle d'une capacité C_{be} , constituée d'une capacité de diffusion et d'une capacité de transition, et de la résistance dynamique $R_e = n_E kT/qI_e$ où n_E est le coefficient d'idéalité de la jonction Base-Emetteur et I_e le courant continu d'émetteur.

La jonction Base-Collecteur, quant à elle, est représentée par l'association parallèle d'une capacité C_{bc} et d'une résistance r_{bc} . De par la polarisation inverse de la jonction BC (en régime de fonctionnement normal), la capacité C_{bc} est uniquement constituée d'une capacité de transition et la résistance r_{bc} possède une valeur élevée (de l'ordre de la centaine de $k\Omega$) et sera, par conséquent, négligée.

La figure IV-4 représente le schéma en T de la partie intrinsèque du HBT en émetteur commun.

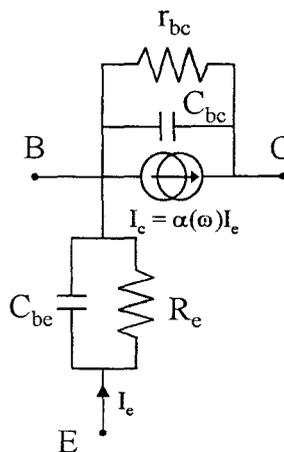


Figure IV-4 : Partie intrinsèque du HBT en émetteur commun.

$\alpha(\omega)$ est le gain en courant en configuration base commune et peut s'écrire sous la forme :

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0 e^{-j\omega\tau}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}} \text{ avec } \omega_\alpha = \frac{1}{R_e C_{be}}$$

où α_0 est le gain en courant dynamique basse fréquence, ω_α est la pulsation de coupure à 3 dB du gain en courant et $e^{j\omega\tau}$ est un terme correctif de phase dû au temps de transit τ des porteurs à travers la base et le collecteur.

*** Région Base-Collecteur :**

On peut voir sur la figure IV-5, une vue en coupe ainsi qu'une vue de dessus de la structure typique d'un HBT réalisée au sein de l'IEMN [10].

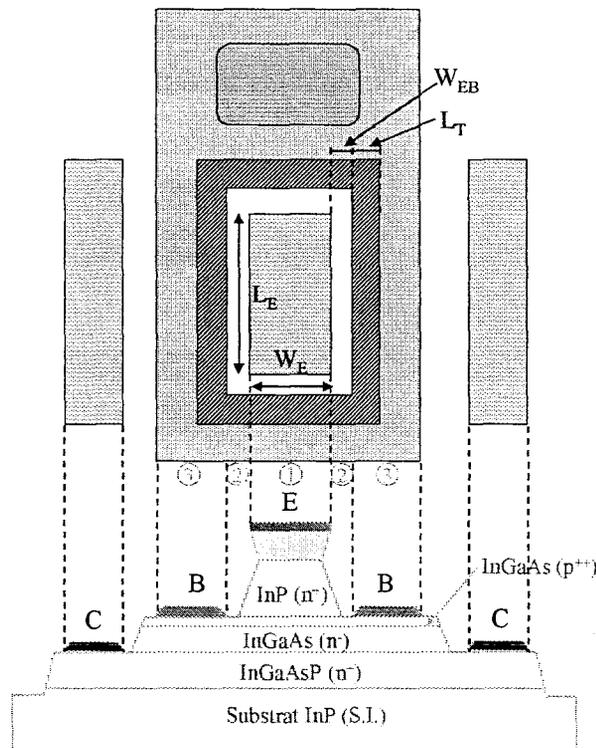


Figure IV-5 : Structure typique d'un HBT.

La région Base-Collecteur peut être divisée en trois parties :

- Une zone intrinsèque se trouvant directement sous la surface de la jonction EB ①,
- Une région intermédiaire comprise entre le mesa d'émetteur et l'électrode de base ② et
- Une région au niveau de l'électrode de base ③ qui peut être scindée en une région extrinsèque et la région du contact ohmique de base.

La région du contact de base est caractérisée par la longueur de transfert L_T , celle-ci est donnée par $L_T = \sqrt{\frac{\rho_c}{R_{sh}}}$ où ρ_c est la résistance spécifique du contact de base et R_{sh} la résistance carrée de base.

La région extrinsèque prend en compte l'extension de l'électrode de base nécessaire à la connexion au plot d'épaississement.

La figure IV-6 représente les différentes composantes résistives et capacitives modélisant la jonction base-collecteur :

- R_{in} et C_{in} sont respectivement la résistance de base et la capacité intrinsèque situées en dessous de la jonction EB.
- R_s et C_s représentent respectivement la résistance de couche et la capacité localisées au niveau de la région intermédiaire.
- R_{con} et C_{con} désignent respectivement la résistance de transfert et la capacité dans la région du contact.
- R_{ex} et C_{ex} expriment respectivement la résistance de contact au niveau de la zone extrinsèque et la capacité dans la région extrinsèque.
- C_{fr} est une capacité parasite de bord située au niveau du mesa de collecteur.

On peut estimer les valeurs des éléments principaux à partir des expressions analytiques suivantes (obtenues à partir de considérations géométriques ou de formules empiriques tirées de la littérature):

$$R_{in} = \frac{R_{sh}W_E}{12L_E} \quad [5-6] \quad \text{et} \quad C_{in} = \frac{\epsilon_0\epsilon_r S_{in}}{W_{dBC}}$$

avec $S_{in} = W_E * L_E$

$$R_s = \frac{R_{sh}W_{EB}}{L_E} \quad \text{et} \quad C_s = \frac{\epsilon_0\epsilon_r S_s}{W_{dBC}}$$

avec $S_s = (W_E + 2 * W_{EB}) * (L_E + 2 * W_{EB}) - W_E * L_E$

$$R_{con} = \frac{R_{sh}L_T}{L_E} \quad \text{et} \quad C_{con} = \frac{\epsilon_0\epsilon_r S_{con}}{W_{dBC}}$$

avec $S_{con} = [W_E + 2 * (W_{EB} + L_T)] * L_E - W_E * L_E = 2 * (W_{EB} + L_T) * L_E$

$$R_{ex} = \frac{\rho_c}{A_{ex}} \quad \text{et} \quad C_{ex} = \frac{\epsilon_0\epsilon_r A_{ex}}{W_{dBC}}$$

avec $A_{ex} = [\text{Surface totale de base (avec déport de plot)}] - [\text{Surface de contact } (S_{con})]$.

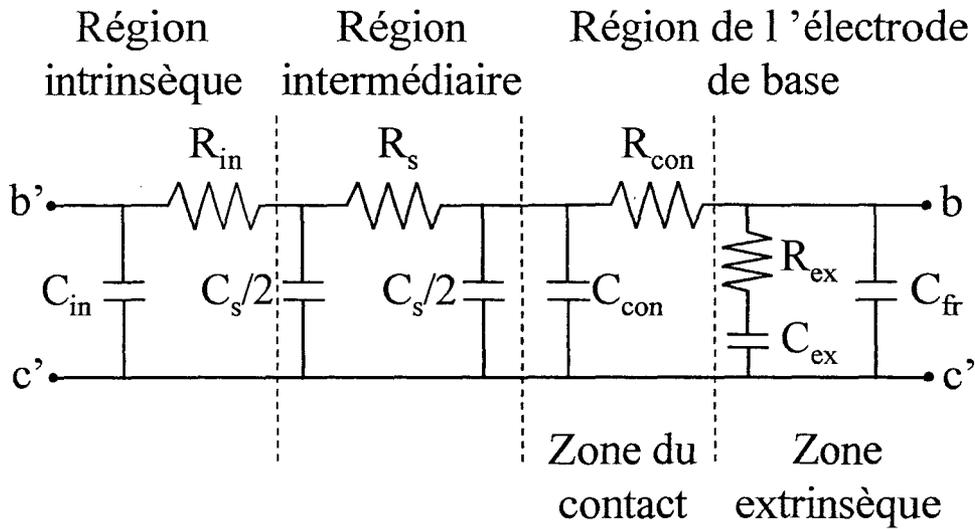


Figure IV-6 : Différents éléments modélisant la région BC.

En effectuant des transformations successives, similaires à celles de la figure IV-7, et sous la validité des hypothèses correspondantes, on peut ramener le schéma de la figure IV-6 au réseau R-C simplifié de la figure IV-8.

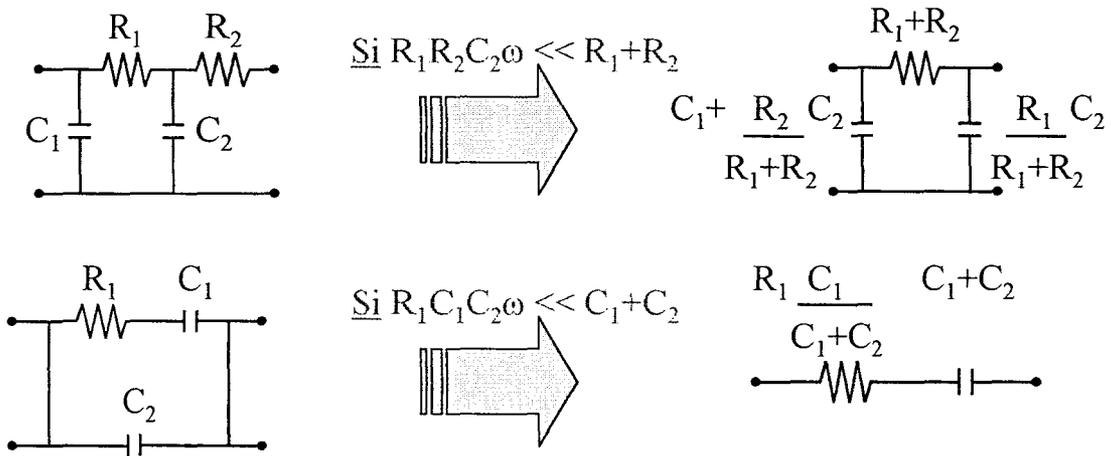


Figure IV-7 : Transformations du schéma modélisant la région Base-Collecteur.

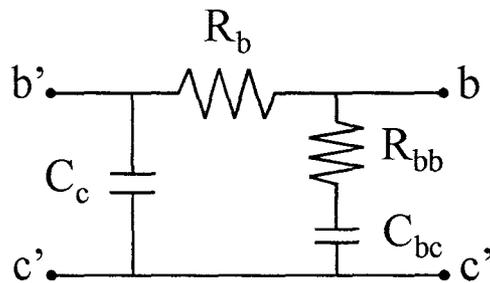


Figure IV-8 : Réseau R-C simplifié modélisant la région BC.

C_c , C_{bc} , R_b et R_{bb} représentent respectivement la capacité collecteur interne, la capacité collecteur externe, la résistance de base et la résistance de contact externe. Ils sont reliés aux éléments d'origine par les relations :

$$R_b = R_{in} + R_s + R_{con}$$

$$C_c = C_{in} + \frac{C_s}{R_{in} + R_s} \left[\frac{R_s}{2} + \frac{R_{con}}{R_b} \left(R_{in} + \frac{R_s}{2} \right) \right]$$

$$C_{bc} = C_{ex} + C_{rem} + C_{fr} \text{ avec } C_{rem} = \frac{C_s}{R_b} \left(R_{in} + \frac{R_s}{2} \right) + \frac{(R_{in} + R_s)}{R_b} C_{con}$$

$$R_{bb} = R_{ex} \frac{C_{ex}}{C_{bc}}$$

A ces éléments, il convient d'ajouter les résistances de contact d'émetteur (R_{ee}) et de collecteur (R_c) ainsi que les éléments parasites (C_{pbc} , C_{pce} , C_{pbe} , L_b , L_c , L_e) où (C_{pbe} , C_{pce} , C_{pbc}) sont des capacités parasites inter-électrodes mais également dues aux plots d'épaissement et (L_b , L_c , L_e) sont des inductances dont l'origine principale est l'interconnexion entre contact et accès microondes.

En utilisant le réseau simplifié de la figure IV-8 et après adjonction des éléments cités ci-dessus, on obtient le schéma équivalent complet du HBT (figure IV-9).

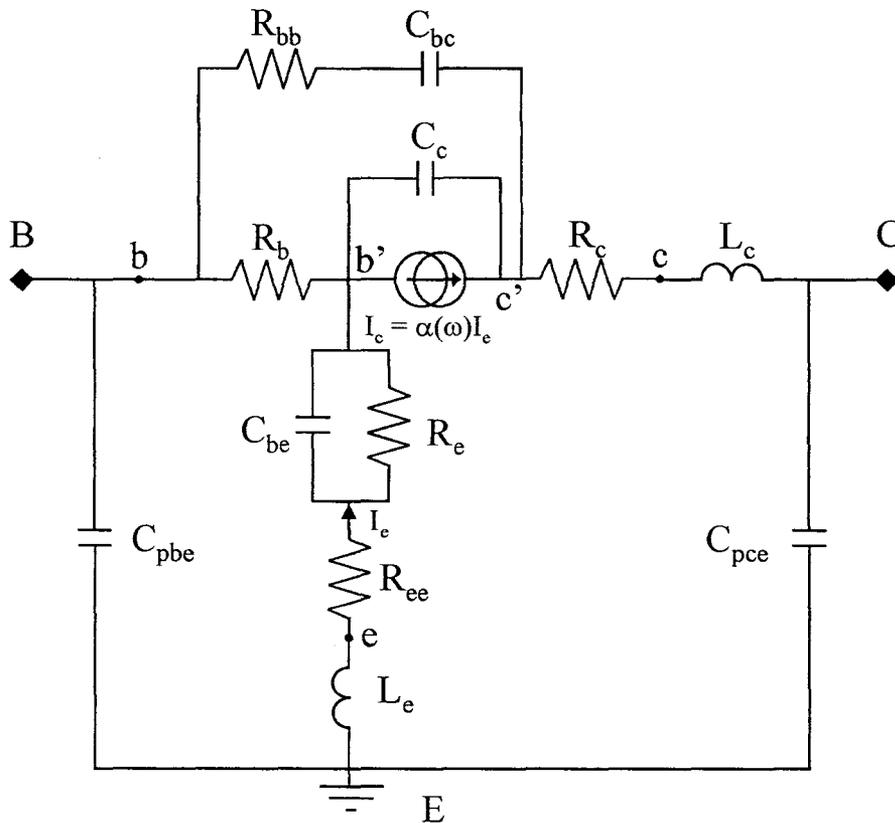


Figure IV-9 : Schéma équivalent en T petit signal du HBT GaInAs/InP.

On peut noter sur cette figure l'absence des éléments C_{pbc} et L_b . En effet, lors du processus d'optimisation (obtention des valeurs des paramètres), ces éléments ont présenté de faibles valeurs qui nous ont amenés à les négliger.

* Processus d'optimisation :

En matière d'optimisation deux grandes familles coexistent :

- La première est basée sur l'optimisation totale des éléments du schéma équivalent.
- La seconde fait appel à des méthodes d'extraction purement analytique.

L'utilisation de l'optimisation de manière primaire a l'avantage de présenter un processus de convergence systématique et ne demande qu'une intervention minimale de l'homme. Il est basé sur la minimisation d'une fonction d'erreur qui est la somme quadratique des erreurs du modèle à la mesure. Il présente, en contre partie, le risque d'aboutir à des solutions non physiques.

La seconde famille d'optimisation est basée sur des méthodes d'extraction analytique. On procède alors par détermination pas à pas en allant de l'extérieur du schéma (éléments parasites) vers les éléments intrinsèques. Cette technique présente l'avantage d'aboutir à une solution unique. Par contre, elle nécessite un grand nombre de mesures (en BF, en HF, jonctions polarisées en inverse, ...) et utilise souvent des motifs de test particuliers (CO, CC, ...).

Nous utilisons ici une méthode intermédiaire. La quasi totalité des éléments du schéma équivalent, à l'exception des éléments parasites, sont dans un premier temps calculés à partir d'expressions analytiques basées sur des considérations géométriques et physiques du composant. On procède ensuite à une optimisation dans de faibles proportions de variations autour des éléments calculés pris comme valeurs initiales. Cette méthode présente l'avantage, sur l'optimisation totale, d'aboutir à une solution physique des éléments du schéma. En contre partie, elle n'aboutit pas systématiquement, comme dans le cas de l'extraction analytique, à une concordance parfaite du modèle avec la mesure.

Ce dernier point n'est pas critique en soi, puisque dans le cas présent, nous avons pu obtenir des résultats tout à fait satisfaisants nous permettant d'utiliser le schéma équivalent du HBT comme point de départ à une comparaison qualitative et quantitative des deux photorécepteurs.

Les paramètres du schéma équivalent, extraits à partir de mesures de paramètres [S] effectuées sur l'un de nos transistors, sont donnés dans le tableau ci-dessous :

$\alpha_0 = 0.9934$	$C_{pbe} = 32 \text{ fF}$	$R_c = 1.8 \Omega$	$L_c = 10 \text{ pH}$
$C_{bc} = 34.7 \text{ fF}$	$C_{pce} = 20 \text{ fF}$	$R_e = 8 \Omega$	$L_e = 3 \text{ pH}$
$C_{be} = 165 \text{ fF}$	$R_b = 66.2 \Omega$	$R_{ce} = 2.3 \Omega$	$\tau = 2.8 \text{ ps}$
$C_c = 16.4 \text{ fF}$	$R_{bb} = 16.7 \Omega$		

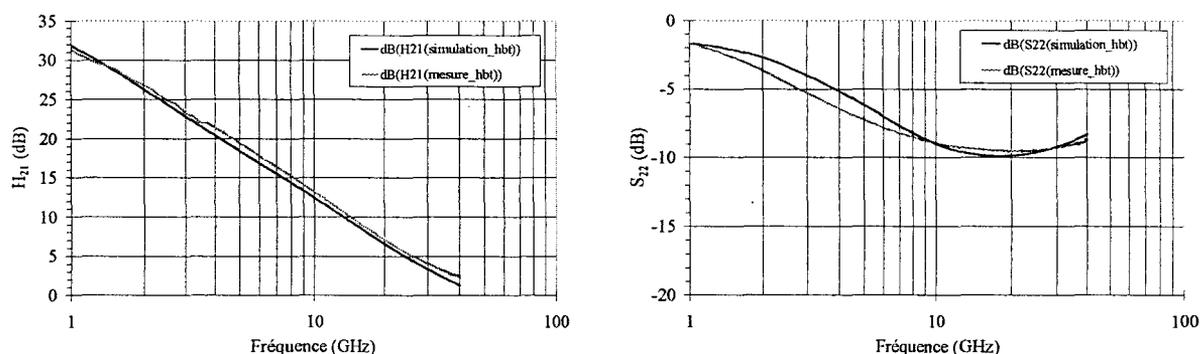


Figure IV-10 : Exemple de comparaison théorie-expérience du HBT.

La figure IV-10 représente deux exemples de paramètres (H_{21} et S_{22}) mesurés et simulés d'un HBT. On peut noter une concordance satisfaisante des paramètres, validant l'utilisation du schéma équivalent de la figure IV-9.

C'est sur la base de ce schéma équivalent que nous développerons le modèle de bruit pour notre comparaison des deux photorécepteurs de base.

2. Le phototransistor à hétérojonction InP/InGaAs

Le phototransistor à hétérojonction (HPT) présente à la fois les propriétés de photodétection (similaire à la photodiode p-i-n) et d'amplification de courant (analogue à celle du transistor bipolaire à hétérojonction).

Le HPT dispose de potentialités importantes puisqu'il s'agit d'un composant basé sur le HBT, ce dernier ayant démontré [7] des performances dynamiques excellentes (F_t et F_{max} supérieures à 200 GHz).

De plus, sa compatibilité technologique avec le HBT permet d'envisager la conception de circuits monolithiques complexes associant ces deux types de composants dans le cadre d'un récepteur photonique élaboré.

De nombreux travaux au sein de l'équipe ont porté tant sur les HPT à éclairissement par le dessus que par la tranche et ceci sur un plan aussi bien théorique [8] que pratique [9,10].

Nous entamerons la partie suivante par une description du HPT à éclairissement par la tranche qui a servi de base expérimentale à notre étude théorique.

Modèle HPT petit signal

Le phototransistor présenté a une structure épitaxiale identique à celle du HBT précédemment décrit. Le schéma équivalent du HPT (figure IV-11) est donc basé sur celui du HBT (figure IV-9).

comportement oscillatoire du phototransistor, ce qui le rendrait alors inutilisable. Il est à noter que cette résistance aura un rôle non négligeable sur le comportement en bruit du HPT.

La figure IV-12 présente l'évolution fréquentielle du coefficient de réponse du HPT en mode transistor (Tr) et en mode photodiode (Phd).

Le gain optique G_{opt} est défini comme la différence, en basse fréquence, du coefficient de réponse en mode transistor et en mode photodiode.

La fréquence de coupure du gain optique $F_{c(opt)}$ est, quant à elle, définie comme le point d'intersection entre le coefficient de réponse en mode transistor et en mode photodiode.

Ce phototransistor présente un gain optique (G_{opt}) de l'ordre de 21 dB et une fréquence de coupure du gain optique ($F_{c(opt)}$) se situant aux environs de 50 GHz.

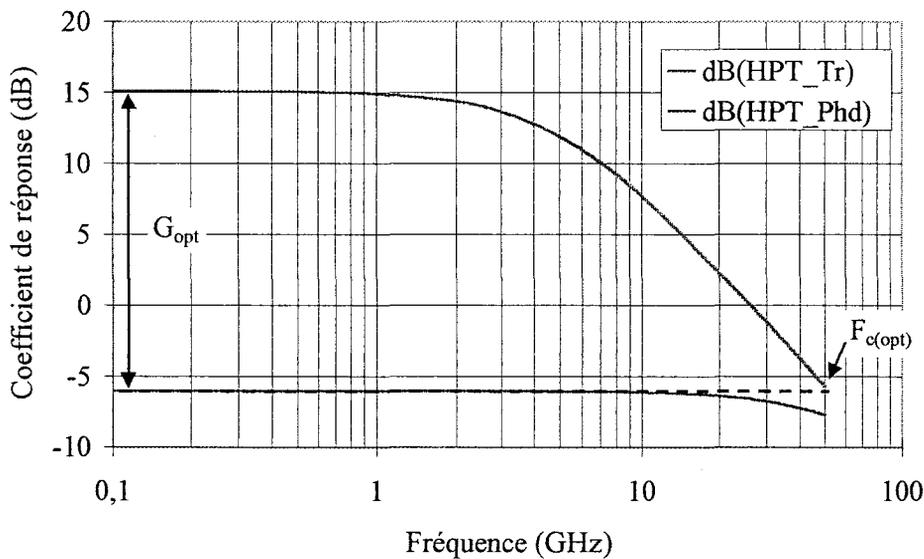


Figure IV-12 : Evolution fréquentielle du coefficient de réponse du HPT en mode transistor (Tr) et en mode (Phd).

3. Performances hyperfréquences

La figure IV-13 représente les réponses fréquentielles optiques du HPT et de l'association p-i-n/HBT. L'obtention de ces réponses fréquentielles est basée sur les schémas équivalents des figures IV-11 et IV-15.

Dans le cas de l'association p-i-n/HBT, le photodétecteur correspond à la partie photodéetectrice du HPT. Il est donc modélisé par une source de courant (I_{ph}), identique à celle du HPT, et par l'association d'une capacité C_D et d'une résistance série R_D (figure IV-15). La valeur de la capacité C_D peut être calculée par :

$$C_D = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S_{BC}}{e}$$

où ϵ_0 et ϵ_r correspondent respectivement à la permittivité du vide et à la permittivité relative de la couche de collecteur,
 S_{BC} la surface totale de la jonction BC du HPT et
 e est l'épaisseur de la zone déserte de la jonction BC (sous polarisation inverse) qui correspond en première approximation à l'épaisseur de la couche de collecteur.

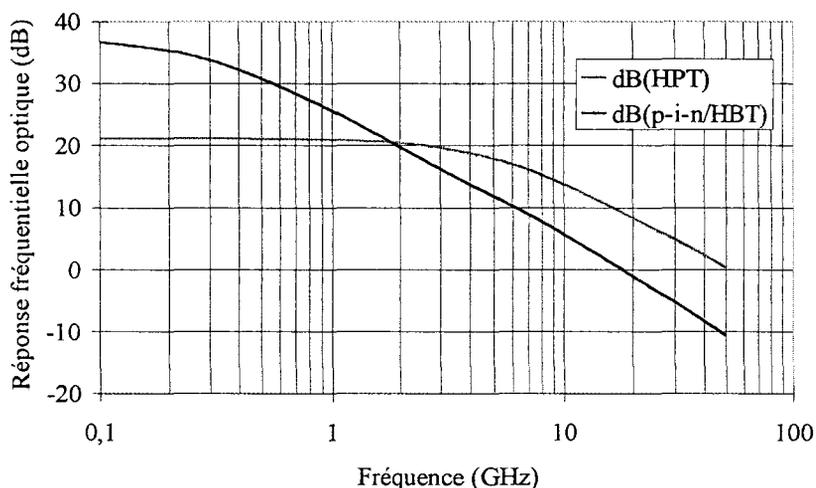


Figure IV-13 : Réponses fréquentielles optiques du HPT et de l'association p-i-n/HBT.

La comparaison de la réponse fréquentielle optique des deux photorécepteurs met en évidence un gain optique plus important pour l'association p-i-n/HBT mais s'accompagnant d'une décroissance fréquentielle plus rapide. Celle-ci fait que l'association p-i-n/HBT présente une fréquence de coupure du gain optique (20 GHz) bien en deçà de celle du HPT (50 GHz).

Rappelons que notre choix s'est porté sur une structure de HBT technologiquement compatible avec la réalisation d'une p-i-n. Ceci a donc impliqué que nous utilisions des paramètres de schémas électriques identiques à ceux du phototransistor. Ce HBT n'est donc pas optimisé d'un point de vue électrique et les performances du photorécepteur s'en trouvent naturellement dégradées.

B. Etude en bruit des deux photorécepteurs

1. Schémas équivalents bruyants

Le comportement en bruit d'un quadripôle linéaire bruyant peut être précisément décrit par deux générateurs de bruit et la matrice de corrélation complexe associée. Le quadripôle bruyant est alors remplacé par un quadripôle non bruyant associé aux deux sources de bruit corrélées.

Dans le cas du HBT intrinsèque en émetteur commun (figure IV-14), ces sources de bruit (notée i_1 et i_2), pour des fréquences au-delà de la fréquence de coupure du bruit en $1/f$ (de l'ordre du MHz pour les HBTs) correspondent au bruit de grenaille des

courants de base et collecteur [11]. Ces sources de bruit sont caractérisées par leur valeur quadratique moyenne sur une bande Δf :

$$\overline{i_1^2} = 2qi_b\Delta f$$

$$\overline{i_2^2} = 2qi_c\Delta f$$

où i_b et i_c correspondent respectivement au courant continu de base et de collecteur.

Une certaine corrélation entre ces deux sources de bruit peut exister dans certains cas spécifiques. Cependant, pour des fréquences comprises entre la fréquence de coupure du bruit en $1/f$ et la fréquence de transition f_T du transistor, la corrélation entre i_1 et i_2 pourra être négligée [12].

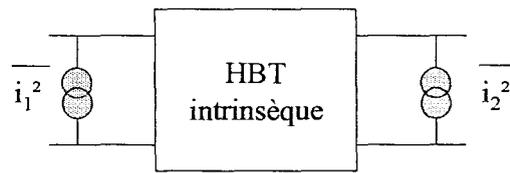


Figure IV-14 : Modélisation en bruit de la partie intrinsèque du HBT (schéma équivalent donné figure IV-4).

Le comportement en bruit du HBT complet ne peut être décrit par ce simple circuit équivalent intrinsèque. Pour cela nous utilisons le schéma équivalent complet du HBT auquel nous associons les sources de bruit thermiques placées en parallèle des résistances correspondantes (représentation de Norton). Elles ont pour valeurs respectives :

$$i_n = \sqrt{4KT\Delta f / R}$$

La figure IV-15 représente le schéma équivalent utilisé pour étudier le comportement en bruit de l'association p-i-n/HBT.

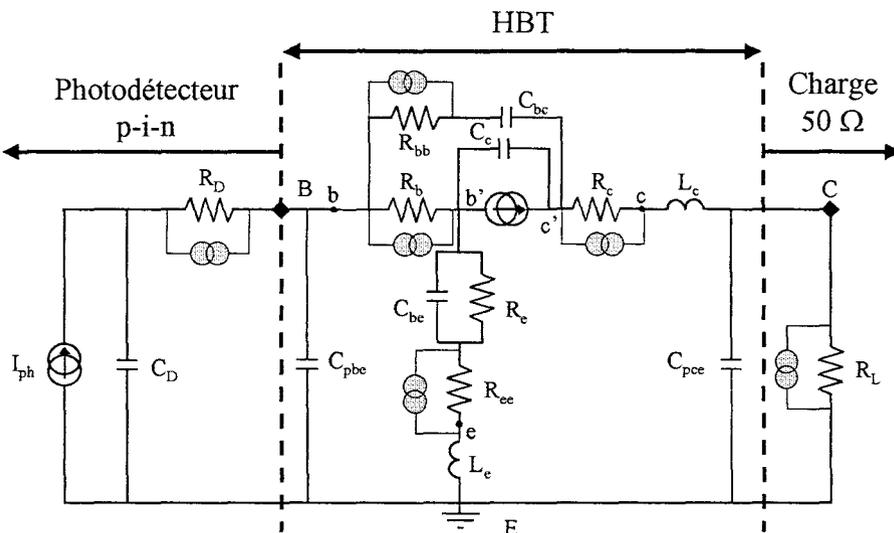


Figure IV-15 : Schéma équivalent en bruit de l'association p-i-n/HBT.

Le HBT bruyant est donc modélisé par les deux sources de bruit relatives aux deux jonctions et les sources de bruit thermique associées aux résistances "parasites". Dans un souci de clarté, n'apparaissent sur ce schéma, que les sources de bruit thermiques.

Le photodétecteur est modélisé par deux sources de bruit : une source de bruit de grenaille due au photocourant (I_{ph}) et une source de bruit thermique due à la résistance série (R_D) du photodétecteur.

Le bruit généré par la résistance de charge (R_L) est pris en compte par une source de bruit thermique placée en parallèle à celle-ci.

Les sources de bruit utilisées pour l'étude du comportement en bruit du HPT sont identiques à celles du HBT. A ces sources de bruit viennent s'ajouter la source de bruit de grenaille due au photocourant (I_{ph}) et les sources de bruit thermique dues aux résistances R_L et R_{L2} .

En résumé, les sources de bruit prise en compte pour l'étude en bruit des deux photorécepteurs sont :

- les deux sources de bruit de grenaille (I_b et I_c) pour la partie intrinsèque des photorécepteurs,
- la source de bruit due au photocourant (I_{ph}) placée en parallèle à l'entrée respective de chaque photorécepteur,
- les sources de bruit thermique dues aux résistances (R_b , R_{bb} , R_c , R_{cc} et R_L) ainsi que R_D pour l'association p-i-n/HBT et R_{L2} dans le cas du HPT.

2. Densité spectrale de bruit

De façon à estimer la densité spectrale de bruit de chaque photorécepteur, les différentes sources de bruit (I_n) sont ramenées [13-18] en parallèle à l'entrée (I_{in}).

On peut alors calculer pour chacun des deux photorécepteurs la densité spectrale de courant de bruit totale ramenée en entrée (S_{in_total}) qui correspond à :

$$S_{in_total} = \sqrt{\sum S_{in}^2} \text{ avec } S_{in} = \frac{I_{in}}{\sqrt{\Delta f}}$$

Cette simple sommation quadratique est rendue possible par la non corrélation des différentes sources de bruit.

L'évolution fréquentielle de la densité spectrale de bruit pour l'association p-i-n/HBT et le HPT sont données respectivement figures IV-16 et IV-17.

Ces figures présentent la densité spectrale de bruit totale, ainsi que la contribution des différentes sources de bruit qui sont à son origine. On constate immédiatement que les sources de bruit ont une influence plus ou moins importante selon le domaine fréquentiel étudié.

En ce qui concerne l'association p-i-n/HBT (figure IV-16), la densité spectrale de bruit totale est essentiellement dominée :

- en basse fréquence, par la source de bruit due au photocourant (I_{ph}),
- aux fréquences intermédiaires, par les sources de bruit dues au courant collecteur (I_c) et à la résistance de base (R_b),
- en haute fréquence, par les sources de bruit dues au courant collecteur (I_c) et dans une moindre mesure aux résistances de base (R_b) et de charge (R_L).

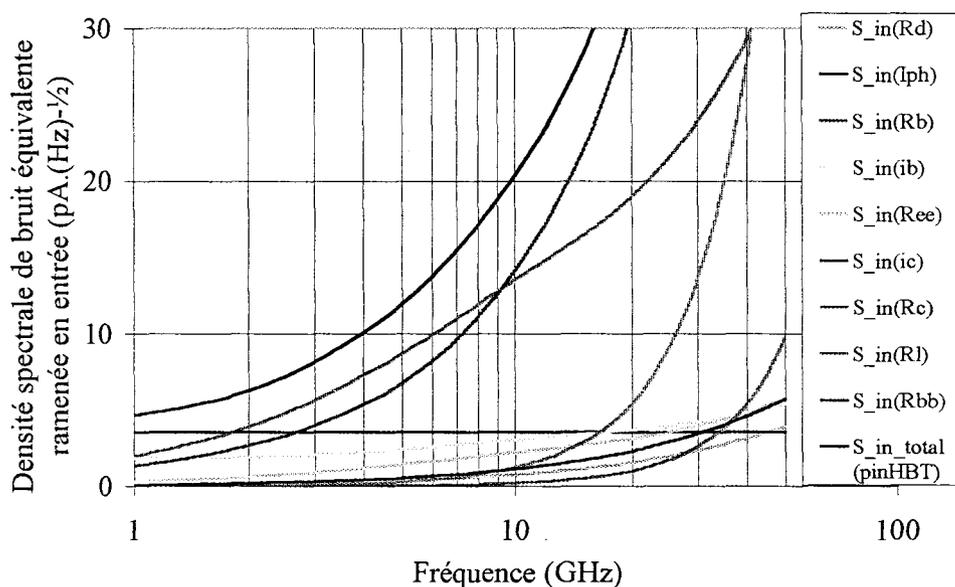


Figure IV-16 : Evolution fréquentielle de la densité spectrale de bruit de l'association p-i-n/HBT.

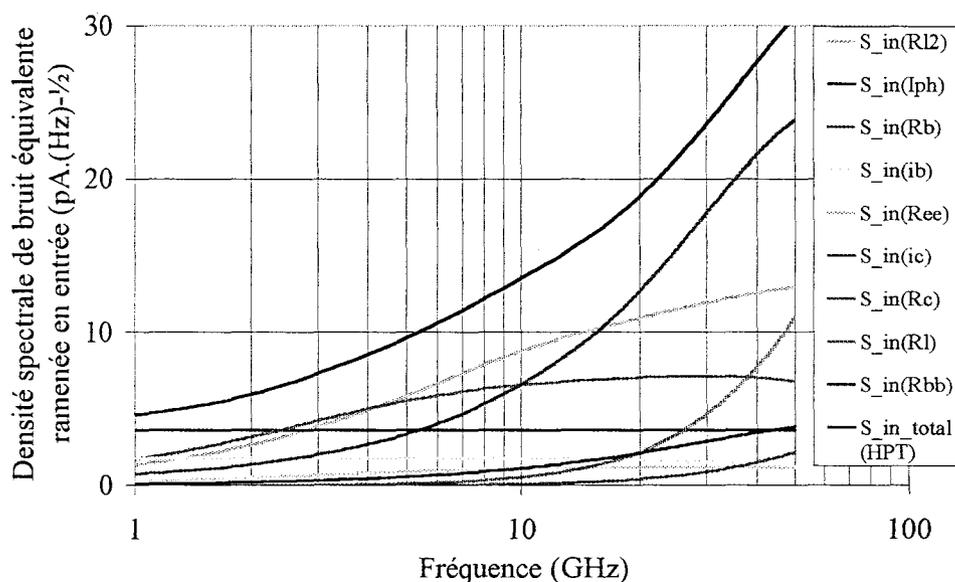


Figure IV-17 : Evolution fréquentielle de la densité spectrale de bruit du HPT.

Dans le cas du HPT (figure IV-17), la densité spectrale de bruit totale est causée :

- en basse fréquence, par la source de bruit due au photocourant (I_{ph}),
- aux fréquences intermédiaires, par les sources de bruit dues aux résistances (R_{L2} et R_b) ainsi qu'au courant collecteur (I_c),
- en haute fréquence, par la source de bruit due au courant collecteur (I_c).

La figure IV-18 compare la densité spectrale de bruit des deux photorécepteurs.

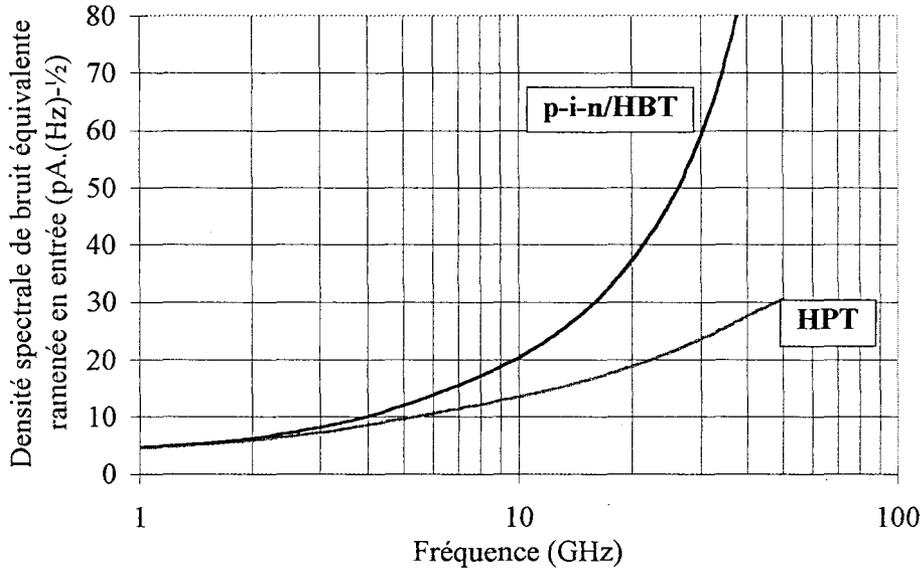


Figure IV-18 : Comparaison des densités spectrales de bruit du HPT et de l'association p-i-n/HBT.

Les deux photorécepteurs présentent des densités spectrales identiques en basse fréquence alors qu'un net avantage du HPT sur l'association p-i-n/HBT peut être constaté au fur et à mesure que la fréquence croît.

Cette particularité du HPT est essentiellement due à l'emplacement singulier de son entrée qui modifie la contribution des sources de bruit dues au courant collecteur (I_c) mais aussi à la résistance de base (R_b).

3. Influence des éléments du schéma équivalent

Le but de cette partie est d'étudier la contribution individuelle de chaque élément du schéma équivalent sur les différentes composantes de bruit des deux photorécepteurs, dans la gamme de fréquence [1 GHz-50 GHz], et ceci afin de préciser les éléments pouvant contribuer à une amélioration des performances en bruit des deux photorécepteurs.

A cette fin, on fait varier individuellement chaque élément du schéma équivalent et on regarde l'évolution des densités spectrales de bruit qui composent le bruit équivalent ramené en entrée (S_{in}) pour chacun des photorécepteurs.

Ce travail s'effectue en deux étapes : on regarde d'abord la contribution des éléments primaires (qui sont à l'origine des sources de bruit) ensuite les autres éléments du schéma équivalent (intervenant dans le processus de déplacement des sources vers l'entrée).

a) Contribution des éléments primaires

Ces éléments se composent des résistances R_{in} , R_s , R_{con} (constituant R_b), R_{ex} (lié à R_{bb}) et R_{cc} , R_c et R_d .

Afin d'estimer l'influence de chaque paramètre sur les différentes sources de bruit, on modifie individuellement chacun des paramètres de sa valeur initiale (X_i) à une valeur moitié ($X_f = X_i/2$). On regarde alors, pour chacun des deux photorécepteurs, l'évolution relative des différentes composantes de bruit. Celle-ci est calculée par :

$$\text{Evolution de } S_{in} (\%) = \left[\frac{S_{in}(X_i) - S_{in}(X_f)}{S_{in}(X_i)} \right] * 100$$

Etant donné la formule utilisée (ci-dessus), une variation positive correspondra à une diminution du bruit et inversement.

*** R_{con}**

L'élément R_{con} représente le constituant majeur de la résistance de base R_b . Cette dernière intervient directement sur le bruit dû à R_b ($S_{in}(R_b)$), mais aussi sur les autres sources de bruit (figure IV-19) lorsque R_b se situe entre l'emplacement d'origine des sources de bruit et l'entrée du photorécepteur.

Dans le cas de l'association p-i-n/HBT, on note une faible influence (inférieure à 5 %) sur le bruit total (S_{in_total}) aux fréquences basses et intermédiaires et une influence plus importante (allant jusqu'à 20 %) en haute fréquence essentiellement due à la variation de $S_{in}(I_c)$.

Dans le cas du HPT, on remarque une influence importante sur S_{in_total} aux fréquences intermédiaires due principalement aux variations conjuguées de $S_{in}(R_b)$ et $S_{in}(R_{L2})$. Cette influence est amoindrie aux fréquences élevées due à la faible variation, à ces fréquences, de $S_{in}(I_c)$.

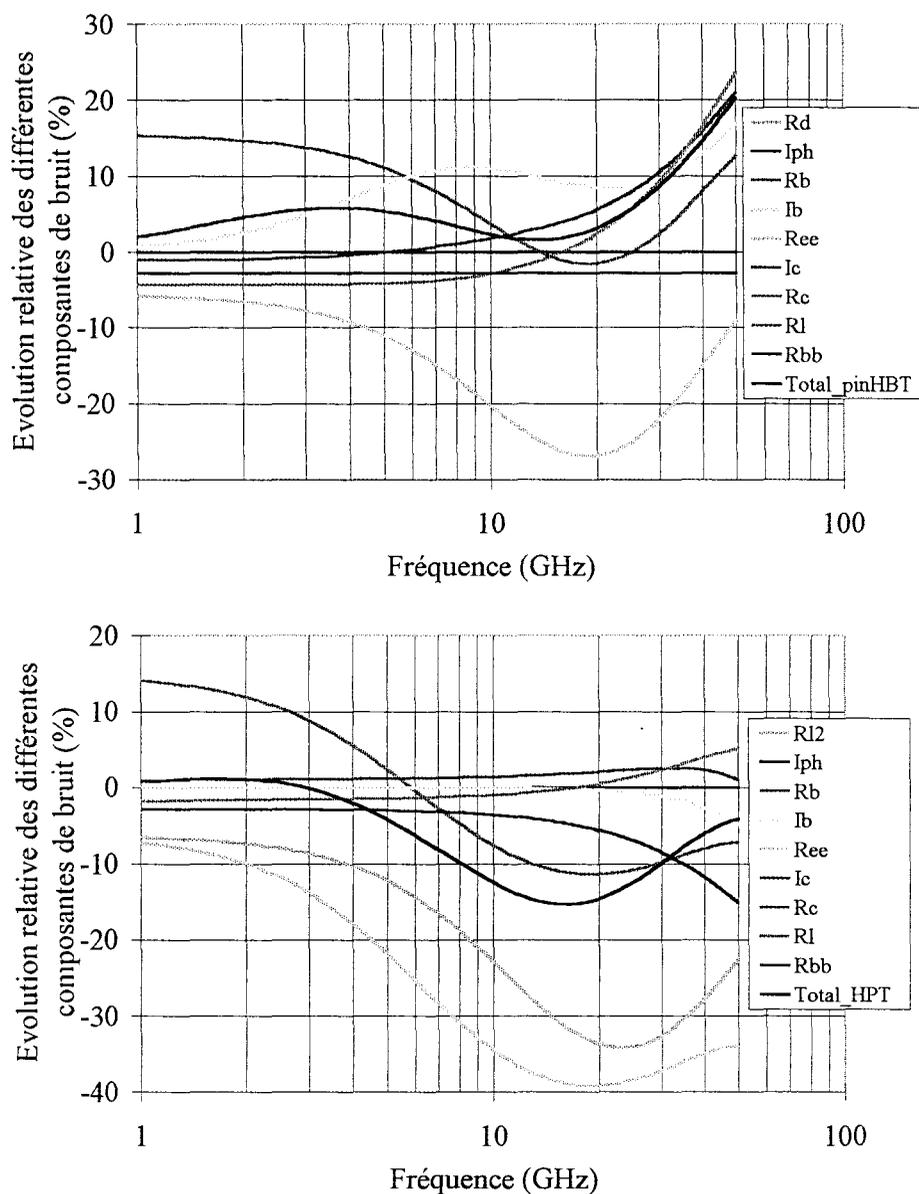


Figure IV-19 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre R_{con} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* R_{in}, R_s

Les éléments R_{in} et R_s interviennent sur la valeur de la résistance R_b au même titre que la résistance R_{con} . Leurs faibles valeurs, comparées à R_{con} , font qu'ils influencent de façon moins significative les différentes sources de bruit.

Leur influence sur le bruit total, que ce soit pour l'association p-i-n/HBT ou pour le HPT (respectivement figures de gauche et de droite des figures IV-20) est faible (inférieure à 5 %).

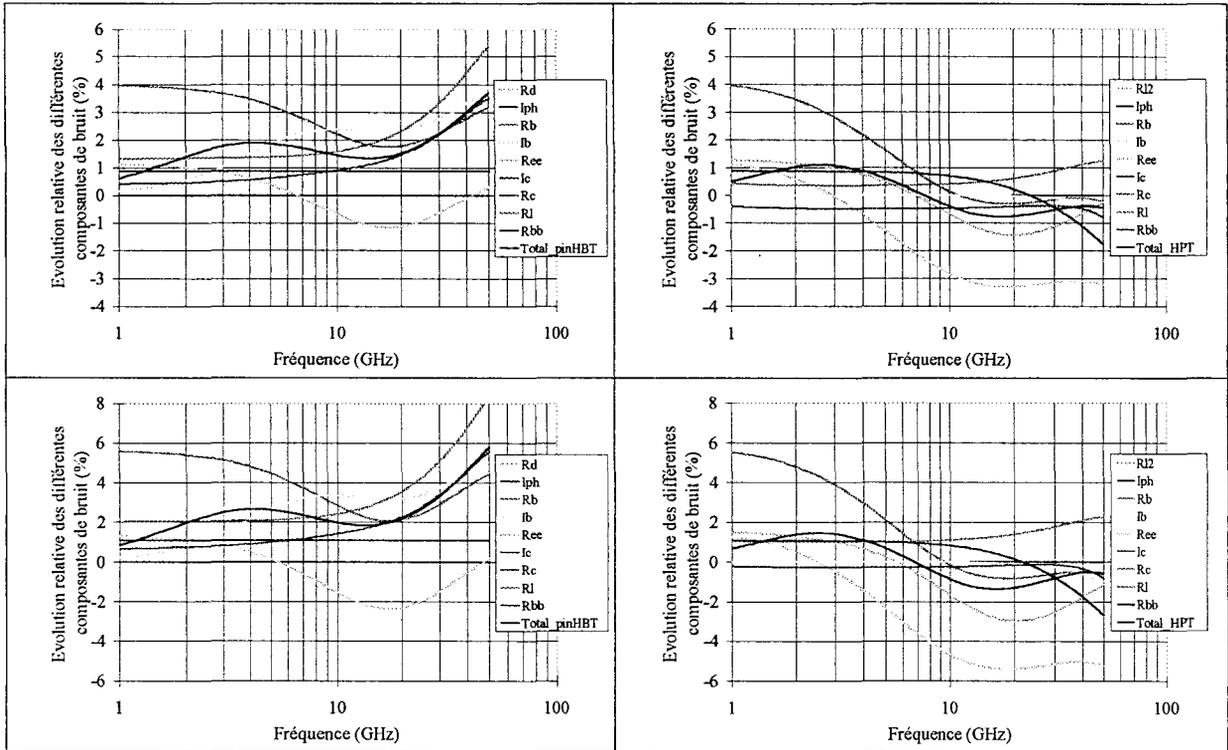
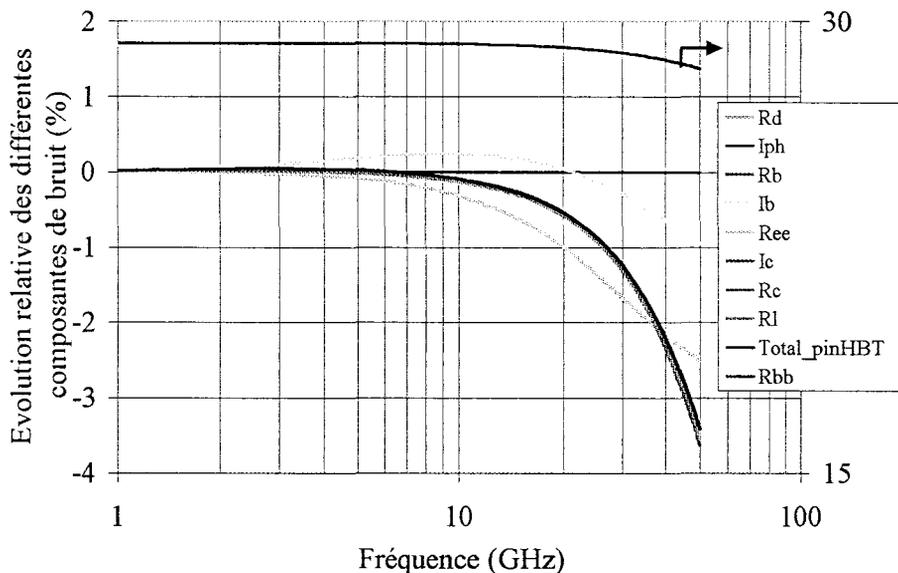


Figure IV-20 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 des paramètres R_{in} (haut) et R_s (bas) dans le cas du HPT (droite) et pour l'association p-i-n/HBT (gauche).

* R_{ex}

La résistance R_{ex} est directement liée à R_{bb} et intervient donc à ce titre (figure IV-21) sur $S_{in}(R_{bb})$.



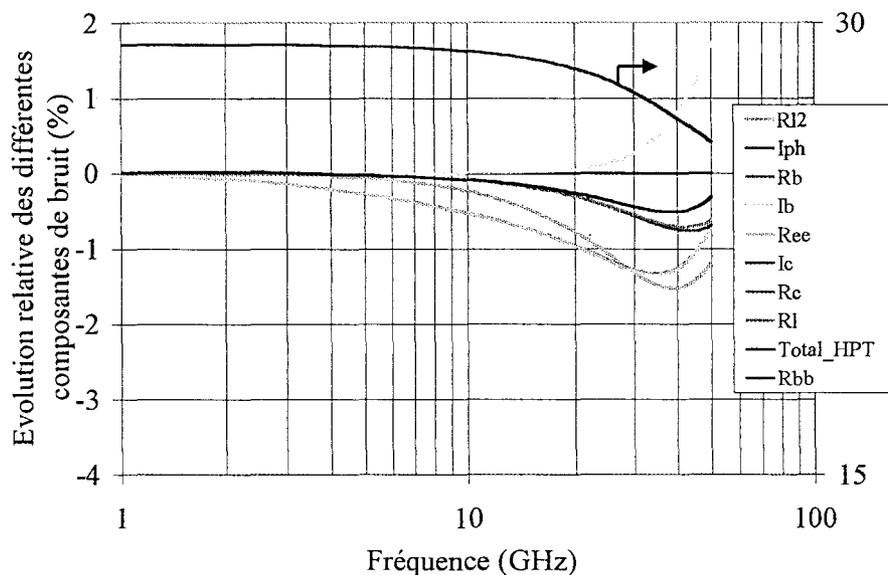


Figure IV-21 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre R_{ex} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (page précédente) et dans le cas du HPT (ci-dessus).

Or quel que soit le domaine fréquentiel et le photorécepteur étudié (figures IV-16 et IV-17), $S_{in}(R_{bb})$ n'a qu'une influence faible sur S_{in_total} .

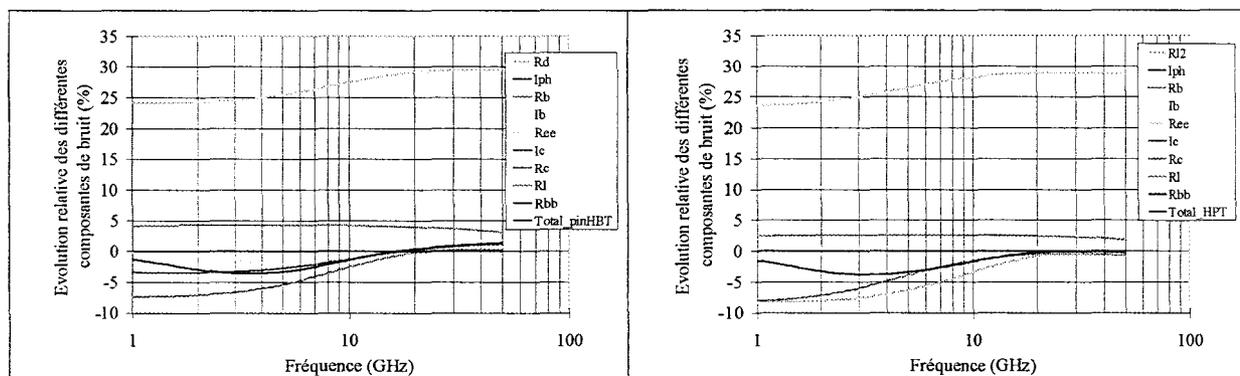
De plus, la faible influence de R_{ex} sur les autres sources de bruit fait que ce paramètre intervient de façon peu significative sur le bruit total des deux photorécepteurs.

* R_{ee}, R_c

La résistance R_{ee} (respectivement R_c) influence de façon importante $S_{in}(R_{ee})$ (respectivement $S_{in}(R_c)$).

Or ces sources de bruit n'ont qu'une faible influence sur S_{in_total} quelle que soit la fréquence.

De plus, R_{ee} (respectivement R_c) engendre une faible variation des autres sources de bruit et n'influe donc pas de façon significative sur le bruit total des deux photorécepteurs (figures IV-22).



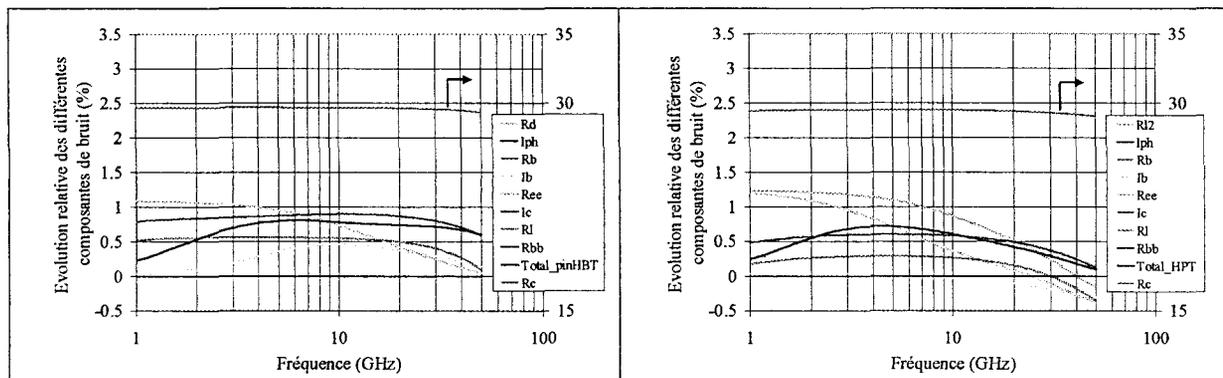


Figure IV-22 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 des paramètres R_{ee} (page précédente) et R_c (ci-dessus) dans le cas du HPT (droite) et pour l'association p-i-n/HBT (gauche).

* R_d

La résistance R_d n'intervient que dans le cas de l'association p-i-n/HBT. De par sa position vis à vis de l'entrée, elle prend part (figure IV-23) à toutes les sources de bruit (à l'exception de $S_{in}(I_{ph})$ se trouvant à l'entrée du photorécepteur). Cependant sa faible valeur ne lui confère qu'un rôle mineur sur le bruit total.

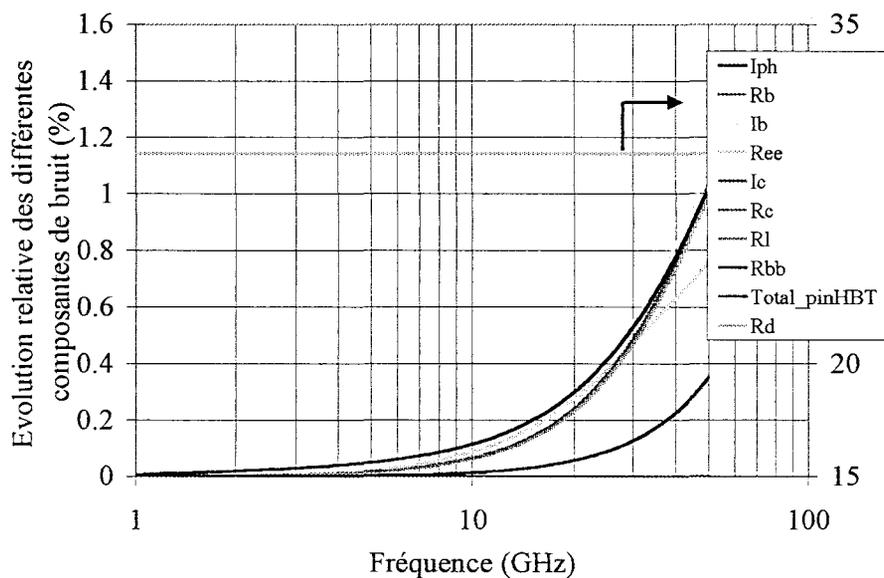


Figure IV-23 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre R_d dans le cas de l'association p-i-n/HBT.

b) Contribution des éléments indirects

Il s'agit des éléments (R_e , C_{be} , C_d , C_{con} , C_{ex} , C_{fr} , C_{in} , C_s , C_{pbe} , C_{pce} , L_c et L_e) qui interviennent indirectement sur les sources de bruit de par leur emplacement respectif vis à vis de l'entrée des photorécepteurs.

* R_e

La résistance R_e engendre des comportements similaires (figure IV-24) sur le bruit total des deux photorécepteurs.

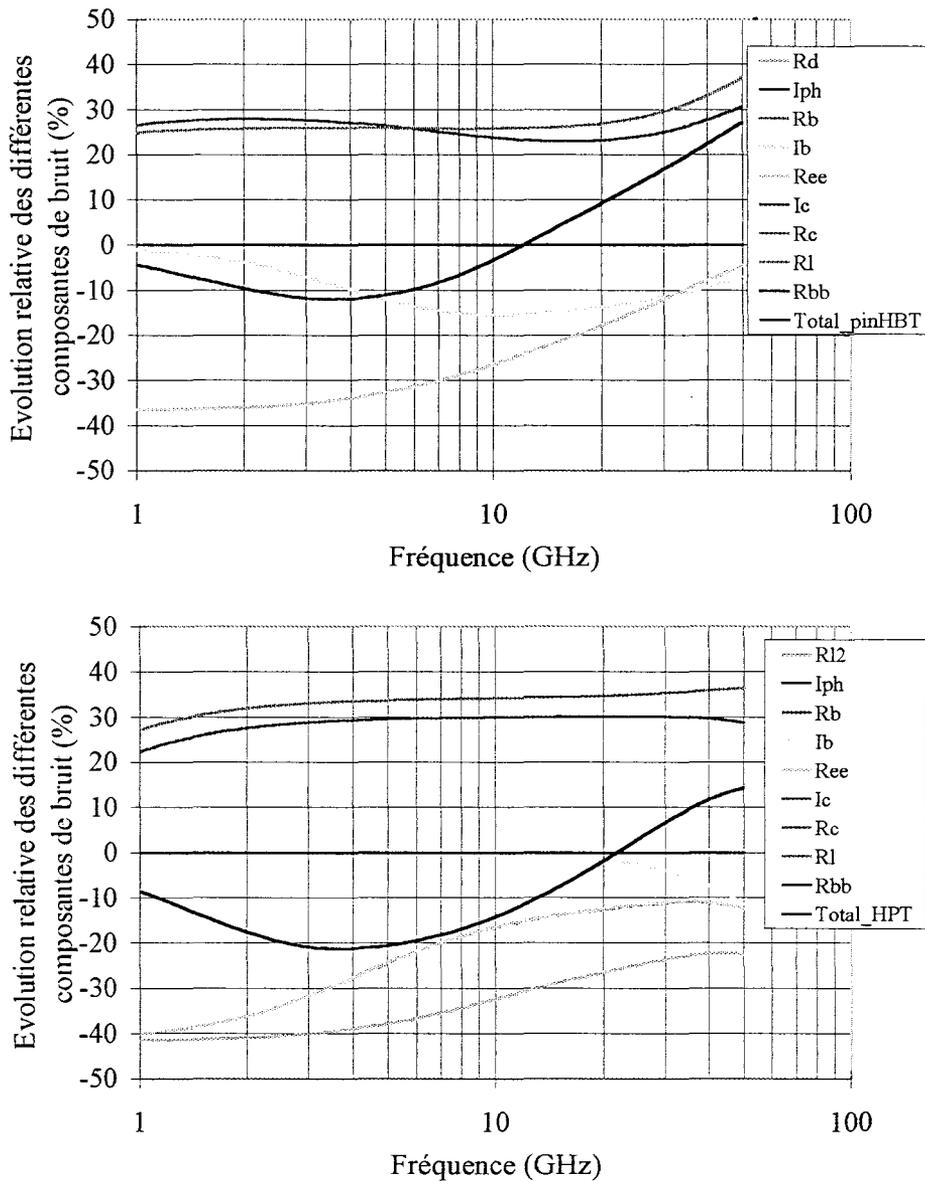


Figure IV-24 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre R_e dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

On remarque une évolution négative de S_{in_total} (accroissement du bruit), aux fréquences intermédiaires, due à $S_{in}(R_b)$ pour l'association p-i-n/HBT et causée par $S_{in}(R_{L2})$ et $S_{in}(R_b)$ dans le cas du HPT. Il présente par contre une évolution positive (réduction du bruit), en haute fréquence, pour les deux photorécepteurs. Celle-ci est liée au rôle de $S_{in}(I_c)$ à ces fréquences.

* C_{be}

La capacité C_{be} influence essentiellement aux fréquences élevées (figure IV-25) le comportement du bruit total des deux photorécepteurs. Cette évolution est liée à la variation de $S_{in}(I_c)$.

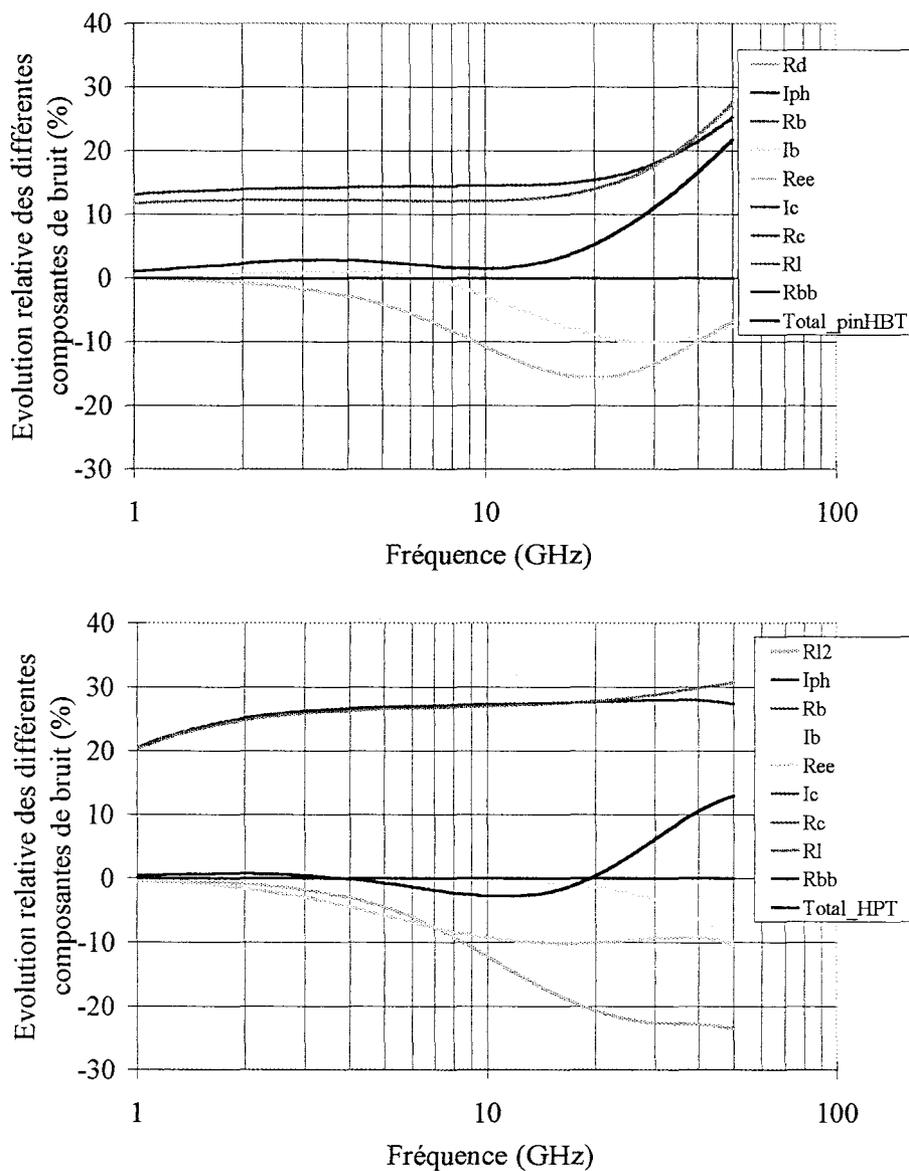


Figure IV-25 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_{be} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* C_d

La capacité C_d n'intervient que dans le cas de l'association p-i-n/HBT.

De la même façon que la résistance R_D , elle intervient (figure IV-26) sur toutes les sources de bruit (à l'exception de $S_{in}(I_{ph})$ se trouvant à l'entrée du photorécepteur) mais de façon plus substantielle.

On note en particulier en haute fréquence une influence significative (proche de 10 %) de S_{in_total} , liée principalement à la variation de $S_{in}(I_c)$.

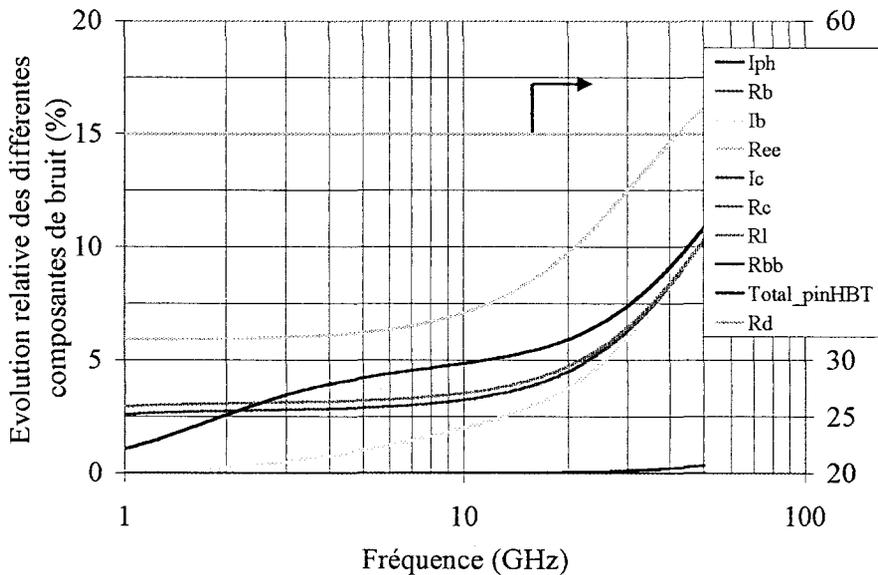


Figure IV-26 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_d dans le cas de l'association p-i-n/HBT.

* C_{con}

La capacité C_{con} est liée à la capacité C_{bc} et à la résistance R_{bb} . Or quel que soit le photorécepteur, $S_{in}(R_{bb})$ n'a qu'une influence négligeable sur S_{in_total} .

En outre, sa faible influence sur les autres sources de bruit (figure IV-27) limite son importance.

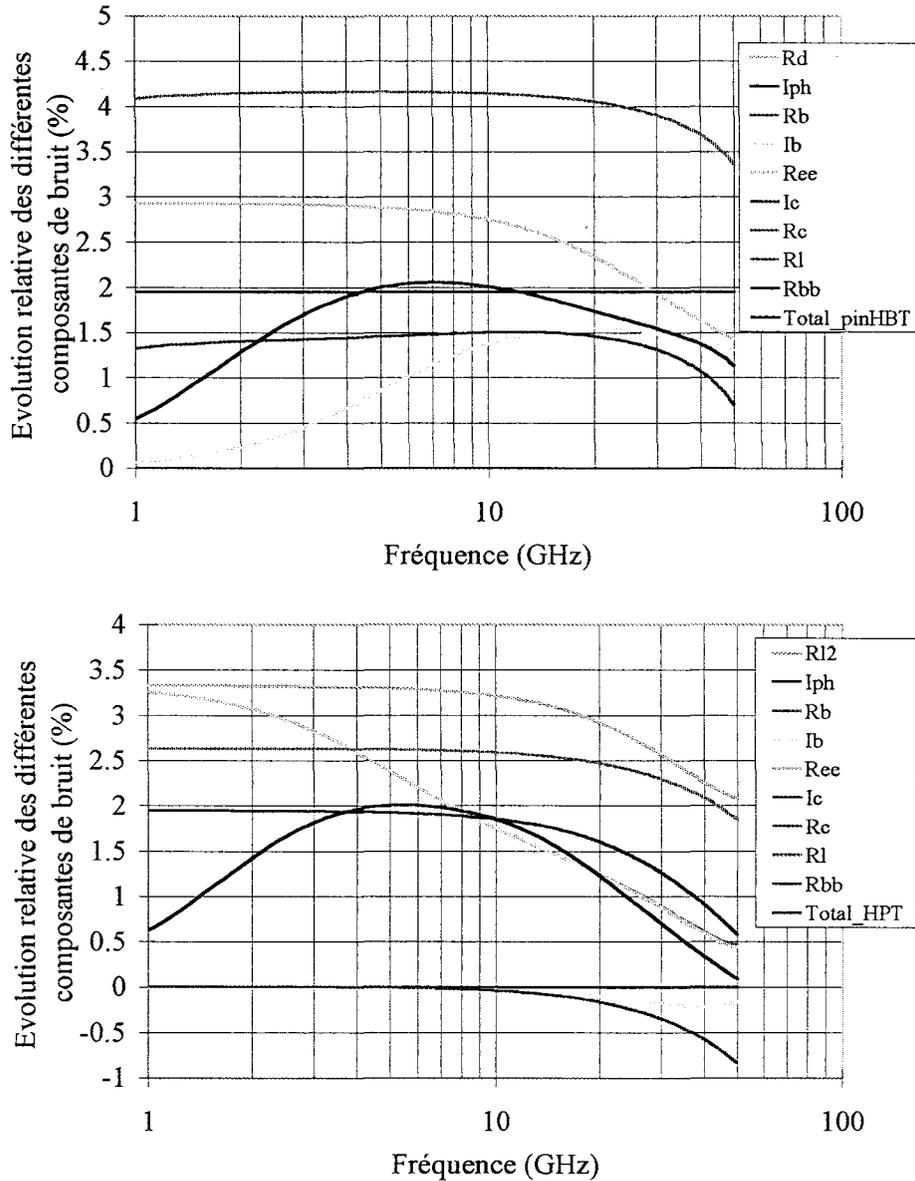
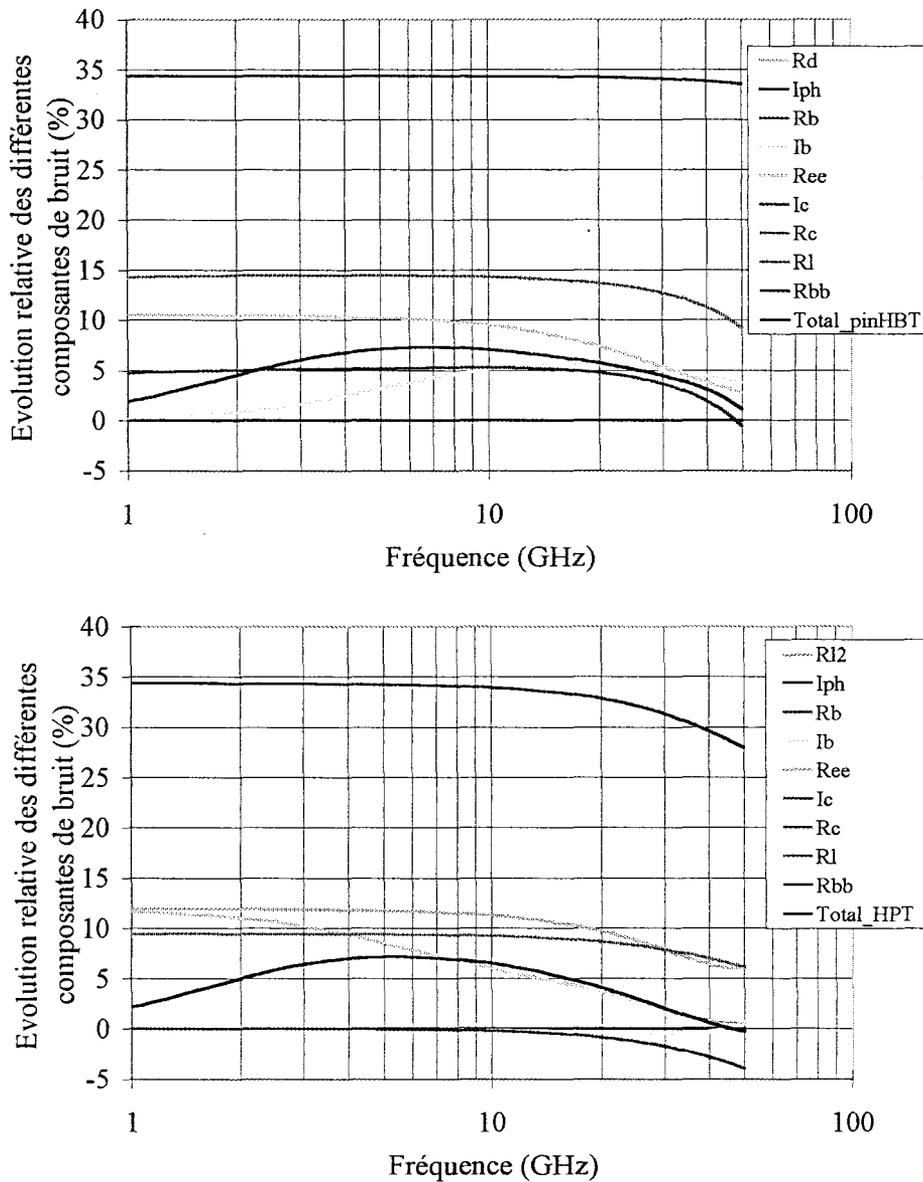


Figure IV-27 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_{con} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* C_{ex}

La capacité C_{ex} , tout comme C_{con} , est liée à la capacité C_{bc} et à la résistance R_{bb} . L'influence négligeable de $\sin(R_{bb})$ sur S_{in_total} diminue son importance. Cependant, la capacité C_{ex} intervient sur les autres sources de bruit (figure IV-28), en particulier, aux fréquences intermédiaires, sur $S_{in}(R_{L2})$ dans le cas du HPT. Or cette source de bruit présente une influence non négligeable, à ces fréquences, sur le bruit total du HPT.



* Figure IV-28 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_{ex} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* C_{fr}

La variation de la capacité C_{fr} présente une évolution des différentes composantes de bruit similaires à celles des capacités C_{ex} et C_{con} .

Sa valeur plus importante exacerbe son influence sur les différentes sources de bruit et influe de façon non négligeable, en particulier aux fréquences intermédiaires, sur le bruit total des deux photorécepteurs (figure IV-29).

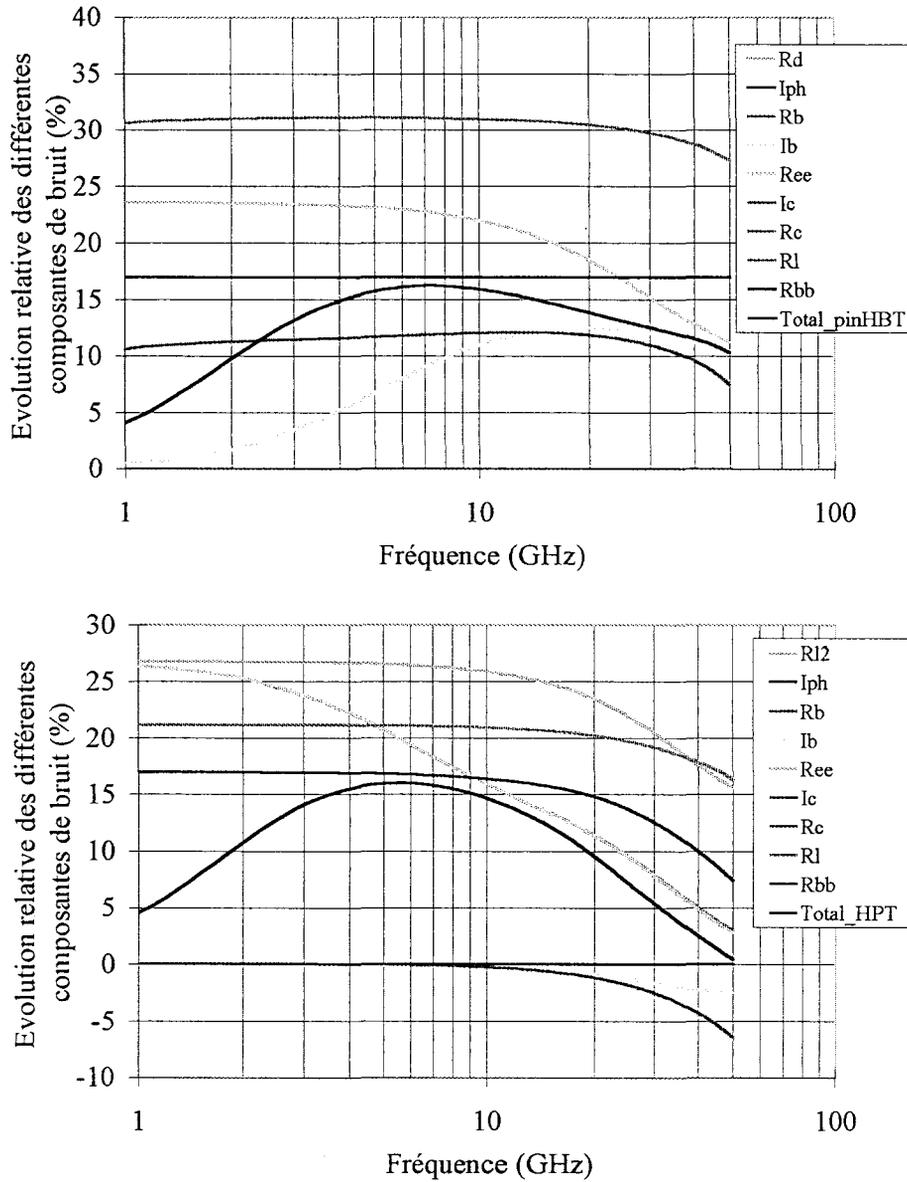


Figure IV-29 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_{fr} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* C_{in}, C_s

La variation des capacités C_{in} et C_s engendre des comportements similaires des différentes sources de bruit pour chacun des deux photorécepteurs (figures IV-30). Dans le cas de l'association p-i-n/HBT, on constate aux fréquences élevées une évolution de S_{in_total} liée à la variation de $S_{in}(I_c)$. Dans le cas du HPT, on note une faible variation, à ces mêmes fréquences, du bruit total. En fait celle-ci est compensée par les évolutions opposées de $S_{in}(I_c)$ et $S_{in}(R_{L2})$.

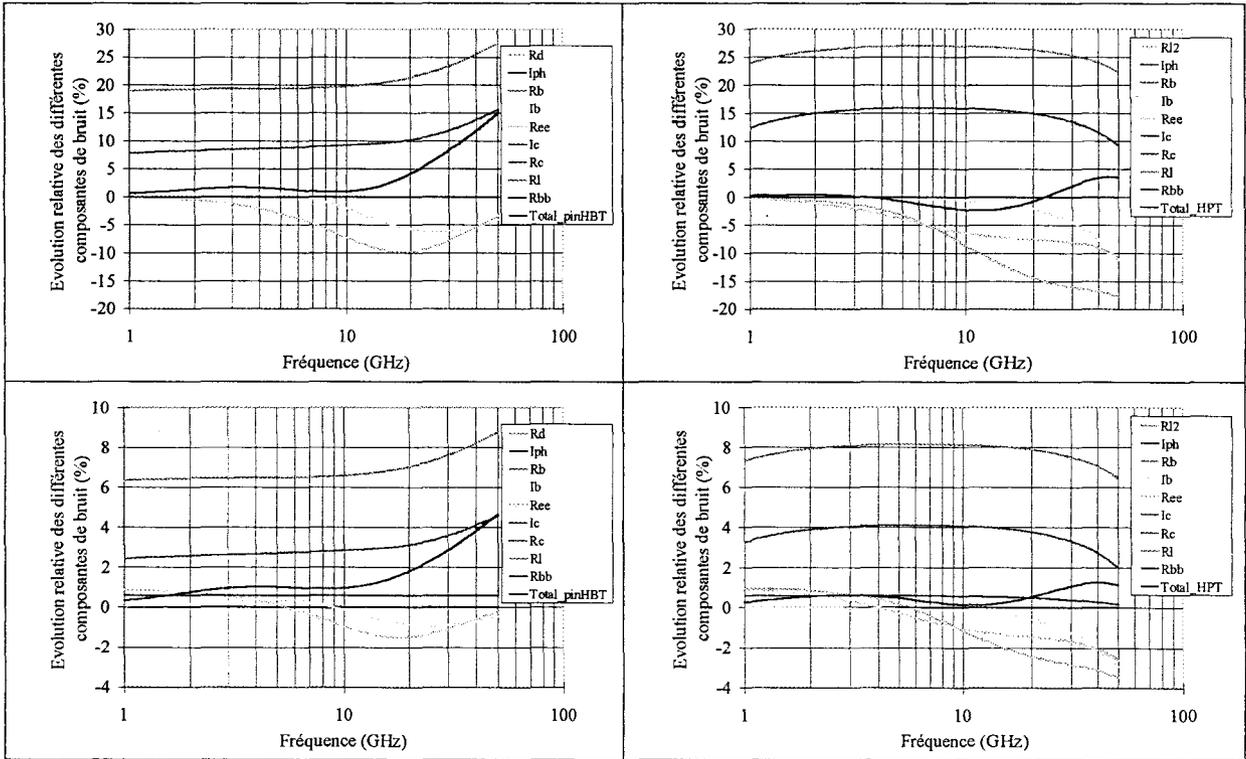
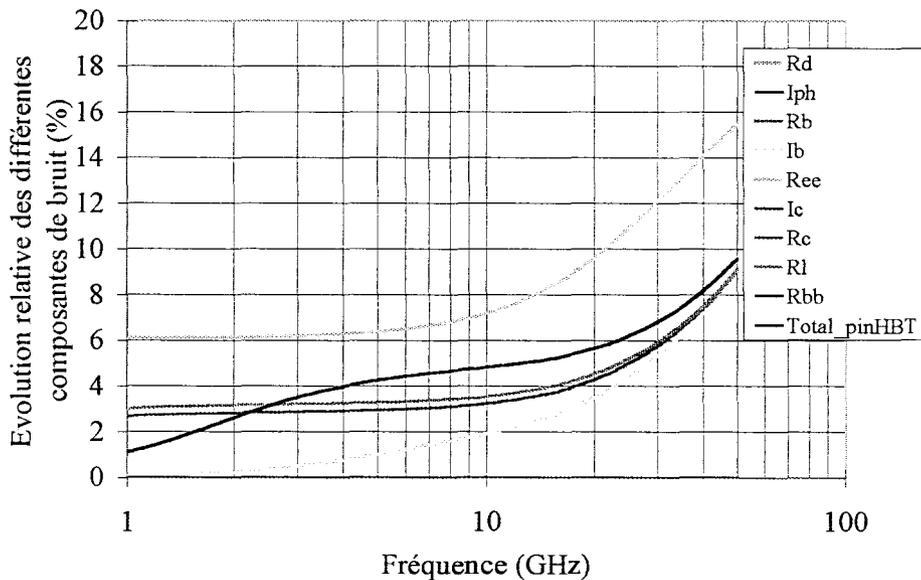


Figure IV-30 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 des paramètres C_{in} (haut) et C_s (bas) dans le cas du HPT (droite) et pour l'association p-i-n/HBT (gauche).

* C_{pbe}

La capacité C_{pbe} intervient de façon différente (figure IV-31) selon le photorécepteur étudié.



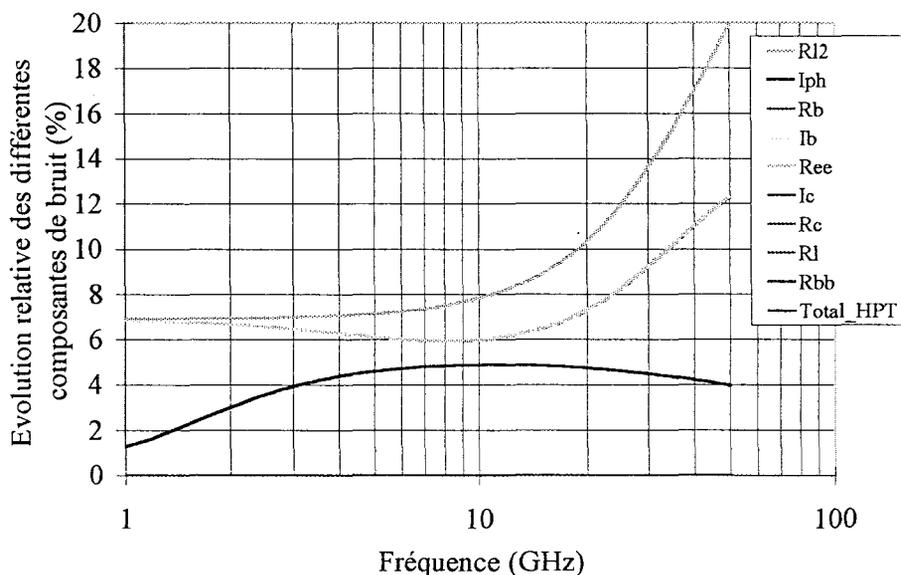


Figure IV-31 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_{pbe} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (page précédente) et dans le cas du HPT (ci-dessus).

Dans le cas de l'association p-i-n/HBT, son emplacement vis à vis de l'entrée lui confère un rôle important.

En particulier, la variation de $S_{in}(I_c)$ en haute fréquence, engendre une évolution significative du bruit total.

Dans le cas du HPT, de par son emplacement, elle n'intervient que sur les sources de bruit $S_{in}(R_{L2})$, $S_{in}(R_b)$ et $S_{in}(R_{bb})$.

Les deux premières ont une influence importante, aux fréquences intermédiaires, sur le bruit total.

* C_{pce}

La capacité C_{pce} n'intervient sur les sources de bruit (figure IV-32) qu'aux fréquences élevées.

A ces fréquences, seul $S_{in}(I_c)$ présente une influence significative sur le bruit total des deux photorécepteurs.

Il est à noter que les photorécepteurs exhibent une évolution négative des différentes sources de bruit (augmentation du bruit associée à une réduction de la valeur du paramètre C_{pce}).

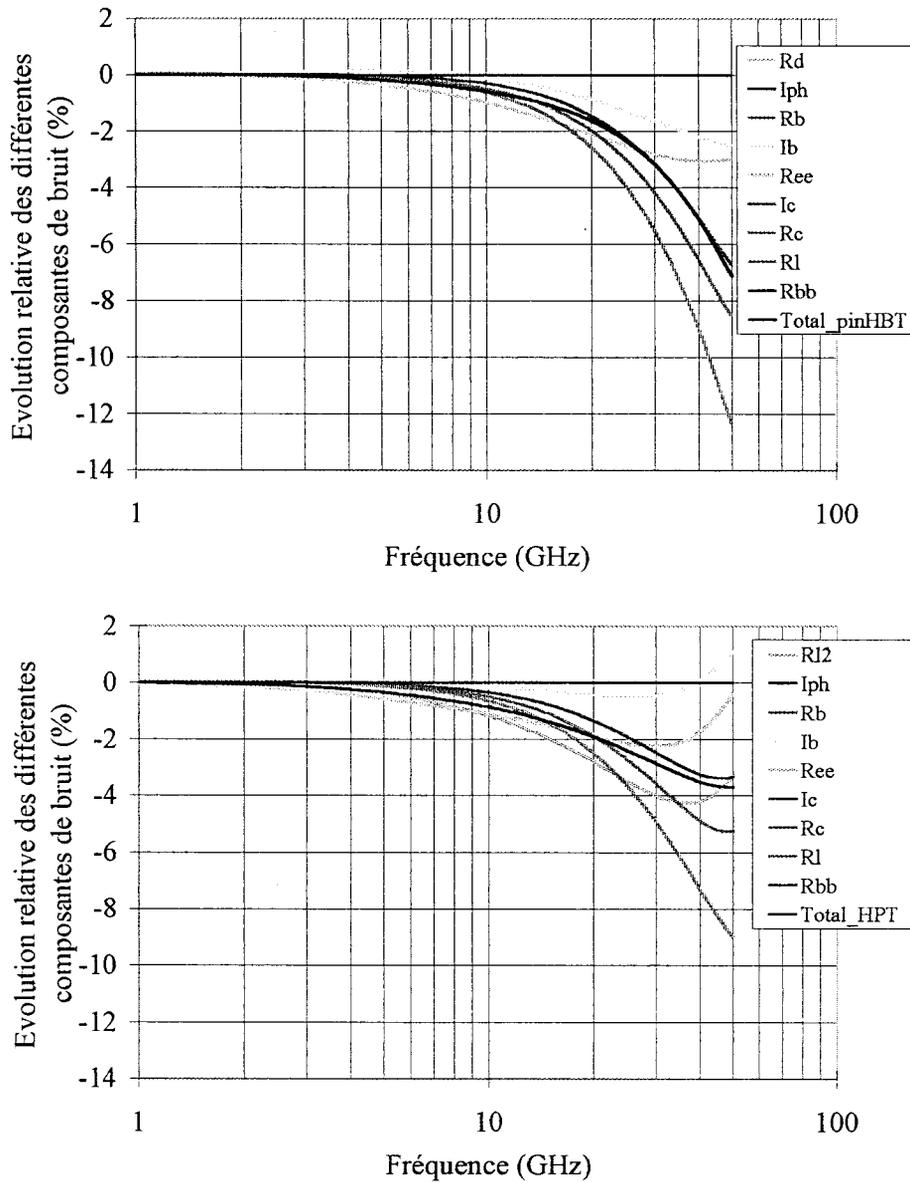


Figure IV-32 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre C_{pcc} dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* L_c

Le paramètre L_c influe de façon similaire sur les deux photorécepteurs (figure IV-33). Néanmoins cette influence, quelle que soit la fréquence, est négligeable (inférieure à 2 %). Ce faible effet est essentiellement due à la faible valeur de L_c .

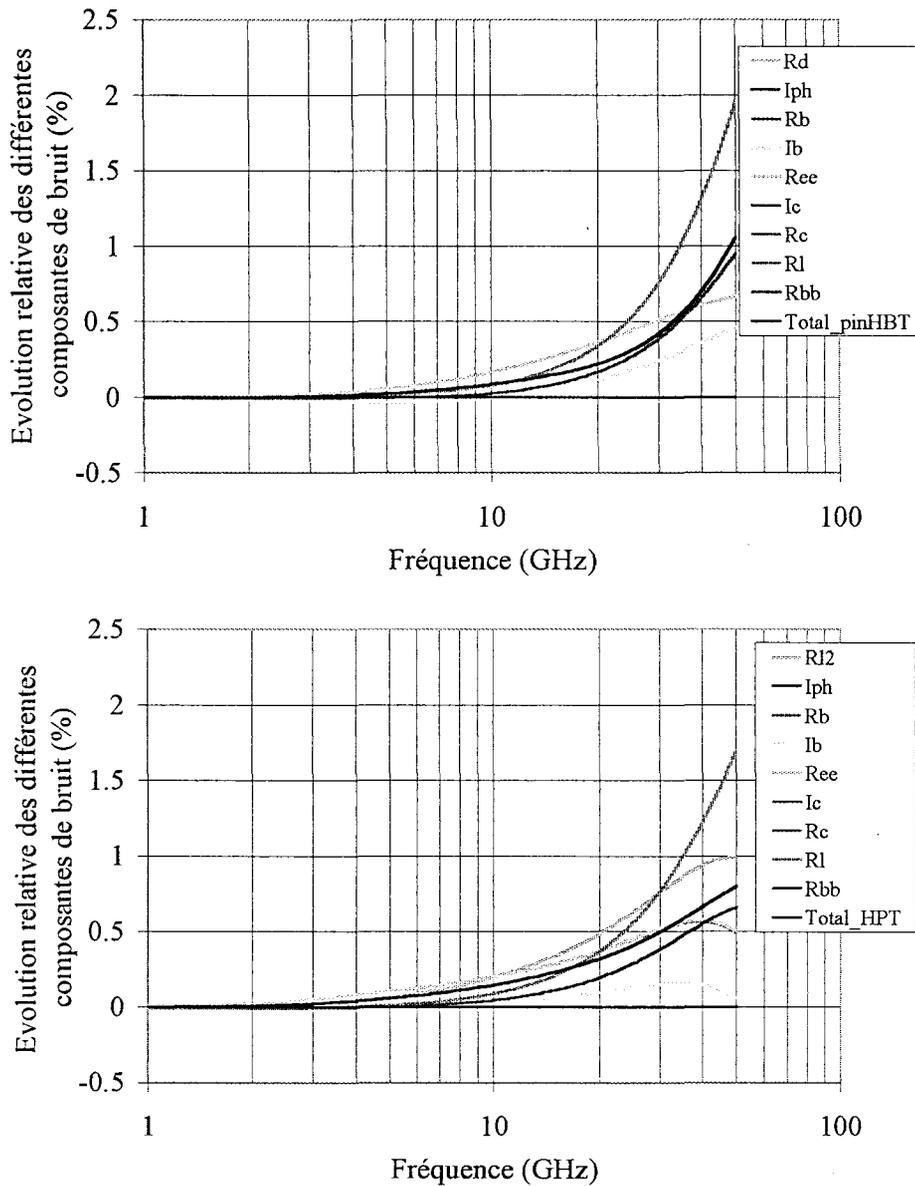


Figure IV-33 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre L_c dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

* L_c

La variation du paramètre L_c engendre des évolutions différentes des composantes de bruit suivant le récepteur étudié (figure IV-34).

Cependant, sa faible valeur lui fait jouer un rôle négligeable dans l'évolution des différentes composantes de bruit.

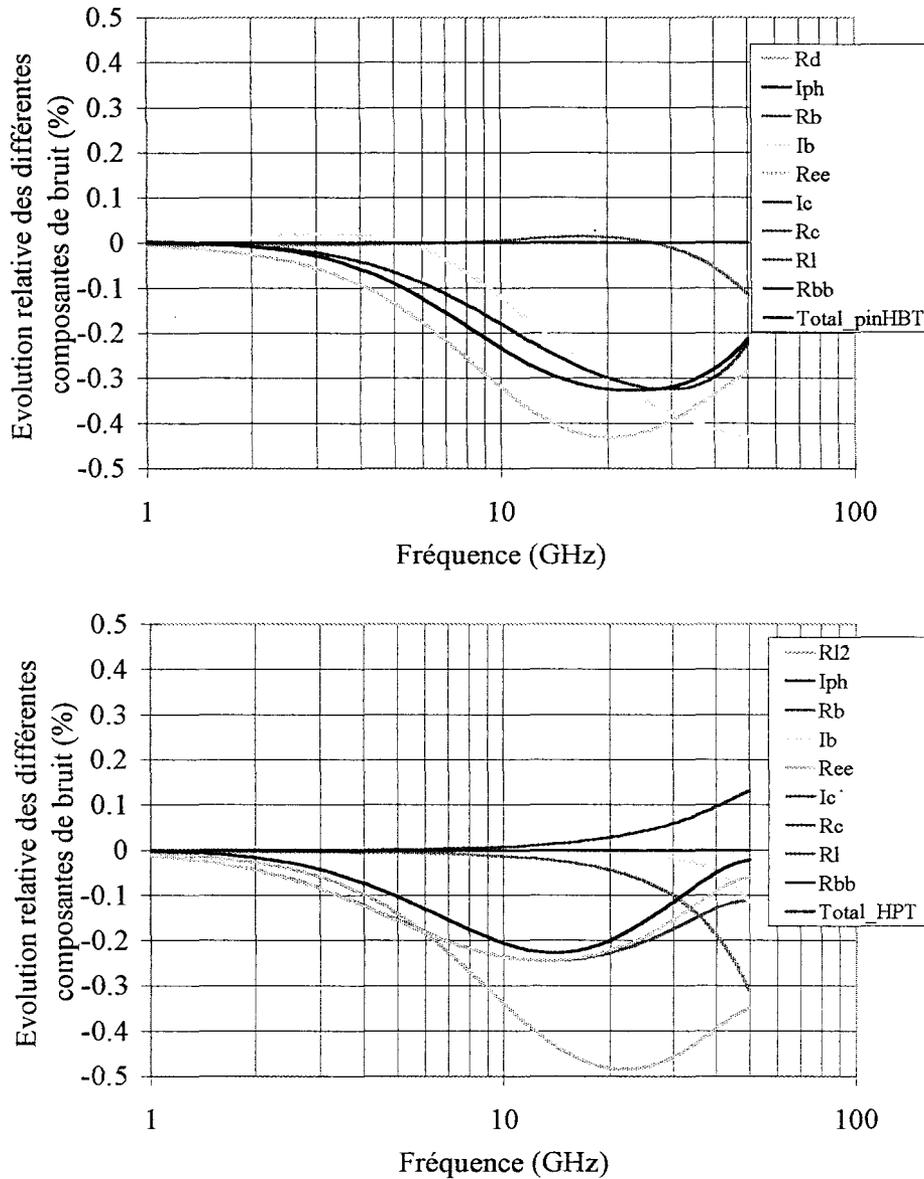


Figure IV-34 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une variation d'un facteur 1/2 du paramètre L_e dans le cas de l'association p-i-n/HBT (haut) et dans le cas du HPT (bas).

L'étude de l'influence des différents éléments du schéma équivalent nous a permis de mettre en évidence, pour chacun des deux photorécepteurs, l'importance relative de certains éléments.

Cependant, l'optimisation des performances en bruit nécessite la variation des paramètres physiques et/ou géométriques des composants, entraînant généralement une modification simultanée de la valeur de plusieurs éléments du schéma équivalent.

4. Influence des paramètres physiques du composant

Il s'agit d'étudier, dans cette partie, l'influence des différents paramètres physiques des composants intervenant dans le modèle de bruit.

Ces paramètres correspondent à la largeur et à la longueur du contact d'émetteur (respectivement W_E et L_E), à la distance séparant l'émetteur de la base (W_{EB}), à la largeur de base (W_B), ainsi que les éléments R_{sh} et ρ_c correspondant respectivement à la résistance carrée de base et à la résistance spécifique du contact de base (voir figure IV-5).

A cette fin, nous regarderons l'évolution des différentes composantes de bruit à une réduction et à une augmentation d'un facteur 2 de ces paramètres et nous nous intéresserons plus particulièrement à l'évolution de la densité spectrale de bruit des deux photorécepteurs aux environs de 30 GHz (projet FRANS).

* W_E

La diminution de la largeur du contact d'émetteur (W_E) entraîne une diminution simultanée des éléments (R_{in} , C_{in} , C_s , C_{ex}) et une augmentation de la résistance R_{ex} , conformément aux formules données précédemment (II-A-1, p.10).

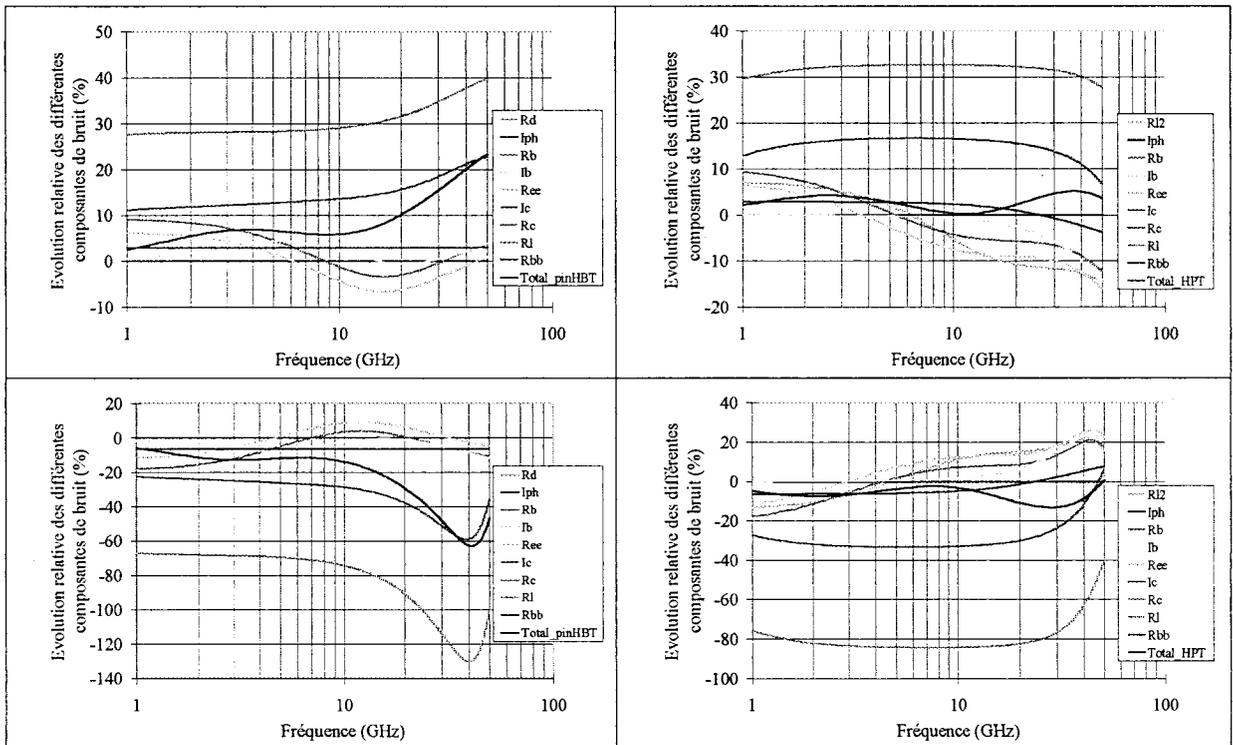


Figure IV-35 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une modification du paramètre W_E de sa valeur initiale à une valeur moitié (haut) et à une valeur double (bas), dans le cas de l'association p-i-n/HBT (gauche) et dans le cas du HPT (droite).

On voit qu'il est possible d'atteindre, en divisant par deux la largeur du contact d'émetteur, une diminution de la densité spectrale de bruit, aux environs de 30 GHz, de l'ordre de 15 % et 5 % respectivement dans le cas de l'association p-i-n/HBT et pour le HPT (figure IV-35, haut). A l'inverse, l'augmentation de ce même paramètre est suivie d'une augmentation importante du bruit (figure IV-35, bas).

* L_E

La diminution de la longueur du contact d'émetteur (L_E) a pour effet la diminution des capacités (C_{in} , C_s , C_{con}) et l'augmentation des résistances (R_{in} , R_s , R_{con}).

La combinaison simultanée de ces éléments permet une amélioration (13 %) du bruit total présenté pour le HPT et au contraire une détérioration (22 %) de celui-ci dans le cas de l'association p-i-n/HBT (figure IV-36, haut).

Dans le cas du doublement de la longueur L_E , on assiste à une détérioration du bruit des deux photorécepteurs (figure IV-36, bas). Cependant, celle-ci est plus faible (4 %) dans le cas de l'association p-i-n/HBT que dans le cas du HPT (20 %).

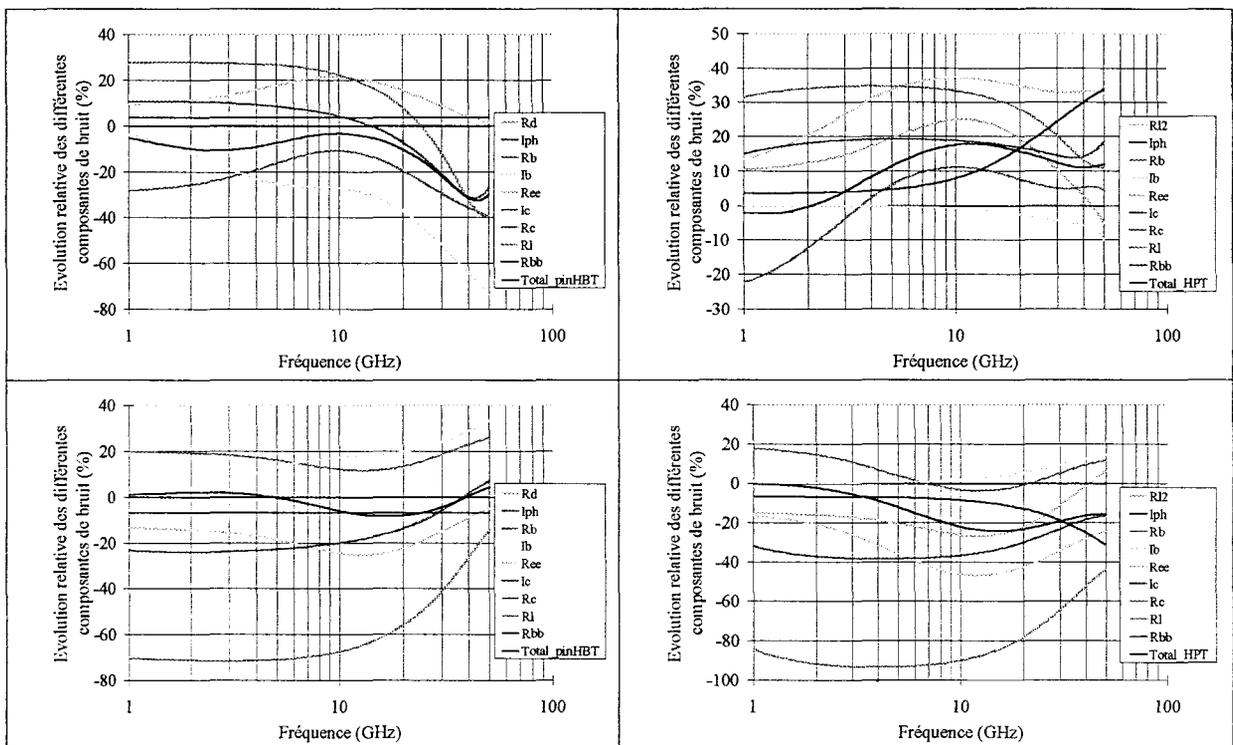


Figure IV-36 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une modification du paramètre L_E de sa valeur initiale à une valeur moitié (haut) et à une valeur double (bas), dans le cas de l'association p-i-n/HBT (gauche) et dans le cas du HPT (droite).

* W_{EB}

La diminution de la distance séparant l'émetteur de la base (W_{EB}) entraîne la diminution des éléments (R_s , C_s et C_{con}) permettant une légère amélioration du bruit

présenté par les photorécepteurs aux environs de 30 GHz (figure IV-37, haut). Celle-ci est respectivement de 8 % et 1 % pour l'association p-i-n/HBT et pour le HPT.

On peut remarquer (figure IV-37, bas), que l'augmentation de la distance W_{EB} s'accompagne d'une détérioration du bruit dans une plus faible proportion (2 %) pour le HPT que pour l'association p-i-n/HBT (19 %).

Il est à noter que le process de nos transistors utilise un dépôt du contact de base autoaligné sur celui d'émetteur. Cette technique permet, en théorie, une diminution maximale de la distance émetteur-base.

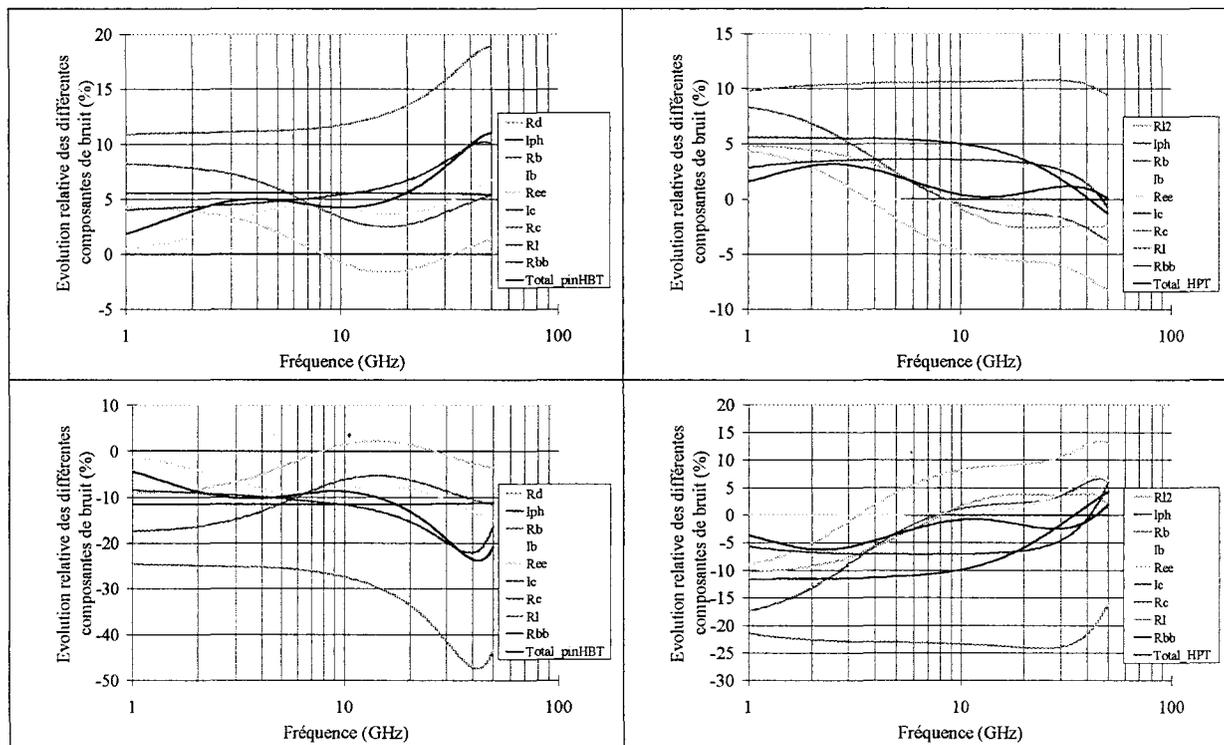


Figure IV-37 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une modification du paramètre W_{EB} de sa valeur initiale à une valeur moitié (haut) et à une valeur double (bas), dans le cas de l'association p-i-n/HBT (gauche) et dans le cas du HPT (droite).

* W_B

La diminution de la largeur du contact de base (W_B) conduit à l'augmentation de la résistance R_{ex} et la diminution de la capacité C_{ex} .

La combinaison de ces deux éléments produit une amélioration du bruit de l'ordre de 16 % pour l'association p-i-n/HBT et une détérioration de l'ordre de 5 % pour le HPT (figure IV-38, haut).

On peut noter un effet inverse dans le cas de l'augmentation de la largeur du contact de base (figure IV-38, bas) : une légère amélioration du bruit (de l'ordre de 2 %) pour le HPT et une détérioration importante (de l'ordre de 47 %) pour l'association p-i-n/HBT.

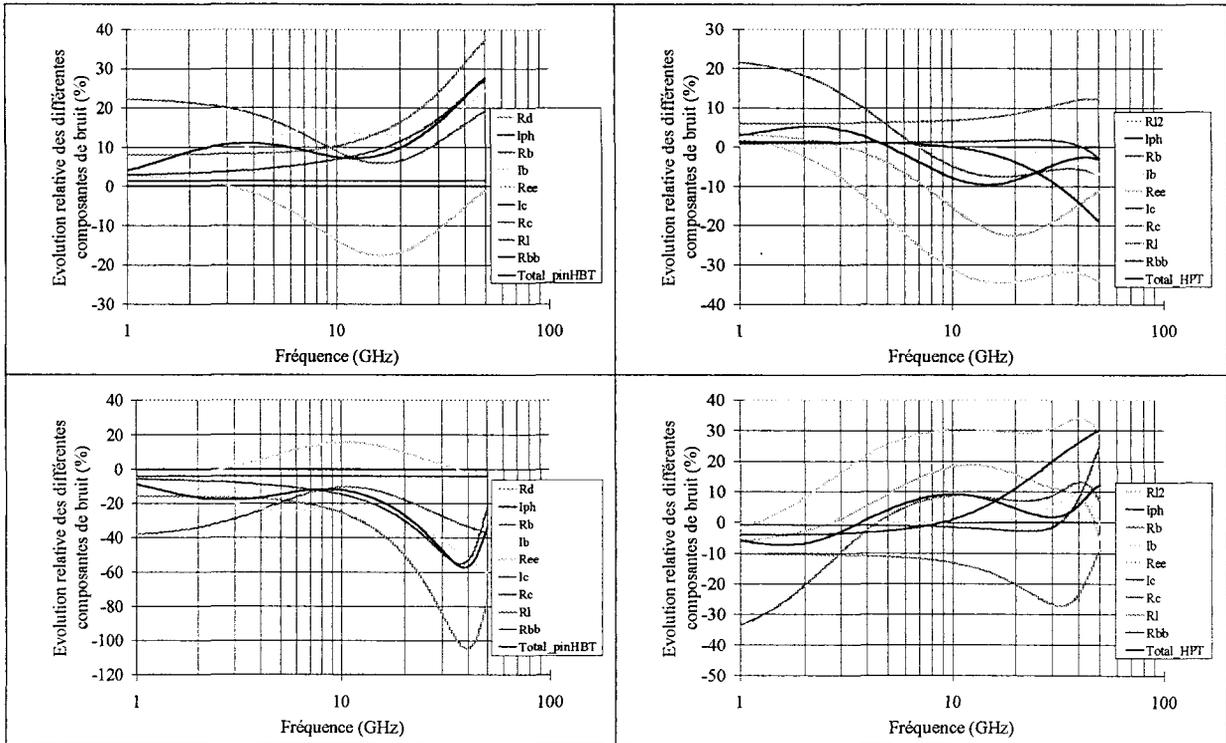
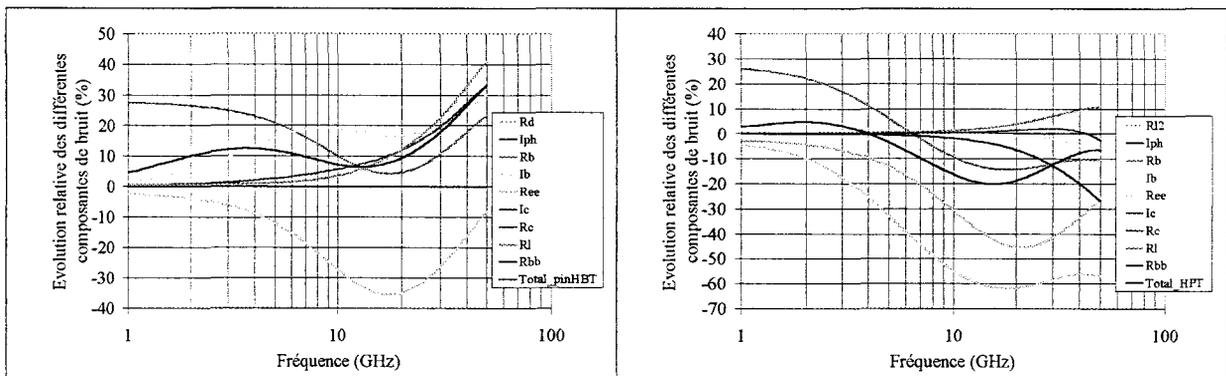


Figure IV-38 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une modification du paramètre W_B de sa valeur initiale à une valeur moitié (haut) et à une valeur double (bas), dans le cas de l'association p-i-n/HBT (gauche) et dans le cas du HPT (droite).

* R_{sh}

La diminution de la résistance carré de base (R_{sh}) permet la diminution des éléments (R_{in} , R_s , R_{con} , C_{ex} et C_{con}) conduisant à une amélioration (de l'ordre de 18 % à 30 GHz) du bruit présenté par l'association p-i-n/HBT et une détérioration (de l'ordre de 12 %) dans le cas du HPT (figure IV-39, ci-dessous).

Dans le cas de l'augmentation de R_{sh} (figure IV-39, en haut de la page suivante) on remarque une légère amélioration du bruit (de l'ordre de 3 %) pour le HPT et une détérioration conséquente (de l'ordre de 37 %) pour l'association p-i-n/HBT.



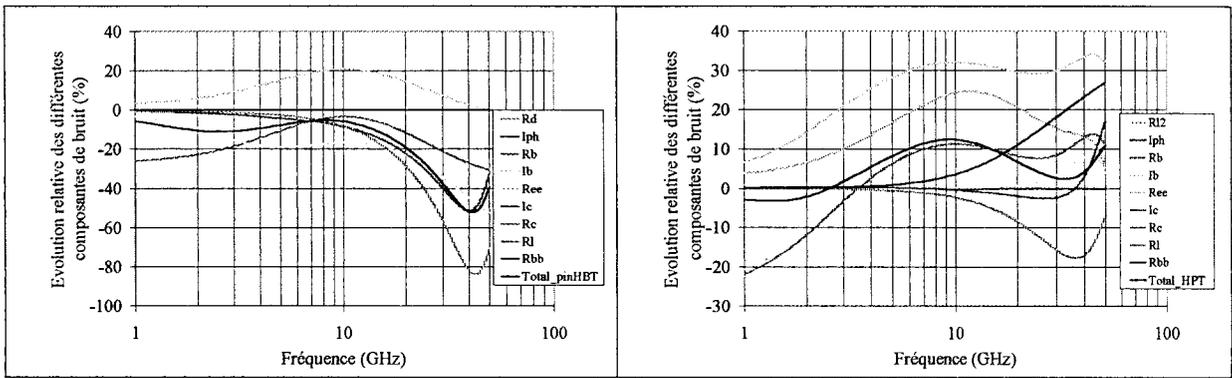


Figure IV-39 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une modification du paramètre R_{sh} de sa valeur initiale à une valeur moitié (bas de la page précédente) et à une valeur double (ci-dessus), dans le cas de l'association p-i-n/HBT (gauche) et dans le cas du HPT (droite).

* ρ_c

La variation de la résistance spécifique du contact de base (ρ_c) influe sur le paramètre R_{ex} , mais aussi sur les éléments (C_{ex} , R_{con} , C_{con}) à travers L_T ($L_T = \sqrt{\frac{\rho_c}{R_{sh}}}$).

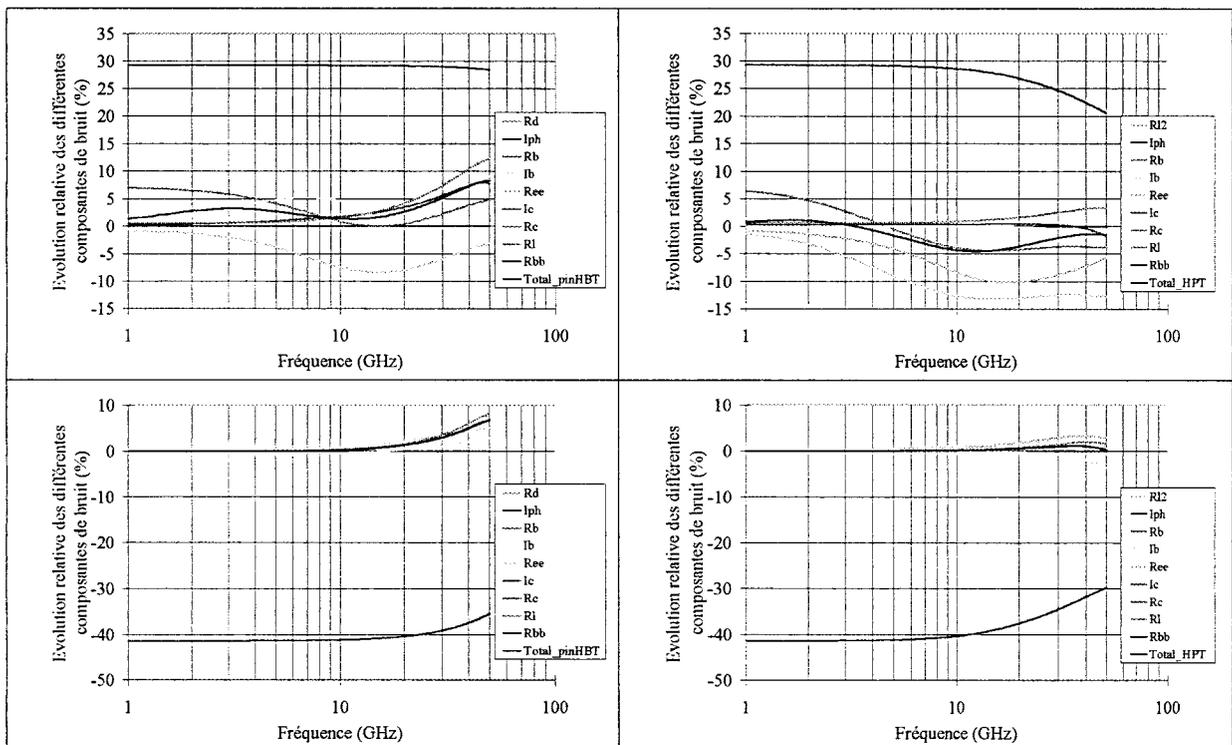


Figure IV-40 : Evolution relative des différentes composantes de bruit à une modification du paramètre ρ_c de sa valeur initiale à une valeur moitié (haut) et à une valeur double (bas), dans le cas de l'association p-i-n/HBT (gauche) et dans le cas du HPT (droite).

Pour une valeur moitié de ρ_c (figure IV-40, haut), on note une amélioration du bruit de l'ordre de 5 % pour l'association p-i-n/HBT et une détérioration de l'ordre de 2 % pour le HPT. Dans le second cas (figure IV-40, bas), on peut constater une légère amélioration du bruit pour les deux photorécepteurs : de l'ordre de 1 % pour le HPT et de l'ordre de 3 % pour l'association p-i-n/HBT.

5. Amélioration potentielle des photorécepteurs

Nous avons vu dans la partie précédente, l'évolution des différentes composantes de bruit à une réduction et à une augmentation d'un facteur 2 des paramètres physiques des composants.

Dans cette partie, nous allons voir l'amélioration potentielle à apporter aux deux photorécepteurs, en gardant à l'esprit les limites technologiques relatives aux différents paramètres physiques et leurs influences sur les performances hyperfréquences et optiques des photorécepteurs.

Dans le cas de l'association p-i-n/HBT, l'amélioration du photorécepteur doit satisfaire aux conditions suivantes :

- une diminution de la largeur du contact d'émetteur (W_E),
- une augmentation de la largeur du contact de base (W_B) et
- une réduction de la résistance carrée de base (R_{sh}) et de la résistance spécifique du contact de base (ρ_c).

En ce qui concerne ces deux derniers paramètres, des contacts ohmiques de types P réalisés au laboratoire [8] ont montré des valeurs nettement plus faibles que celles mesurées sur nos composants. Ce sont ces valeurs que nous utiliserons pour le photorécepteur p-i-n/HBT dans sa version améliorée (voir tableau).

Cependant, il serait possible d'améliorer encore la valeur de ces paramètres en augmentant le dopage de base (le carbone permet d'obtenir des dopages P^{++} de l'ordre de $2.10^{20} \text{ cm}^{-3}$).

L'amélioration du HPT nécessite :

- une diminution de la largeur (W_E) et de la longueur (L_E) du contact d'émetteur,
- une augmentation de la largeur du contact de base (W_B) et
- une augmentation de la résistance carrée de base (R_{sh}) et de la résistance spécifique du contact de base (ρ_c).

Afin de ne pas pénaliser les performances hyperfréquences du HPT amélioré, ces deux derniers paramètres garderont leurs valeurs de références.

De façon à préserver les performances optiques du composant, il en sera de même pour le paramètre (W_E).

Par contre, la diminution d'un facteur deux de la longueur (L_E) du contact d'émetteur peut être considérée. En effet, une longueur de l'ordre de 8 μm semble suffisante pour absorber la quasi-totalité de la lumière incidente.

La figure IV-41 représente les densités spectrales de bruit de l'association p-i-n/HBT et du HPT pour leurs configurations de références et améliorées.

Les photorécepteurs modifiés présentent, vis à vis des photorécepteurs de référence, des densités spectrales de bruit inférieures de 30 % pour l'association p-i-n/HBT et de 10 % dans le cas du HPT.

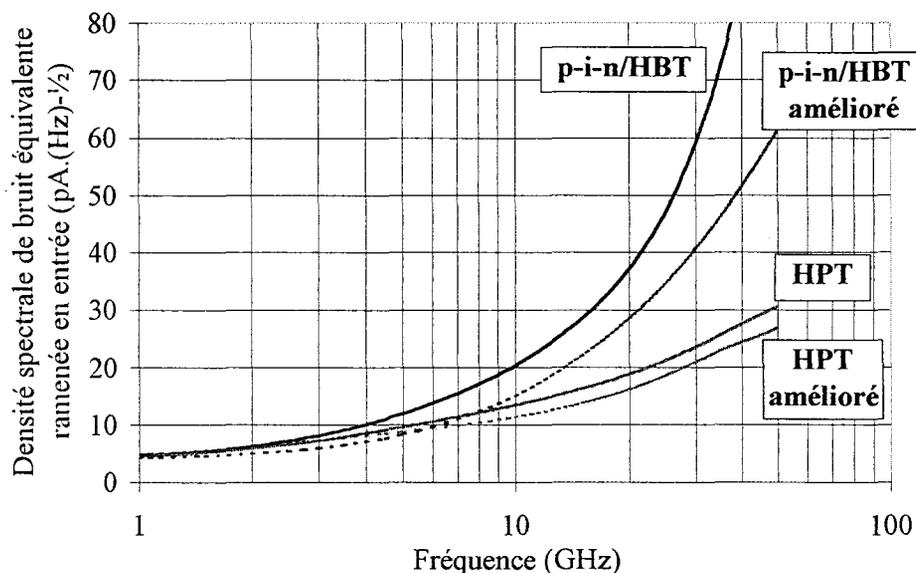


Figure IV-41 : Comparaison des densités spectrales de bruit du HPT et de l'association p-i-n/HBT dans leurs configurations de référence et améliorées.

Le tableau ci-dessous rassemble les paramètres physiques et géométriques utilisés pour la simulation en bruit des photorécepteurs dans leurs configurations de références et améliorées.

Paramètres physiques	p-i-n/HBT et HPT de référence	p-i-n/HBT amélioré	HPT amélioré
W_E (μm)	3	1,5	3
L_E (μm)	15	15	7,5
W_{EB} (μm)	0,3	0,3	0,3
W_B (μm)	1,5	3	3
R_{sh} (Ω)	600	200	600
ρ_c ($\Omega.\text{cm}^2$)	$1,7.10^{-5}$	$1,7.10^{-7}$	$1,7.10^{-5}$

On peut constater (figure IV-42) que l'amélioration des performances en bruit des deux photorécepteurs ne se fait pas au détriment de leurs performances hyperfréquences, puisque l'association p-i-n/HBT présente une décroissance fréquentielle plus faible (fréquence de transition plus importante) et que le HPT exhibe un gain optique plus important.

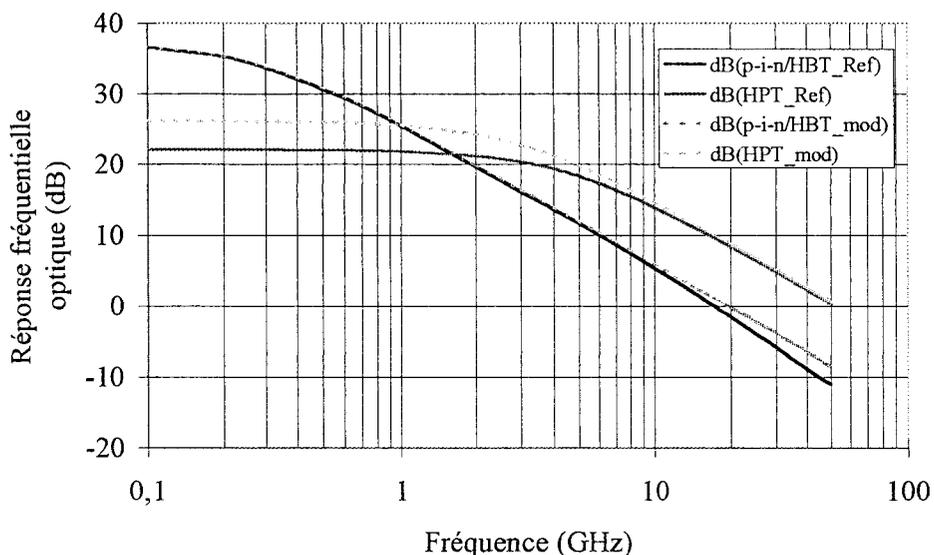


Figure IV-42 : Comparaison des réponses fréquentielles optiques du HPT et de l'association p-i-n/HBT dans leurs configurations de références (trait continu) et améliorées (pointillés).

III. Conclusion

Le travail exposé dans ce dernier chapitre, a essayé de mettre en évidence les potentialités du phototransistor à hétérojonction dans le cadre d'un projet tel que FRANS.

Dans ce but, nous avons étudié les caractéristiques théoriques du HPT aussi bien en terme de gain et de bande passante que de bruit.

Les caractéristiques de ce phototransistor ont été comparées à celles d'un photorécepteur pour lequel les fonctions de photodétection et d'amplification sont séparées, c'est à dire l'association constituée d'un photodétecteur p-i-n et d'un transistor bipolaire à hétérojonction.

Nous avons ensuite présenté pour chacun des deux photorécepteurs un schéma équivalent petit signal et un modèle de bruit qui lui est associé. Ce dernier nous a permis d'étudier l'influence, sur les performances en bruit, des différents éléments du schéma équivalent.

Enfin, nous avons vu les améliorations potentielles à apporter à la structure de chaque photorécepteur afin d'en améliorer les performances en terme de sensibilité et avons présenté les deux photorécepteurs dans leur configuration améliorée.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

- [1] Leturcq P., Rey G., "Physique des composants actifs à semiconducteurs", Dunod université, 1978.
- [2] Tartarin J.G., "Caractérisation et modélisation petit signal et en bruit des transistors bipolaires à hétérojonctions aux fréquences microondes", Thèse de l'université Paul Sabatier de Toulouse, Décembre 1997.
- [3] Nougier J.P., "Basic concepts of noise", Elsevier Science Publishers B.V., 1991.
- [4] Kurishima K., "An analytic expression of f_{max} for HBT's", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 43, n°12, p. 2074-2079, décembre 1996.
- [5] Pedrotti K.D., Pierson R.L.Jr., Sheng N.H., Nubling R.B., Farley C.W., Chang M.F., "High-bandwidth OEIC receivers using Heterojunction Bipolar Transistors : design and demonstration", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 11, n°10, p. 1601-1614, octobre 1992.
- [6] Sunderland D.A., Dapkus P.D., "Optimizing n-p-n and p-n-p Heterojunction Bipolar Transistors for speed", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 34, n°2, p. 367-376, février 1987.
- [7] Oka T., Tanoue T., Masuda H., Ouchi K. et Mozume T., "InP/InGaAs heterojunction bipolar transistor with extremely high f_t over 200 GHz", Electronics Letters, vol. 31, n°23, p. 2044-2045, novembre 1995.
- [8] Magnin V., "Contribution à l'étude et à l'optimisation de composants optoélectroniques", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, octobre 1998.
- [9] Van de Castele J., "Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences sur matériaux III-V", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, octobre 1996.
- [10] Fendler M., "Composants de type guide d'ondes sur InP pour télécommunications mixtes fibre-radio", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, septembre 1999.
- [11] Van der Ziel A., "a more accurate expression of the noise figure of transistors", IEEE Solid States Electronics, vol. 19, p. 149-151, 1976.
- [12] Escotte L., Roux J.P., Plana R., Graffeuil J., Gruhle A., "Noise modelling of microwave Heterojunction Bipolar Transistors", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 42, n°5, p. 883-888, mai 1995.

- [13] Goell J.E., "Input amplifiers for optical PCM receivers", American Telephone and Telegraph Company, The Bell System Technical Journal, vol. 53, n°9, novembre 1974.
- [14] Hullett J.L., Muoi T.V., "Referred impedance noise analysis for feedback amplifiers", Electronics Letters, vol. 13, n°13, p. 387-389, juin 1977.
- [15] Moustakas S., Hullett J.L., "noise modelling for broadband amplifiers design", IEE Proc., vol. 128, Part G, n°2, avril 1981.
- [16] Liu Q.Z., Pulfrey D.L., Jackson M.K., "Analysis of the transistor-related noise in integrated p-i-n-HBT optical receivers front-ends", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 40, n°12, p. 2204-2210, décembre 1993.
- [17] Alameh K.E., Minasian R.A., "Tuned optical receivers for microwave subcarrier multiplexed lightwave systems" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°5, p. 546-551, mai 1990.
- [18] Yang K., Gutierrez-Aitken A.L., Zhang X., Haddad G.I., Bhattacharya P., "Design, modeling, and characterization of monolithically integrated InP-based (1.55 μm) high speed (24 Gb/s) p-i-n/HBT front-end photoreceivers", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 14, n°8, p. 1831-1838, août 1996.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail s'est inscrit dans le cadre du projet européen FRANS (Fiber Radio Antenna Network and Services), dont l'objectif principal était de démontrer la faisabilité d'un déploiement rapide et flexible de services interactifs à haut débit aux abonnés par l'intermédiaire d'une liaison radio millimétrique s'appuyant sur le réseau fibre optique préexistant.

Dans un premier temps, nous avons brièvement présenté le projet FRANS sous un aspect technique et situé notre travail au sein de celui-ci. Nous avons ainsi mis en exergue la nécessité d'un photodétecteur millimétrique à haut rendement de conversion optique-électrique. Dans ce but, nous avons passé en revue les photodétecteurs millimétriques fonctionnant aux longueurs d'onde des télécommunications optiques (1,3 et 1,55 μm). Enfin, nous avons présenté en détail le photodétecteur PIN de type guide d'onde de chez Thomson-LCR qui a été utilisé pour notre travail. Sa caractérisation et sa modélisation nous ont permis de constater qu'il présente, aux fréquences de travail, une forte désadaptation en puissance.

Sur la base de ce constat, nous avons entrepris dans le second chapitre de réaliser une adaptation de la photodiode de manière hybride en utilisant des techniques coplanaires. Nous avons pour cela présenté, dans un premier temps, les différentes étapes traitant de la conception et de l'optimisation du circuit puis celles de sa fabrication et de sa caractérisation hyperfréquence. Cette dernière nous a permis de mettre en évidence les difficultés d'adaptation hybride d'un tel photodétecteur du fait de la forte impédance qu'il présente aux fréquences millimétriques.

Nous avons présenté dans le troisième chapitre une préadaptation monolithique du photodétecteur guide d'onde. Pour cela, une étude de structures inductives coplanaires a été entreprise. Ce travail nous a permis de définir les dimensions exactes des inductances nécessaires à la préadaptation des photodétecteurs. Un circuit hybride coplaire, réalisant simultanément la polarisation et permettant une amélioration notable des performances des puces préadaptées, a été ensuite conçu. Les modules préadaptés ainsi obtenus ont montré des performances comparables à celles des modules hybrides et ont présenté une meilleure reproductibilité.

Une dernière partie, tenant lieu de perspective au projet FRANS, a présenté le phototransistor guide d'onde InP/InGaAs (HPT) comme une alternative à l'association d'un photodétecteur guide d'onde et d'un amplificateur millimétrique.

Nous avons étudié les caractéristiques théoriques du HPT aussi bien en terme de gain et de bande passante que de bruit et les avons comparées à celles d'un photorécepteur

Conclusion générale

de référence pour lequel les fonctions de photodétection et d'amplification sont séparées, c'est à dire l'association constituée d'un photodétecteur p-i-n et d'un transistor bipolaire à hétérojonction.

A cette fin, nous avons présenté pour chacun des deux photorécepteurs un schéma équivalent petit signal et un modèle de bruit qui lui est associé. Ce dernier nous a permis d'entrevoir les améliorations potentielles à apporter à la structure de chaque photorécepteur afin d'en améliorer les performances en terme de sensibilité.

