

N° d'ordre : 1076

50376
1993
111

50376
1993
111



présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Electronique

par

DOGHECIE Elhadj



**TRANSMISSION OPTIQUE D'UN SIGNAL
ANALOGIQUE HYPERFREQUENCE ET
DIGITAL BAS DEBIT**

Soutenue le 19 Février 1993 devant la commission d'examen :

Membres du Jury : MM	G. SALMER	Président USTL
	D. DECOSTER	Directeur de Thèse USTL
	E. PIC	Rapporteur ENSERG, Grenoble
	M. GAZALET	Rapporteur Université Valenciennes
	C. BOSCHET	Examineur CNES, Toulouse
	J.P. DUCHEMIN	Examineur LCR-THOMSON, Orsay
	P. KENNIS	Examineur USTL
	J.P. VILCOT	Examineur USTL



A mes Parents

A ma famille

A Isabelle

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquence 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 G. SALMER, qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Monsieur le Professeur D. DECOSTER m'a accueillie au sein de l'équipe Composant et Circuits Optoélectroniques qu'il dirige, en me proposant le sujet de ce travail dont il a assuré la direction. Pour la confiance qu'il a toujours portée à mon égard, pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences, de ses qualités et en particulier de sa générosité, je voudrais lui dire simplement merci.

Monsieur le Professeur M. GAZALET, du Laboratoire d'Opto-Acousto-Electronique (OAE) de l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, me fait l'honneur de juger ce travail et d'en être rapporteur : qu'il me soit permis de lui exprimer ici ma profonde gratitude.

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur E. PIC de L'Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de Radioélectricité de Grenoble (E.N.S.E.R.G), pour sa participation à ce jury d'examen en tant que rapporteur.

Ce travail n'aurait pu être effectué sans collaboration de Monsieur C. BOSCHET, ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse. Je le remercie de l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et des échanges fructueux que nous avons eus : qu'il me soit donc permis de lui exprimer mes remerciements les plus sincères pour sa présence à ce jury de thèse.

Je fais part de ma profonde gratitude à Monsieur J.P. DUCHEMIN, ingénieur au Laboratoire Central de Recherche de THOMSON, qui a bien voulu me faire l'honneur de juger ce travail, en acceptant de participer au jury de thèse.

Je voudrais remercier Monsieur le Professeur P. KENNIS de l'Université des Sciences et Technologies de Lille. Sa participation à ce jury de thèse me touche particulièrement.

Je tiens à témoigner particulièrement ma reconnaissance à Monsieur J.P. VILCOT, chargé de recherches au CNRS, dont la compétence et la disponibilité pour sa participation à ce jury de thèse. Pour sa disponibilité et pour l'ensemble de

ses qualités tant scientifiques qu'humaines dont il m'a fait généreusement profiter, je tiens à l'associer totalement à ce travail et lui exprime mes sincères remerciements.

Monsieur le Professeur E. CONSTANT, directeur des études de 3e cycle, m'a permis d'obtenir le soutien financier pour ce travail, je l'en remercie vivement.

Je voudrais associer à ce travail J.P. GOUY, H. ELKADI, L. JOANNES, O. RABII, F. JOURNET ainsi que tous les membres de l'équipe Optoélectronique de l'IEMN, pour l'ambiance très amicale et agréable durant ces années.

Je ne saurais exprimer ce que je dois à Mademoiselle I. FRESSART. Qu'elle soit assurée de ma sympathie et de mon amitié pour la disponibilité et la gentillesse dont elle a su faire preuve.

L'ensemble des caractérisations expérimentales n'aurait pu être réalisé sans l'aide de Monsieur D. VANDERMOERE et de Madame E. DELOS, je les remercie vivement pour leur disponibilité et leurs compétences.

J'exprime mes remerciements à Messieurs J.C. ANDRIES, L.C. JENNEQUIN et P. MICHON de l'atelier de mécanique pour la réalisation des bancs de caractérisation.

Monsieur J.P. DEHORTER a assuré la reproduction de ce mémoire, je l'en remercie vivement.

Je ne saurais oublier, dans ces remerciements l'ensemble du personnel et chercheurs du laboratoire, et tout ceux que je n'ai pu citer, et qui j'espère ne m'en tiendront pas rigueur.



SOMMAIRE

CHAPITRE I

SYSTEMES EMBARQUES ET TRANSMISSION PAR VOIE OPTIQUE

1. SYSTEMES EMBARQUES ET TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE	I.1
1.1. Antennes actives à balayage électronique sur satellite	I.1
1.2. Présentation du projet du CNES	I.2
2. SYSTEME DE TRANSMISSION PAR VOIE OPTIQUE	I.3
2.1. Description d'une liaison opto-hyperfréquence	I.3
<i>2.1.1. Modulation directe</i>	I.3
<i>2.1.2. Modulation externe</i>	I.3
2.2. Etat de l'art des liaisons optiques hyperfréquences par modulation directe	I.4
2.3. Comparaison des liaisons hyperfréquences par fibre optique, câble coaxial et guide d'onde	I.5
3. PRESENTATION DES ELEMENTS OPTOELECTRONIQUES D'EXTREMITES	I.8
3.1. Diodes lasers à semi-conducteur	I.8
<i>3.1.1. Description de la diode laser à semi-conducteur de type Fabry-Pérot</i>	I.8
<i>3.1.2. Description des diodes lasers à semi-conducteur de type DFB</i>	I.12
3.2. Photodétecteurs	I.12
<i>3.2.1. Présentation</i>	I.12
<i>3.2.2. Description de la photodiode PIN</i>	I.13

3.3. Influence du boîtier sur les performances des composants I.15

3.3.1. Couplage diode laser et détecteur / fibre optique I.15

3.3.2. Conditionnement en boîtier I.16

CONCLUSION I.16

CHAPITRE II

TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE PAR VOIE OPTIQUE

1. CONCEPTION D'UN DEMONSTRATEUR FONCTIONNANT A 2,2 GHz	II.1
1.1. Choix des composants d'extrémités	II.1
<i>1.1.1. Composant émetteur</i>	II.1
<i>1.1.2. Composant récepteur</i>	II.2
1.2. Etude théorique de la chaîne de transmission	II.3
<i>1.2.1. Présentation</i>	II.3
<i>1.2.2. Principe de la transmission</i>	II.3
<i>1.2.3. Transfert optimal</i>	II.4
<i>1.2.4. Expression du transfert de la liaison</i>	II.5
2. AMELIORATION DE LA LIAISON PAR ADAPTATION D'IMPEDANCE	II.7
2.1. Caractérisation des composants d'extrémités et schémas électriques équivalents	II.8
<i>2.1.1. Caractérisation de l'émetteur</i>	II.8
<i>2.1.2. Caractérisation du récepteur</i>	II.10
2.2. Définition des cellules d'adaptation en éléments discrets	II.12
<i>2.2.1. Au niveau du laser</i>	II.12
<i>2.2.2. Au niveau du photodétecteur</i>	II.13
2.3. Simulation de l'amélioration apportée par l'adaptation d'impédance	II.15
2.4. Adaptation d'impédance en technologie micro-ruban	II.16
2.5. Réalisation technologique des circuits d'adaptation	II.18

2.6. Vérification expérimentale de l'amélioration en utilisant la technologie micro-ruban	II.18
2.6.1. <i>Etude expérimentale avec adaptation à l'émission</i>	II.18
2.6.2. <i>Etude expérimentale avec adaptation à la réception</i>	II.19
2.6.3. <i>Etude expérimentale avec adaptation à l'émission et à la réception</i>	II.19
3. CARACTERISATION HYPERFREQUENCE DU QUADRIPOLE	II.19
3.1. Pertes d'insertion	II.19
3.2. Point de compression à -1 dB	II.20
3.3. Intermodulation et dynamique	II.21
3.4. Rapport signal sur bruit	II.23
3.5. Facteur de bruit	II.24
CONCLUSION	II.25

CHAPITRE III

TRANSMISSION OPTIQUE D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE PAR UN SIGNAL DIGITAL

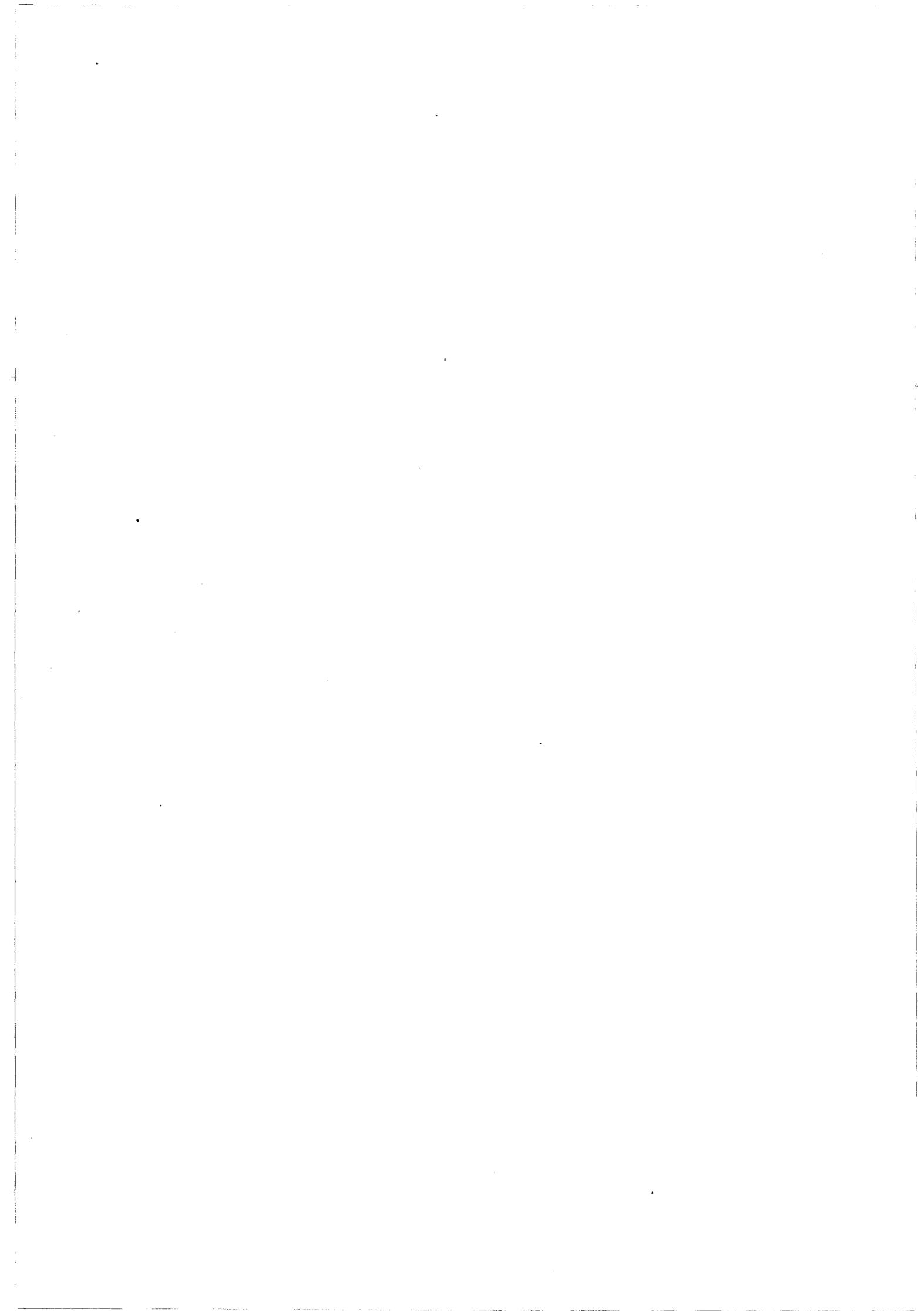
1. ESSAI DE TRANSMISSION OPTIQUE SIMULTANEE DE SIGNAUX ANALOGIQUE HYPERFREQUENCE ET DIGITAL BAS DEBIT	III.1
1.1. Utilisation de deux liaisons optiques	III.1
1.2. Transmission simultanée obtenue par la modulation du courant continu du laser par le signal digital	III.2
2. TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE PAR UN SIGNAL DIGITAL	III.3
2.1. Présentation	III.3
2.2. Simulation de la transmission optique du signal hyperfréquence modulé par un signal digital	III.4
<i>2.2.1. Transmission optique du signal hyperfréquence avec modulation d'amplitude</i>	III.4
<i>2.2.2. Transmission optique du signal hyperfréquence avec modulation de fréquence</i>	III.5
<i>2.2.3. Transmission optique du signal hyperfréquence avec modulation de phase</i>	III.7
3. ETUDE EXPERIMENTALE DE LA TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE EN PHASE (MODULATION BIPHASE) PAR UN SIGNAL DIGITAL	III.9
3.1. Description de la chaîne de transmission	III.9
<i>3.1.1. Liaison par fibre optique</i>	III.10
<i>3.1.2. Modulateur de phase BPSK</i>	III.10

3.2. Caractérisation de la chaîne de transmission pour un signal hyperfréquence modulé en phase	III.13
3.2.1. <i>Mesures statiques</i>	III.13
3.2.2 <i>Mesures dynamiques</i>	III.14
3.3. Caractérisation de la transmission numérique	III.16
3.3.1. <i>Taux d'erreur de bits (TEB)</i>	III.16
3.3.2. <i>Diagramme de l'oeil</i>	III.18
 CONCLUSION	 III.19

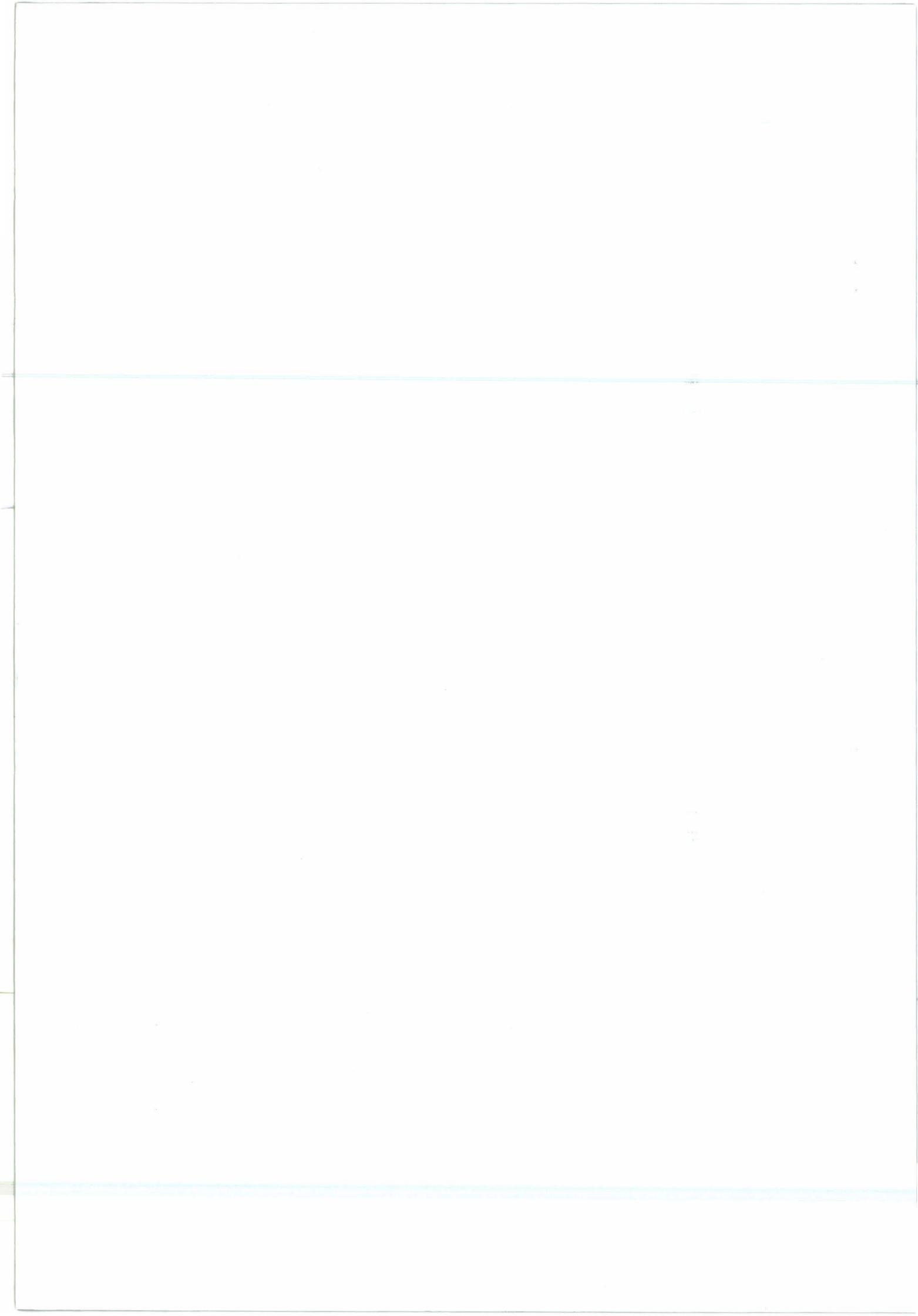
CHAPITRE IV

QUELQUES PROLONGEMENTS POSSIBLES

1. AUGMENTATION DE LA FREQUENCE DU SIGNAL MICROONDE	IV.1
1.1. Etude de la transmission du signal microonde	
<i>1.1.1. Composants optoélectroniques</i>	IV.1.
<i>1.1.2. Présentation de la liaison</i>	IV.3
<i>1.1.3. Amélioration par adaptation d'impédance</i>	IV.4
<i>1.1.4. Caractérisation hyperfréquence de la liaison</i>	IV.5
1.2. Transmission du signal microonde modulé en phase par le signal digital	IV.7
<i>1.2.1. La liaison optique avec le modulateur</i>	IV.7
<i>1.2.2. Caractérisation numérique de la liaison</i>	IV.8
2. UNE AUTRE FACON POUR AUGMENTER LA FREQUENCE : UTILISATION DES NON-LINEARITES POUR LA MULTIPLICATION DE FREQUENCE	IV.8
2.1. Rappels sur les non-linéarités	IV.8
2.2. Vérifications expérimentales	IV.11
3. MODULATION DE PHASE TOUT-OPTIQUE A L'AIDE D'UN COMMUTATEUR OPTIQUE	IV.12
CONCLUSION	IV.13



INTRODUCTION GENERALE



INTRODUCTION

Les composants optoélectroniques font l'objet déjà depuis plusieurs années, de nombreux perfectionnements notamment liés à la transmission de signaux digitaux de débit de plus en plus élevés. Des débits de l'ordre de 10 Gbits/s sont déjà avancés et, pour ce faire, il a fallu concevoir des émetteurs (diodes lasers) et récepteurs optiques (photodiodes) ayant des fréquences de coupure en modulation ou en détection très élevées, de l'ordre de 10 GHz, voire plus [1,2]. Ces composants sont alors à même de transmettre, non plus des signaux digitaux, mais des signaux microondes et il devient envisageable de les utiliser pour la réalisation de fonctions hyperfréquences. Ce nouveau domaine alliant à la fois l'optique, l'optoélectronique et les hyperfréquences est appelé sous le terme générique d'opto-microonde [3].

L'une des fonctions de base consiste en la transmission d'un signal hyperfréquence par voie optique. Comparées aux liaisons classiques par câble coaxial, les liaisons utilisant la fibre optique possèdent un certain nombre d'avantages dont, entre autres, l'insensibilité aux parasites et interférences électromagnétiques, la diminution du poids et de l'encombrement [4,5,6]. Ce dernier point est tout particulièrement intéressant pour les systèmes embarqués, qui plus est, satellisables. En effet, l'aspect de masse est primordial dans la technologie spatiale puisqu'on admet un coût de lancement de 300 à 400 KF par kg de satellite. Dans ce contexte, le Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse, dans ses projets SPOT 2000 et RADAR 2000 a envisagé la possibilité de remplacer les liaisons classiques (câble coaxial) reliant l'antenne active et le coeur du satellite, par des liaisons à fibre optique [7,8]. Ce changement se justifie d'autant plus que la complexité de l'antenne à balayage électronique et, de manière plus générale celle des systèmes, devient plus grande, entraînant ainsi une augmentation importante du nombre de liaisons [9].

Avant d'envisager une architecture sophistiquée de la liaison entre l'antenne active et le coeur d'un satellite, il semble nécessaire d'étudier le comportement d'une liaison optique "simple". Notre travail se place dans ce cadre et a consisté à étudier de la façon la plus exhaustive possible la transmission d'un signal hyperfréquence par voie optique en utilisant des composants commerciaux fibrés [10]. La modulation directe du laser a été utilisée, la modulation externe ne possédant à l'heure actuelle qu'un rendement modeste. La liaison optique que nous avons réalisée est donc constituée

d'un laser, d'une fibre optique et d'un photodétecteur, afin de se placer dans les conditions les plus proche possible de celles acceptables pour un système embarqué. Deux types de lasers ont été considérés (Fabry-Pérot et DFB). La fréquence choisie est de 2,2 GHz; elle a été définie par les performances des composants commerciaux disponibles à l'époque. L'objectif visé pour les projets du CNES est de 9 GHz et pourra être atteint par l'utilisation de composants adéquats qui sont désormais accessibles commercialement. L'étude envisagée devrait néanmoins permettre de dégager un certain nombre de règles pour la réalisation d'une liaison à plus haute fréquence. C'est ainsi que nous avons cherché à améliorer le transfert en puissance du signal hyperfréquence au travers de la liaison opto-hyperfréquence en adaptant les composants optoélectroniques par des circuits purement réactifs [11,12]. Nous avons également analysé le comportement de la liaison opto-hyperfréquence lors de la transmission d'un signal hyperfréquence modulé par un signal digital. Tous les types de modulation ont été envisagés, mais la modulation de phase à deux états a été plus particulièrement étudiée puisque c'est elle qui est retenue dans l'application finale.

Enfin, il nous a semblé indispensable de considérer une liaison à plus haute fréquence. Ceci a été réalisé avec des composants fabriqués au LCR-THOMSON pour une utilisation autour d'une fréquence centrale de 6 GHz [13].

Notre mémoire s'articule de la manière suivante.

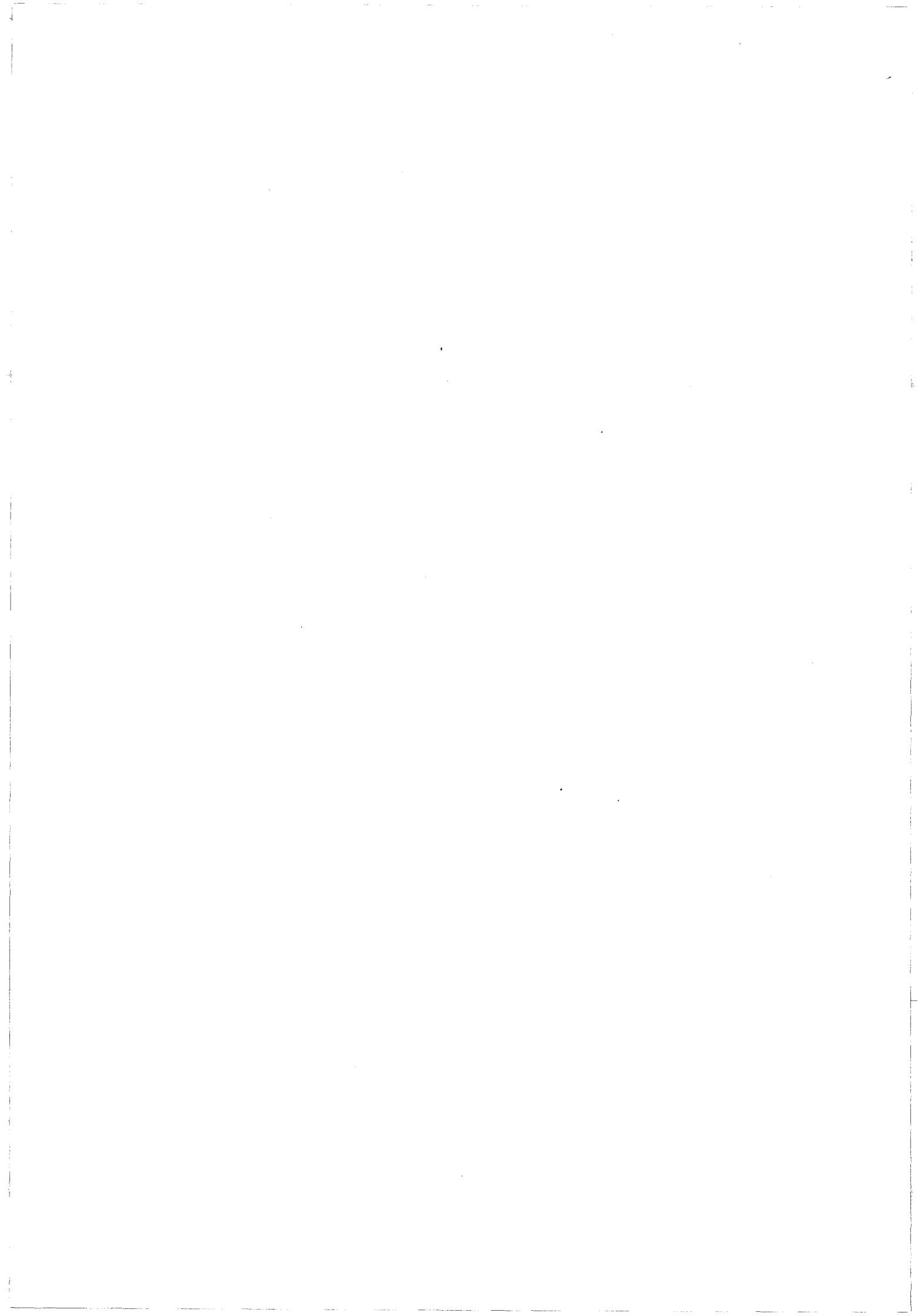
Dans le premier chapitre, nous présentons le projet RADAR 2000 et la justification de la liaison optique dans la cadre d'un tel projet. Nous rappelons également de façon succincte le principe de fonctionnement des composants optoélectroniques ainsi que leurs principales caractéristiques.

Le deuxième chapitre est consacré au bilan d'une liaison opto-hyperfréquence que nous analysons d'abord analytiquement. Nous étudions ensuite l'effet de l'adaptation d'impédance des composants optoélectroniques par un circuit purement réactif, en se fixant une bande de 400 MHz autour de 2,2 GHz. La fabrication ainsi que la caractérisation la plus complète possible de la liaison optique font ensuite l'objet de ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous abordons la transmission d'un signal hyperfréquence modulé par un signal digital. Après une analyse des différents types de modulation, nous nous consacrons essentiellement à l'étude expérimentale de la transmission d'un signal hyperfréquence modulé en phase par un signal digital

BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION GENERALE

- [1] K.Y. LAU and A. YARIV : " *Ultra-High speed semiconductor lasers*". IEEE QE-21, n°2 (1985)
- [2] J.E. BOWERS and C.A. BURRUS : " *Ultrawide band long-wavelength PIN photodetectors*". Journal of Lightwave Tech., vol.5, n°10 (1987)
- [3] D. DECOSTER, J.P. VILCOT : " *Progress in optoelectronic IC's*". 19th European Solid State Research Conf., BERLIN (1989)
- [4] B. de CREMOUX : " *Application des composants optoélectroniques à la transmission et au traitement des signaux radars*". Colloque International sur le Radar, PARIS (1989)
- [5] M. LISI : " *Active phased array antennas for European satellite applications* ". Microwave Engineering Europe (June/July 1991)
- [6] S. BERTRAN : " *Les antennes actives spatiales, Perspectives et problèmes spécifiques*". 7èmes Journées Nationales Microondes, p. 237-242 (Mars 1991).
- [7] P. FOURNIE, O. COURSEILLE : " *Etat de l'art et évolution des charges utiles des satellites de télécommunications*". L'onde électrique, vol.72, n°6 (1992)
- [8] J. RICHARD, N. SUINOT, N. LANNELONGUE : " *Observation de la terre depuis l'espace à l'aide d'instruments hyperfréquences actifs*". L'onde électrique, vol.72, n°6 (Novembre-Décembre 1992)
- [9] L.D. BAKRAK and A.A. BLISKAVITSKI : " *application of lasers and fiber optic systems in control of the formation of microwave signals and their distributions in antenna arrays*". Sov. J.QE, vol.18, n°5 (1988).
- [10] C.M. GEE, I.L. NEWBERG, G.D. THURMOND, W. YEN : " *X-band rf fiber optic links*". High Frequency Optical Communications, SPIE vol.716 (1986)
- [11] H.P. SUE, M. de LA CHAPELLE, J.J. GULICK : " *Fiber optic links for microwave signal transmission* ". High Frequency Optical Communications, SPIE vol.716 (1986)



BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION GENERALE

- [1] K.Y. LAU and A. YARIV : " *Ultra-High speed semiconductor lasers*". IEEE QE-21, n°2 (1985)
- [2] J.E. BOWERS and C.A. BURRUS : " *Ultrawide band long-wavelength PIN photodetectors*". Journal of Lightwave Tech., vol.5, n°10 (1987)
- [3] D. DECOSTER, J.P. VILCOT : " *Progress in optoelectronic IC's*". 19th European Solid State Research Conf., BERLIN (1989)
- [4] B. de CREMOUX : " *Application des composants optoélectroniques à la transmission et au traitement des signaux radars*". Colloque International sur le Radar, PARIS (1989)
- [5] M. LISI : " *Active phased array antennas for European satellite applications* ". Microwave Engineering Europe (June/July 1991)
- [6] S. BERTRAN : " *Les antennes actives spatiales, Perspectives et problèmes spécifiques*". Journées Nationales Microondes
- [7] P. FOURNIE, O. COURSEILLE : " *Etat de l'art et évolution des charges utiles des satellites de télécommunications*". L'onde électrique, vol.72, n°6 (1992)
- [8] J. RICHARD, N. SUINOT, N. LANNELONGUE : " *Observation de la terre depuis l'espace à l'aide d'instruments hyperfréquences actifs*". L'onde électrique, vol.72, n°6 (Novembre-Décembre 1992)
- [9] L.D. BAKRAK and A.A. BLISKAVITSKI : " *application of lasers and fiber optic systems in control of the formation of microwave signals and their distributions in antenna arrays*". Sov. J.QE, vol.18, n°5 (1988).
- [10] C.M. GEE, I.L. NEWBERG, G.D. THURMOND, .W. YEN : " *X-band rf fiber optic links*". High Frequency Optical Communications, SPIE vol.716 (1986)
- [11] H.P. SUE, M. de LA CHAPELLE, J.J. GULICK : " *Fiber optic links for microwave signal transmission* ". High Frequency Optical Communications, SPIE vol.716 (1986)

- [12] M. de LA CHAPELLE, J.J. GULICK, H.P. SUE : "*Analysis of low loss impedance matched fiber optic transreceivers for microwave signal transmission*". High Frequency Optical Communications, SPIE vol.716 (1986)
- [13] S. MARICOT, J.P. VILCOT, D. DECOSTER, J.C. RENAUD, D. RONDI, P. HIRTZ, R. BLONDEAU and B. De CREMOUX : "*Monolithic integration of optoelectronic devices with reactive matching networks for microwave application*". IEEE Photonics Technology Letter, Vol 4, n°11, (November 1992)

CHAPITRE I

SYSTEMES EMBARQUES ET TRANSMISSION PAR VOIE OPTIQUE

CHAPITRE I

SYSTEMES EMBARQUES ET TRANSMISSION PAR VOIE OPTIQUE

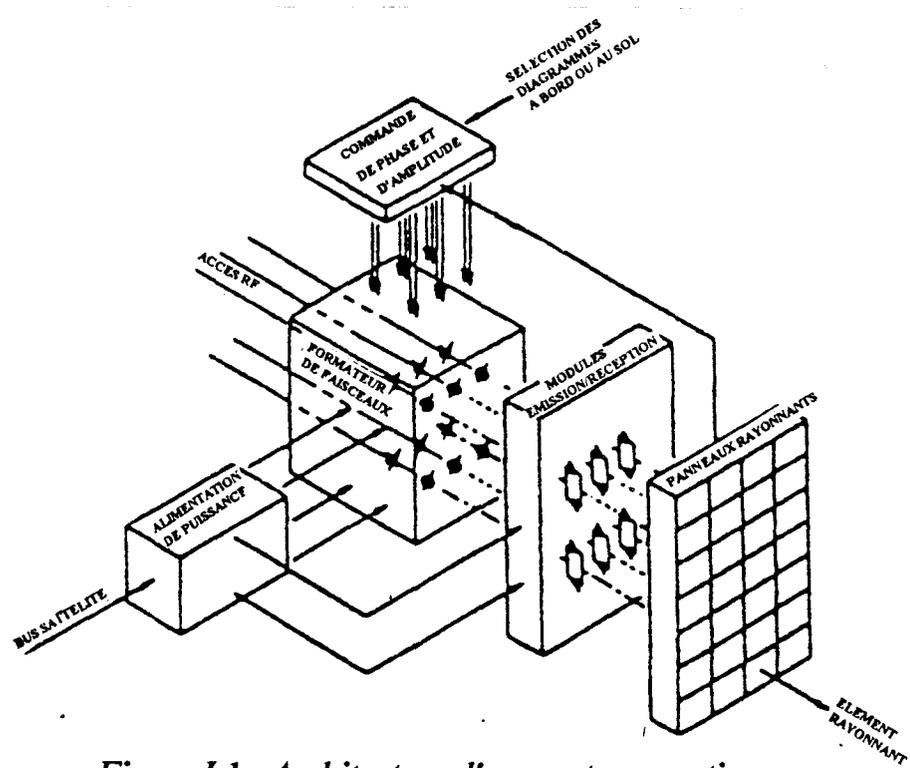


Figure I.1 : Architecture d'une antenne active

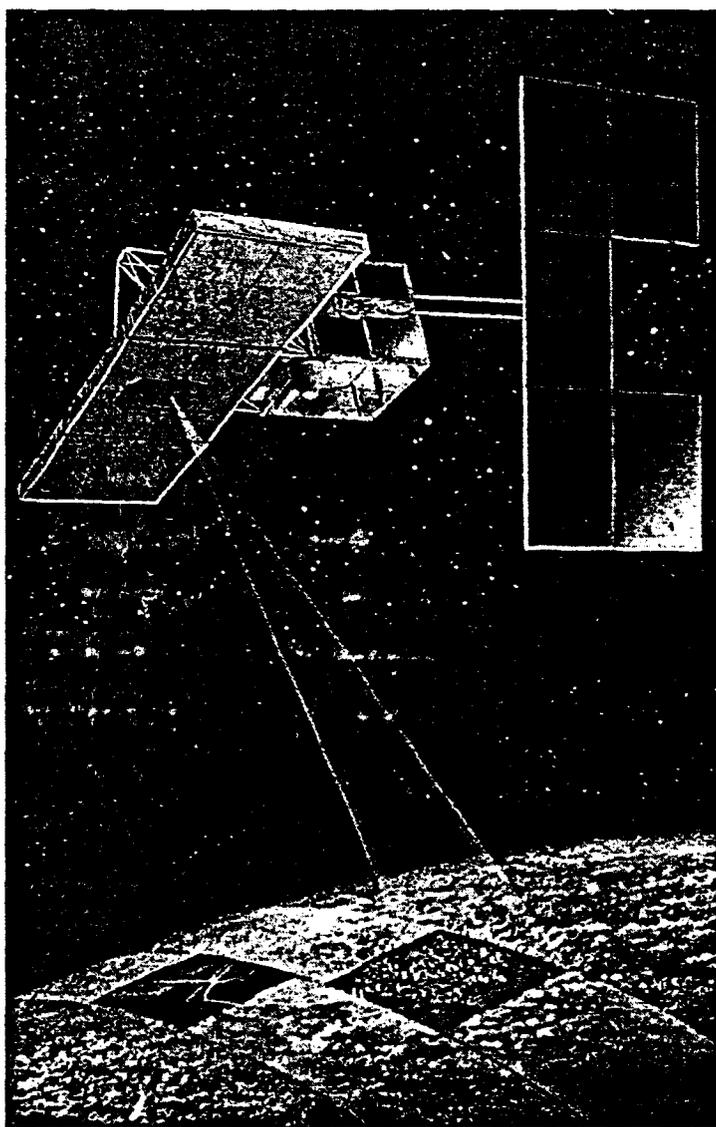


Figure I.2 : RADAR 2000 - Vue artistique

Nous présentons dans ce chapitre, tout d'abord l'intérêt de la transmission par fibre optique pour les systèmes embarqués, en nous appuyant plus particulièrement sur les projets RADAR 2000 et SPOT 2000 développés au CNES, qui ont pour but l'installation d'antennes actives à balayage électronique dans un satellite [1,2]. Nous introduisons plus particulièrement le système de transmission de signaux hyperfréquences et digitaux par voie optique en insistant sur l'état de l'art des liaisons optiques hyperfréquences et en les comparant aux transmissions par câble coaxial et guide d'onde.

1. SYSTEMES EMBARQUES ET TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE

1.1. Antennes actives à balayage électronique sur satellite

L'évolution des équipements embarqués sur satellite va vers l'intégration de nombreuses fonctions dans un même volume; c'est le cas des antennes actives qui associent la fonction classique d'antenne réceptrice et réémettre. Pour réaliser ceci, le travail en commun de spécialistes d'horizon très divers (hyperfréquences, optique, mécanique, antennes, etc.) est nécessaire de manière à assurer une conception optimale au sens industriel [3] (c'est-à-dire en comparant les performances, coûts, ...).

L'architecture d'une antenne active d'un satellite est décrite figure I.1. Pour chaque fonction, l'éventail de choix dont dispose le concepteur est large. L'antenne active est composée de plusieurs panneaux divisés eux-mêmes en une vingtaine de sous-panneaux. Chacun de ces sous-panneaux comporte une centaine de mini-éléments. Ces derniers sont alimentés par des modules d'émission-réception qui peuvent être placés dans le panneau rayonnant ou à l'intérieur du satellite. L'acheminement des signaux doit être effectué soit en signaux RF, soit par voie optique. Les missions nouvelles que permettent les antennes actives sont les suivantes :

- * balayage électronique rapide d'un faisceau pour analyse de type Radar pour des missions civiles et militaires d'observation (Radar à synthèse d'ouverture : "SAR").
- * couverture multifaisceaux avec échange de puissance entre les différents faisceaux (problèmes spécifiques au spatial car la place et la puissance disponibles sont limitées sur la plate-forme).

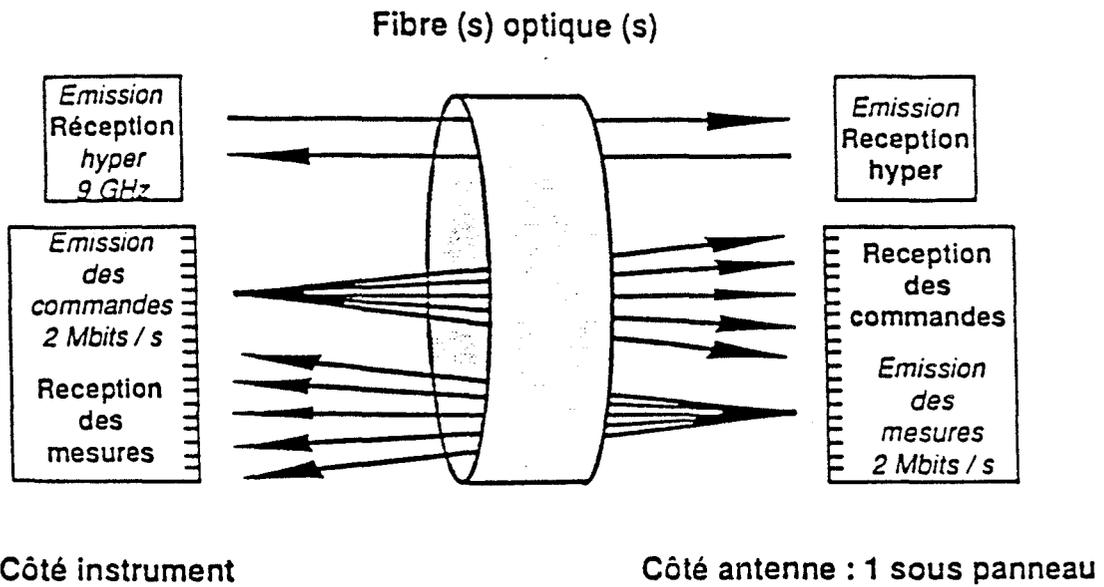


Figure I.3 : Besoins en alimentations pour l'un des sous-panneaux

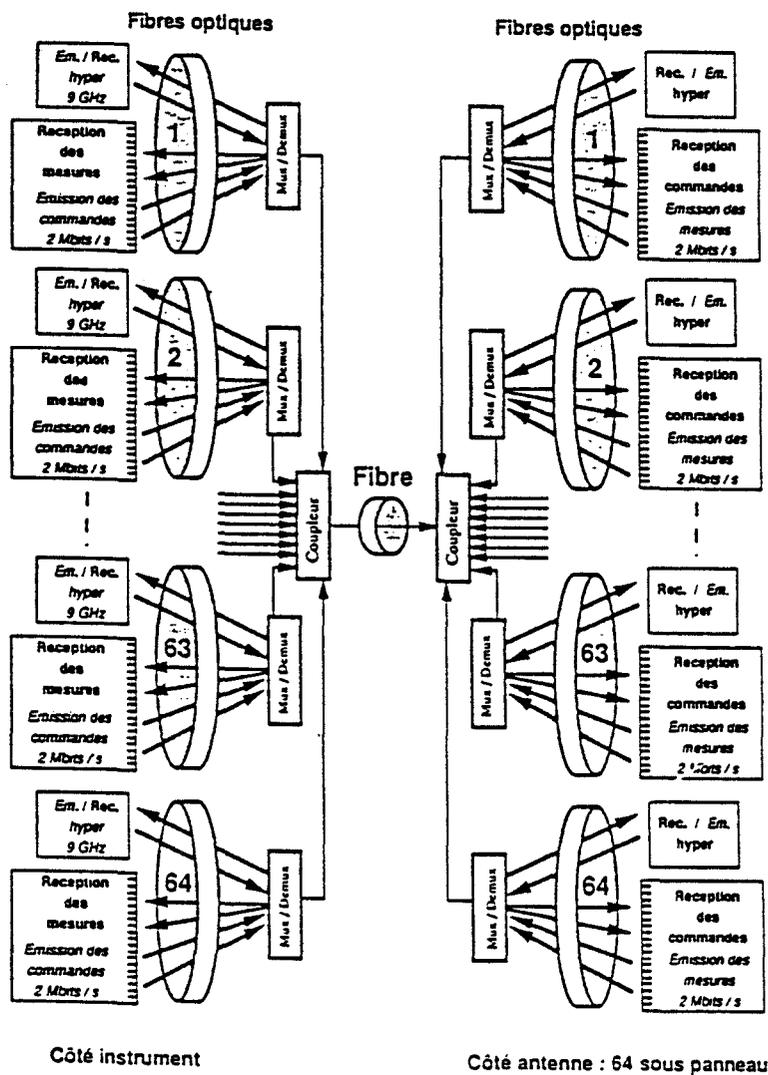


Figure I.4 : Equipements susceptibles d'intervenir dans la liaison optique

Ces antennes comportent, comme nous l'avons vu, un grand nombre de modules regroupés en sous-ensembles. Ces éléments doivent être alimentés en signaux de commande et en signaux hyperfréquences. Il devrait donc y avoir un grand nombre de câbles coaxiaux, reliant l'antenne au satellite, ce qui pose des problèmes mécaniques. L'avantage de la fibre optique apparaît évident, mais il y a de nombreux problèmes à résoudre avant de l'introduire dans un système embarquable sur un satellite [4,5]. Notre étude s'inscrit dans le cadre d'une réflexion globale sur la mise au point d'une architecture d'acheminement de signaux hyperfréquences et de signaux digitaux dans une grande antenne active.

1.2. Présentation du projet du CNES

Le développement des antennes actives à balayage électronique (Projets CNES RADAR 2000 et SPOT 2000) nécessite des systèmes de pointage du faisceau très complexes [6,7]. L'antenne active dans le projet RADAR 2000 est constituée de trois grands panneaux; les deux panneaux extérieurs sont déployables et le troisième est fixé sur l'une des faces du satellite. Chacun des panneaux est constitué d'un nombre important de sous-ensembles appelés "sous-panneaux". Les deux panneaux déployables sont composés de 20 sous-panneaux, tandis que le panneau fixe est composé de 24 sous-panneaux. Il y a en tout 64 sous-panneaux. Chaque sous-panneau est composé de 96 modules [8,9], le sous-panneau étant considéré comme "unité de base" (figure I.2).

Chacun de ces panneaux doit être alimenté en signaux hyperfréquences et en signaux digitaux (entre un instrument radar situé à l'intérieur du satellite et les différents sous-panneaux). Les signaux alimentant les divers sous-panneaux sont tous différents. La figure I.3 présente le besoin en alimentations pour l'un des sous-panneaux [10]. Ce schéma est à répéter 64 fois. Sur cette figure, une seule fibre est représentée pour l'alimentation d'un sous-panneau, la liaison étant supposée bidirectionnelle. La figure I.4 fait apparaître les différents équipements qui peuvent être nécessaires à l'acheminement des signaux vers les 64 sous-panneaux de manière bidirectionnelle (coupleurs optiques, commutateurs optiques et multiplexeurs-démultiplexeurs optiques : 1 vers 64 et 64 vers 1); la plupart de ces équipements n'est pas encore développée.

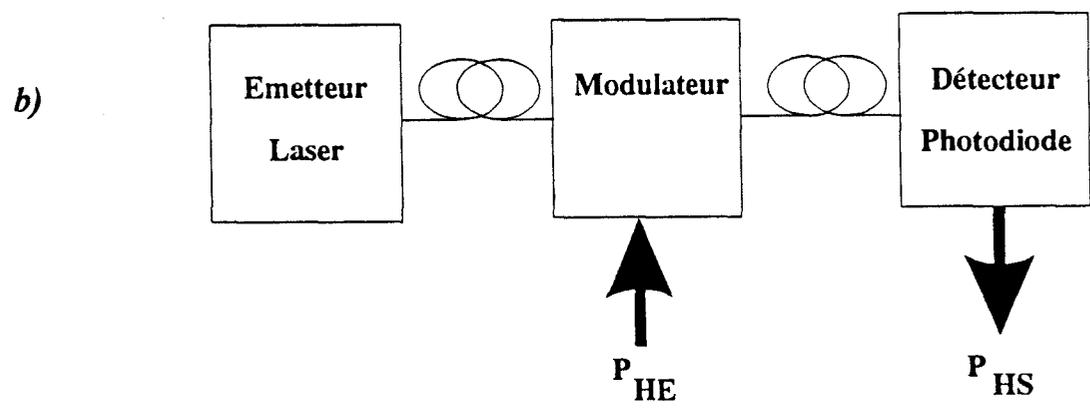
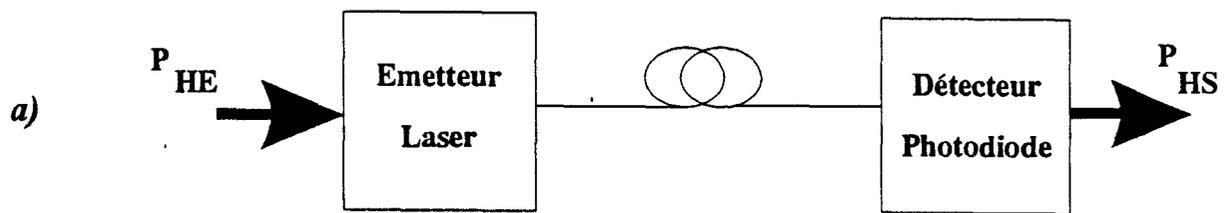


Figure 1.5 : Présentation des différents types de transmission hyperfréquence par voie optique

a) par modulation directe

b) par modulation externe

2. SYSTEME DE TRANSMISSION PAR VOIE OPTIQUE

2.1. Description d'une liaison opto-hyperfréquence

Dans une chaîne de transmission d'un signal hyperfréquence par voie optique, la puissance optique émise par la diode laser est modulée en amplitude par le signal hyperfréquence à transmettre. Après transfert via une fibre optique, elle est transformée par le photodétecteur en un signal microonde [11]. Il existe deux types de modulation : la modulation directe ou externe.

2.1.1. Modulation directe

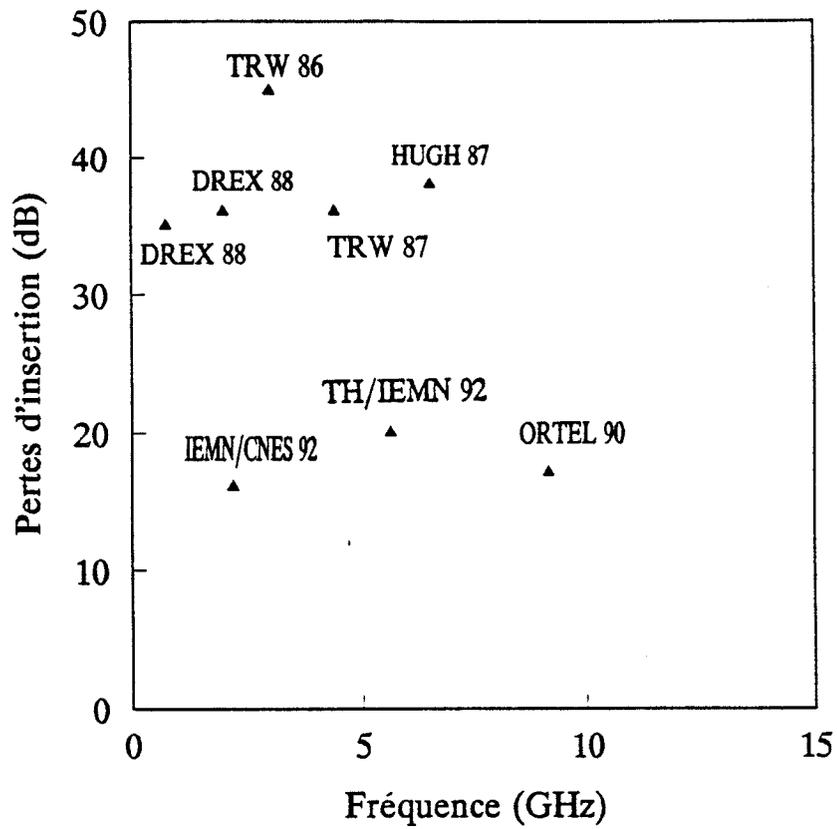
La modulation "directe" (figure I.5.a) consiste à moduler le courant injecté dans une diode laser autour de son point de fonctionnement statique. La diode laser est polarisée en direct à un courant continu supérieur au courant de seuil afin de se placer dans la plage de fonctionnement linéaire du laser. La diode laser peut être représentée par une source de puissance optique de valeur proportionnelle au courant de modulation hyperfréquence. De la même manière, au niveau de la réception, le photodétecteur peut être symbolisé par une source de courant de valeur proportionnelle à la puissance optique incidente. Une analyse plus détaillée de cette liaison sera effectuée dans le chapitre II.

Les principaux avantages correspondant à la modulation directe, sont la simplicité, une bonne efficacité de modulation et un encombrement réduit. Les inconvénients proviennent essentiellement de la faible puissance de sortie, de la limitation en bande passante ($\simeq 20$ GHz) [12,13,14], du niveau de bruit, des non-linéarités et des fluctuations de longueur d'onde consécutives à la modulation (chirp).

2.1.2. Modulation externe

En modulation "externe", un modulateur est inséré entre le laser et le photodétecteur. Le principal avantage de cette méthode est la possibilité de choisir le laser de façon à ce que son niveau de bruit soit le plus faible possible (par exemple un laser non semi-conducteur) puisqu'il y a séparation des fonctions modulation et émission optique (figure I.5.b). Un autre résultat très intéressant utilisant cette technique est l'accroissement de la bande passante ($\simeq 40$ GHz) et de la puissance d'émission optique [15,16]. Néanmoins, ce système est beaucoup plus lourd et plus

a)



b)

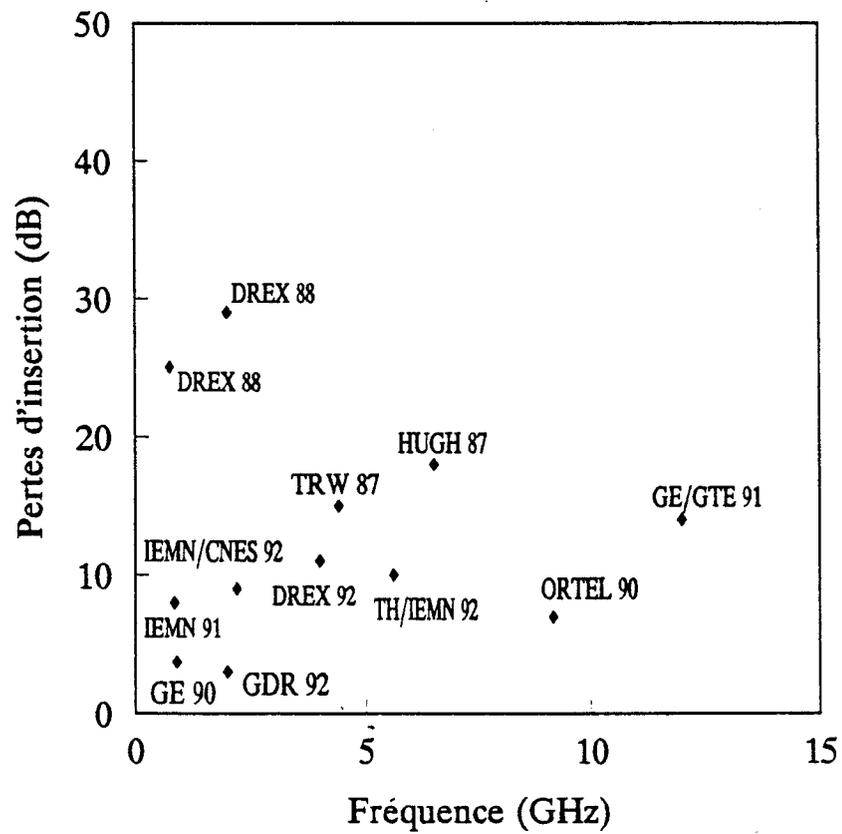


Figure I.6 : Etat de l'art des pertes d'insertion dans des liaisons opto-hyperfréquences en modulation directe [15,17,18,19].

a) sans adaptation d'impédance

b) avec adaptation d'impédance passive réactive

complexe à mettre en oeuvre et possède également le désavantage d'une faible efficacité de modulation, ce qui requiert la nécessité d'utiliser des puissances hyperfréquences élevées pour obtenir des taux de modulation importants.

Dans ce travail, nous nous intéressons aux liaisons opto-hyperfréquences par modulation directe, compte tenu de son aspect pratique.

2.2. Etat de l'art des liaisons optiques hyperfréquences par modulation directe

Les systèmes de transmission analogiques par voie optique occupent un rôle de plus en plus intéressant au vue de leurs avantages, ce qui a eu pour conséquence un certain nombre d'études dont les résultats sont parus dans la littérature. Pour les premières réalisations, la bande passante des liaisons optiques n'excédait guère le gigahertz; mais au fur et à mesure que les composants opto-électroniques d'extrémités s'amélioraient, cette limite a été repoussée pour dépasser de nos jours la dizaine de gigahertz.

Il nous a paru intéressant de proposer une étude bibliographique dans ce paragraphe. Cette dernière s'appuie sur des travaux récents (de 1987 à 1992) issus de la littérature mais également prend en compte des travaux réalisés à l'IEMN. Le fond de cette étude repose sur la comparaison, ainsi que sur la mise en évidence de l'évolution des paramètres qui caractérisent une liaison opto-hyperfréquence. Une réflexion globale peut ainsi être apportée sur ce moyen de transmission d'avenir. L'essentiel des études retenues est constitué de composants commerciaux fibrés, ce qui confère un intérêt particulier à ce travail. Les paramètres électriques pris en compte sont essentiellement les pertes d'insertion, la puissance maximale disponible ainsi que l'étendue dynamique et ce, pour plusieurs fréquences d'utilisation.

La figure I.6.a met en évidence l'évolution des pertes d'insertion de la liaison optique en fonction de la fréquence sans adaptation d'impédance des composants optoélectroniques d'extrémité. Elles sont de l'ordre de - 20 à - 30 dB sans adaptation et en chargeant la photodiode sur 50 ohms. Les principales pertes sont dues à la désadaptation hyperfréquence du système et aux pertes optiques : de l'ordre de 1 dB/km dans la fibre optique, et 1 dB/connecteur optique. Il faut en outre, ajouter les pertes optiques liées au fibrage de la diode laser et du détecteur. Ce type de modulation dite "directe" reste la solution la plus utilisée. Pour les résultats récents, et pour des

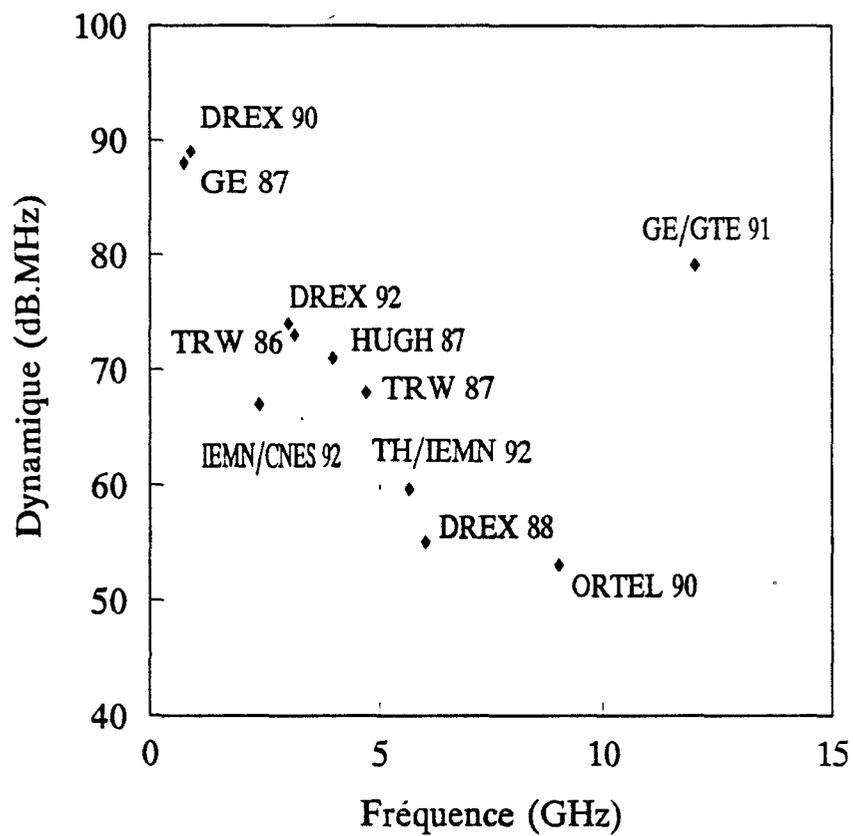


Figure I.7 : Etat de l'art de la dynamique dans des liaisons opto-hyperfréquences en modulation directe (avec adaptation d'impédance passive réactive) [20,21,22,23,24,25]

liaisons adaptées en impédance, la figure I.6.b montre une progression des pertes d'insertion de la liaison par fibre optique avec la fréquence [15,17,18,19]. Ce résultat exprime la difficulté qui subsiste à fabriquer des composants performants dans le domaine des hyperfréquences. Sur la figure I.6.b, on constate également que les pertes d'insertion diminuent de 10 à 12 dB pour les liaisons dont on a réalisé l'adaptation d'impédance. Celles-ci conservent à une homothétie près la même progression en fonction de la fréquence que dans le cas précédent.

Le second paramètre ayant retenu notre attention est la dynamique. Ici encore, ce paramètre est important, puisqu'il traduit l'excursion en puissance de la chaîne; celle-ci est présentée figure I.7. On constate une décroissance linéaire de la dynamique du système avec la fréquence. Elle confirme la dégradation des performances de la chaîne optique au fur et à mesure que la fréquence augmente [20,21,22,23,24,25].

Pour ce qui concerne la puissance maximale de la liaison, définie à partir du point de compression (voir chapitre II), la dispersion des points est telle qu'il est difficile d'en tirer une loi ou une évolution générale en fonction de la fréquence. Il faut cependant noter que tous ces points ont pour caractéristique essentielle des valeurs de puissances hyperfréquences au maximum de l'ordre de quelques dBm; ceci représente également une des limites de la liaison opto-hyperfréquence.

2.3. Comparaison des liaisons hyperfréquences par fibre optique, câble coaxial et guide d'onde

Les performances, la complexité, ainsi que les répercussions financières des trois types de transmission sont décrites et comparées dans ce paragraphe. Les critères importants d'analyse d'une chaîne de transmission hyperfréquence sont les performances en bruit, la bande passante, les pertes, la puissance maximale de sortie, la dynamique et les non-linéarités [26].

Les systèmes à fibre optique sont potentiellement moins complexes, ce qui laisse présager des avancées pour le futur, sitôt que les performances des composants d'extrémité auront pu être encore améliorées. On peut s'attendre en outre, à une diminution de leur coût, les rendant ainsi encore plus attractifs.

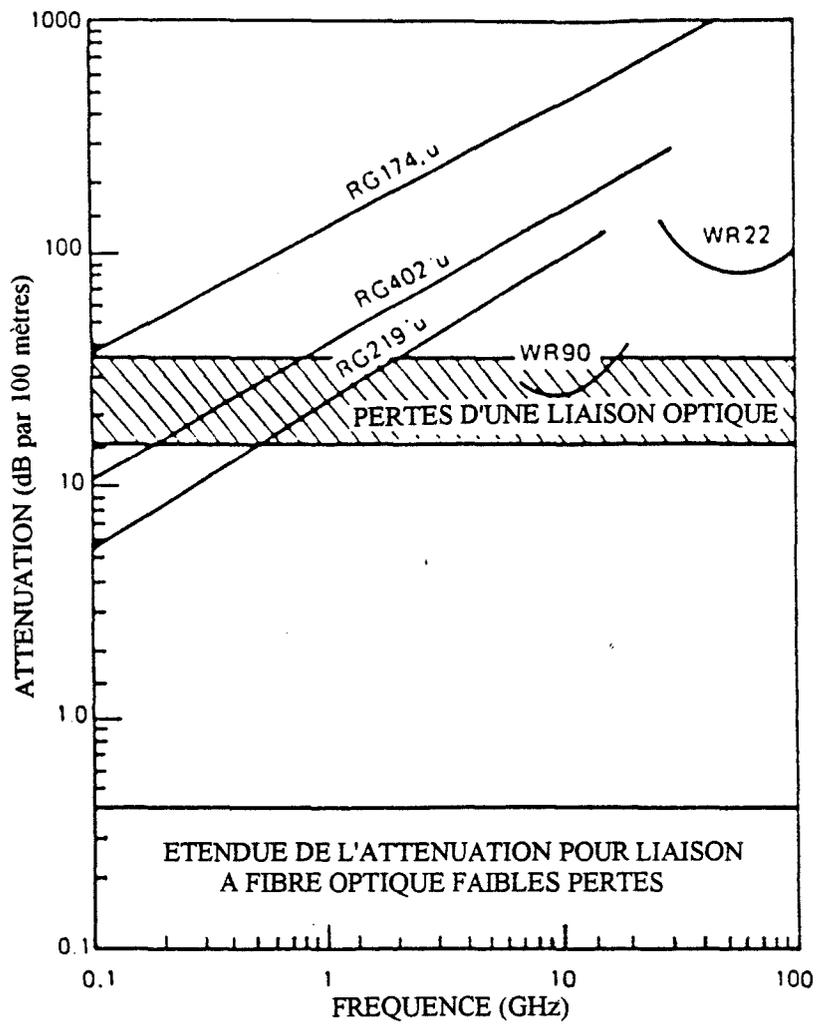


Figure I.8 : Pertes d'une liaison optique de longueur 100 mètres en fonction de la fréquence [26]

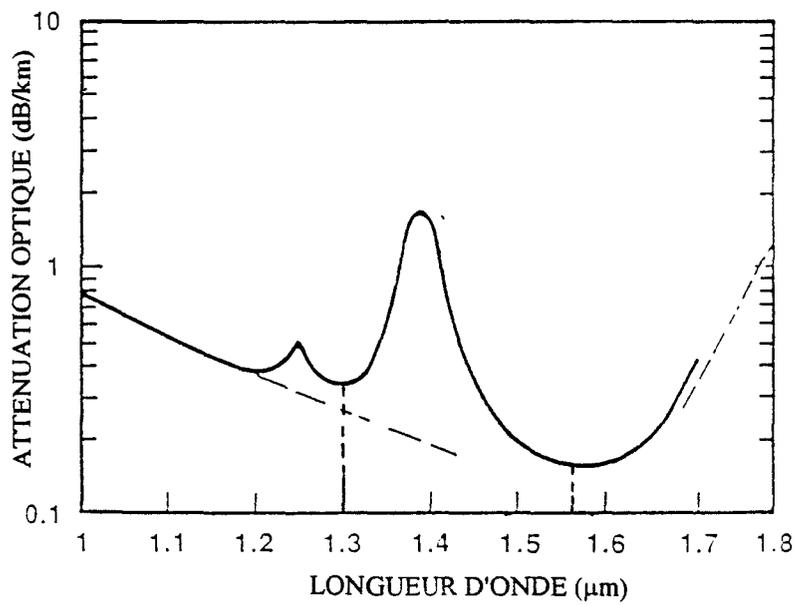


Figure I.9 : Fenêtres de transmission des liaisons à fibre optique

Dans les systèmes à câble coaxial ou guide d'onde, le niveau minimum détectable est constitué par le bruit thermique (soit -174 dBm). Une étude comparative, tirée de la littérature, permet de constater que les systèmes à fibre optique ont un niveau minimum détectable, supérieur de 20 dB aux systèmes dits classiques à câble coaxial et guide d'onde. Les systèmes optiques sont donc caractérisés par un bruit plus élevé, comparés aux liaisons à câble coaxial et guide d'onde. Des valeurs typiques sont présentées dans le tableau 1. Cet écart est essentiellement imputable au bruit du laser (RIN).

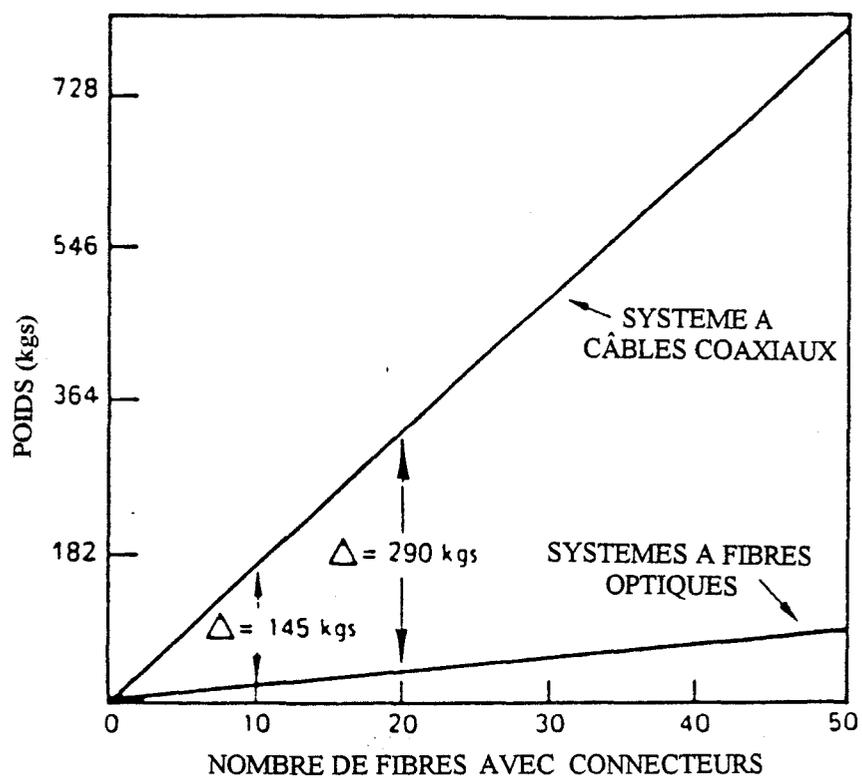
TYPE DE SYSTEME	NIVEAU MINIMUM DETECTABLE	
	Bande passante complète	Bande passante par Hertz
Guide d'onde	- 91,5 dBm	- 165,1 dBm/Hz
Câble coaxial	- 91 dBm	- 165,5 dBm/Hz
Liaison optique	- 66,5 dBm	- 136,8 dBm/Hz

Tableau 1 : comparaison des caractéristiques en bruit pour différents systèmes de transmission de signaux hyperfréquences [26]

L'autre aspect de comparaison concerne la bande passante. Les transmissions utilisant le câble coaxial présentent des pertes qui varient suivant \sqrt{f} , celles-ci étant dues essentiellement à l'inductance et la capacité mutuelles dans la ligne. L'utilisation de systèmes à fibre optique permet de s'affranchir d'une partie de ces pertes (notamment à grande distance) et de disposer d'une large bande passante (figure I.8). La bande passante est l'un des avantages de la fibre optique permettant de surmonter l'inconvénient présenté par le bruit, pourvu que les performances des composants d'extrémités permettent de tirer partie de cet avantage.

L'utilisation d'une des deux fenêtres de transmission optique (figure I.9) 1,3 μm ou 1,55 μm , amène des pertes dues à la fibre de l'ordre de 0,5 dB/km, ce qui représente un des avantages essentiel de cette technologie. En effet, les systèmes à câble coaxial ont des pertes de l'ordre de 1 dB/m, ce qui représente une limitation importante à longue distance.

Dans les systèmes à fibre optique, la puissance maximale disponible en sortie demeure, jusqu'à présent, limitée à quelques dizaines de milliwatts, à cause notamment de la non-linéarité de l'émetteur laser. En revanche, pour le câble coaxial, les



**Figure I.10 : Gain en poids obtenu avec la liaison à fibre optique [26]
(longueur 100 mètres)**

limitations ne sont pas apparentes, car des puissances de l'ordre du watt peuvent être transmises (tableau 2).

La dynamique du système est définie par la différence exprimée en dB de la puissance maximale disponible et de la puissance minimale détectable. On montre que les systèmes à câble coaxial ou guide d'onde possèdent une étendue dynamique de 30 dB supérieure au système équivalent par fibre optique. Il s'agit d'un résultat à souligner.

TYPE DE SYSTEME	PUISSANCE MAXIMALE TRANSMISE	DYNAMIQUE
Guide d'onde	+ 30 à + 33 dBm	109 dB
Câble coaxial	+ 15 à + 20 dBm	90 dB
Liaison optique	0 à - 10 dBm	51 dB

Tableau 2 : comparaison des puissances maximales transmises et de la dynamique pour différents systèmes de transmission [26]

Cependant, l'optique devrait permettre de gagner en masse, en consommation et peut-être en fiabilité, sans parler des avantages liés à l'insensibilité aux parasites et interférences électromagnétiques et ainsi qu'à l'isolation électrique. Il s'agit là aussi de critères de qualité caractérisant la liaison à fibre optique. A titre d'exemple, la figure I.10 illustre le gain en poids obtenu à l'aide de la fibre optique, par comparaison au câble coaxial. Cet aspect de masse est primordial dans la technologie spatiale puisqu'on admet généralement un coût de lancement de 300 à 400 KF par kg de satellite. Le gain en poids dû à l'utilisation des transmissions par fibre optique ne sera vraiment avantageux qu'à partir d'une réduction en masse de 5% (masse totale environ 650 kg). Entre 1 et 5% de réduction, la réduction de masse est considérée comme secondaire vis-à-vis de l'immunité aux parasites ou de l'isolation électrique [5,26].

En conclusion, on peut dire qu'il est important de prendre en compte tous les paramètres, électriques ou non, pour analyser l'avantage de la fibre optique pour l'utilisation d'un système embarqué. Pour ce qui nous concerne, nous étudierons plus particulièrement les performances électriques que l'on peut espérer atteindre avec une liaison par fibre optique.

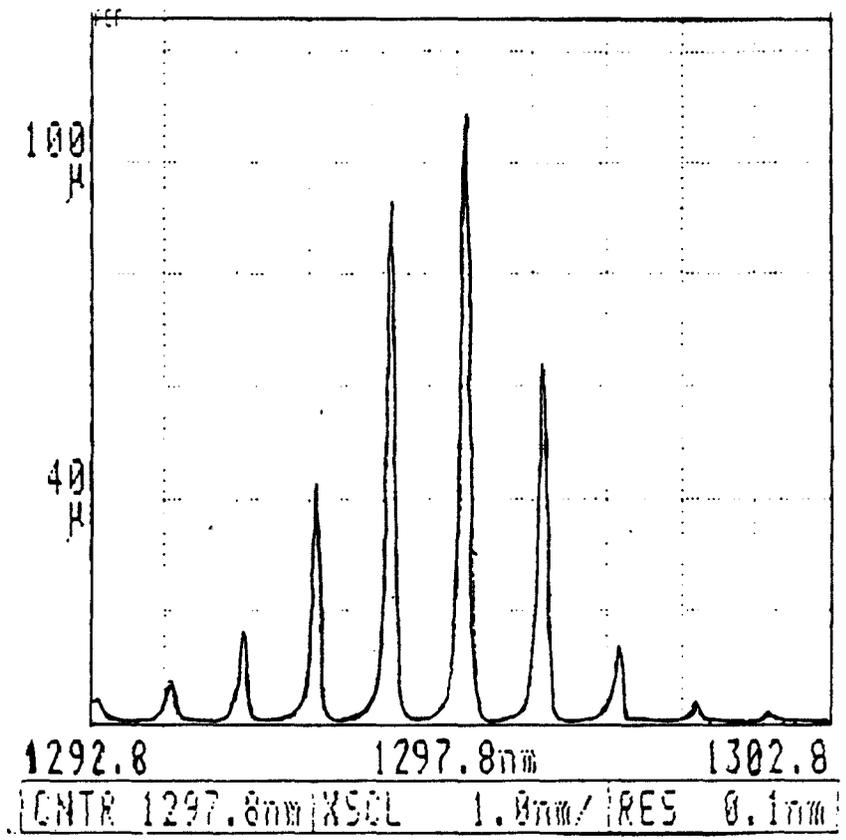


Figure I.11 : Spectre optique du laser Fabry-Pérot utilisé dans ce travail

3. PRESENTATION DES COMPOSANTS OPTOELECTRONIQUES D'EXTREMITES

3.1. Diodes lasers à semi-conducteur

Il existe deux types de lasers à semi-conducteur : les lasers Fabry-Pérot et DFB.

3.1.1. Description de la diode laser à semi-conducteur de type Fabry-Pérot

Une source optique est considérée comme un composant actif dans un système de communication optique. Sa fonction fondamentale est de convertir l'énergie électrique (sous forme de courant) en énergie optique (rayon lumineux). La fréquence de la radiation émise est reliée à l'énergie E_g des photons par la relation :

$$E_g = \frac{hc}{\lambda_0} \quad \text{soit} \quad \lambda_0 = \frac{1,24}{E_g}$$

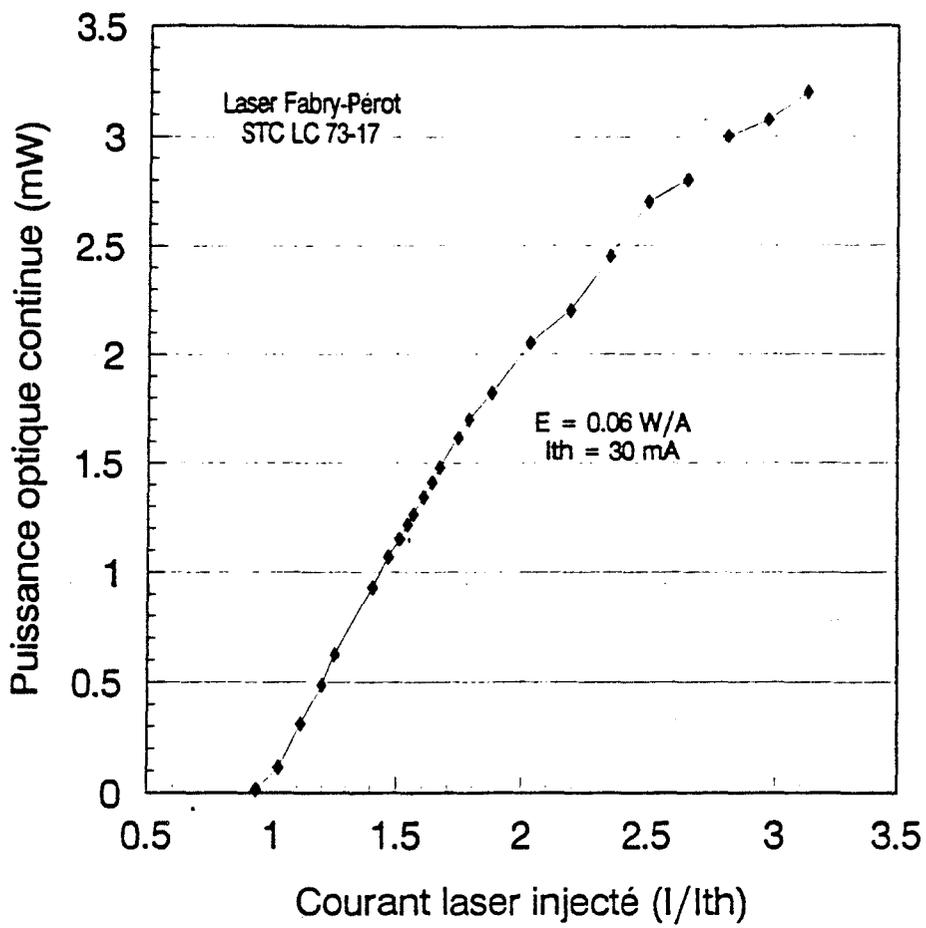
avec λ_0 : longueur d'onde émise en μm
 et E_g : énergie de la bande interdite en eV.

Pour obtenir l'effet laser dans le semi-conducteur, il est nécessaire de favoriser les transitions radiatives. Celles-ci libèrent un photon et sont facilitées dans les matériaux à gap direct, car elles permettent de respecter les règles de conservation de l'énergie et du vecteur d'onde. Les matériaux III V sont donc particulièrement bien adaptés pour la fabrication des lasers à semi-conducteur [27].

Au niveau de la structure, une diode laser peut être représentée simplement par une jonction PN combinée à un résonateur optique. Le spectre optique d'un laser Fabry-Pérot est caractérisé par une raie principale à la longueur d'onde λ_L ainsi qu'une succession de raies latérales (figure I.11). La diode laser est polarisée en direct. Les porteurs injectés se recombinent au niveau de la jonction, mais il est nécessaire de les confiner dans un volume aussi faible que possible pour obtenir une grande densité de porteurs à faible courant [28]. Pour obtenir cela, une double hétérojonction est utilisée.

On peut caractériser le laser à semi-conducteur par la caractéristique puissance optique-courant injecté $P(I)$ et sa réponse dynamique. Généralement, les

a)



b)

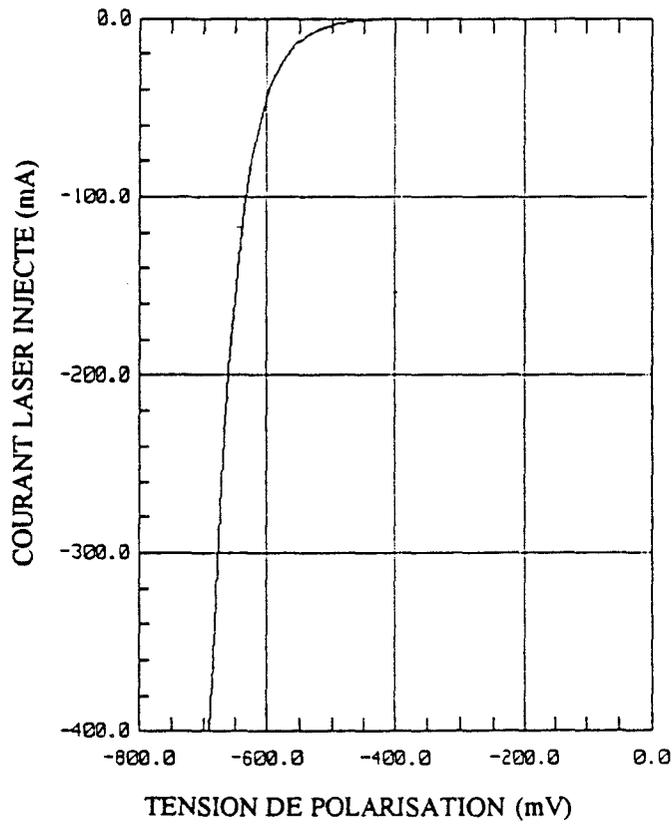


Figure I.12 : Caractéristiques statiques du laser Fabry-Pérot utilisé dans ce travail

a) Puissance optique - courant continu injecté : $P(I)$

b) Tension directe appliquée - courant continu injecté : $V(I)$

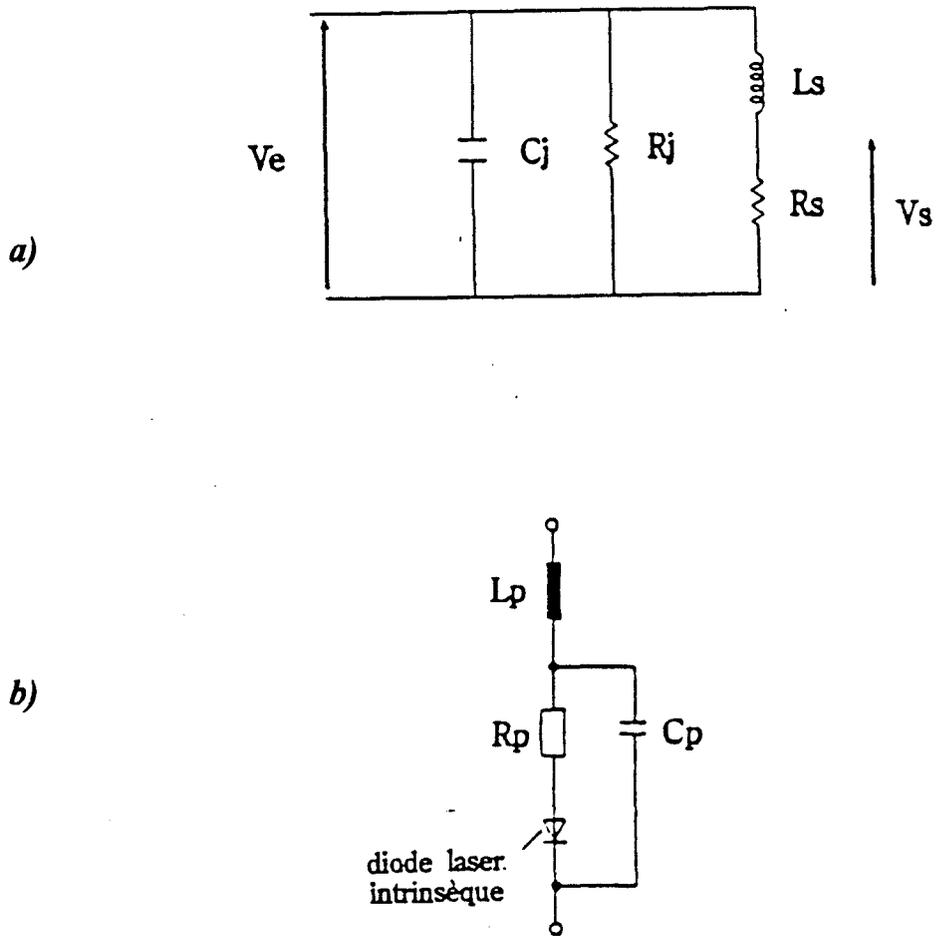


Figure I.13 : a) Schéma équivalent "petit signal" typique de la zone active d'un laser à semi-conducteur

b) Eléments parasites associés au laser

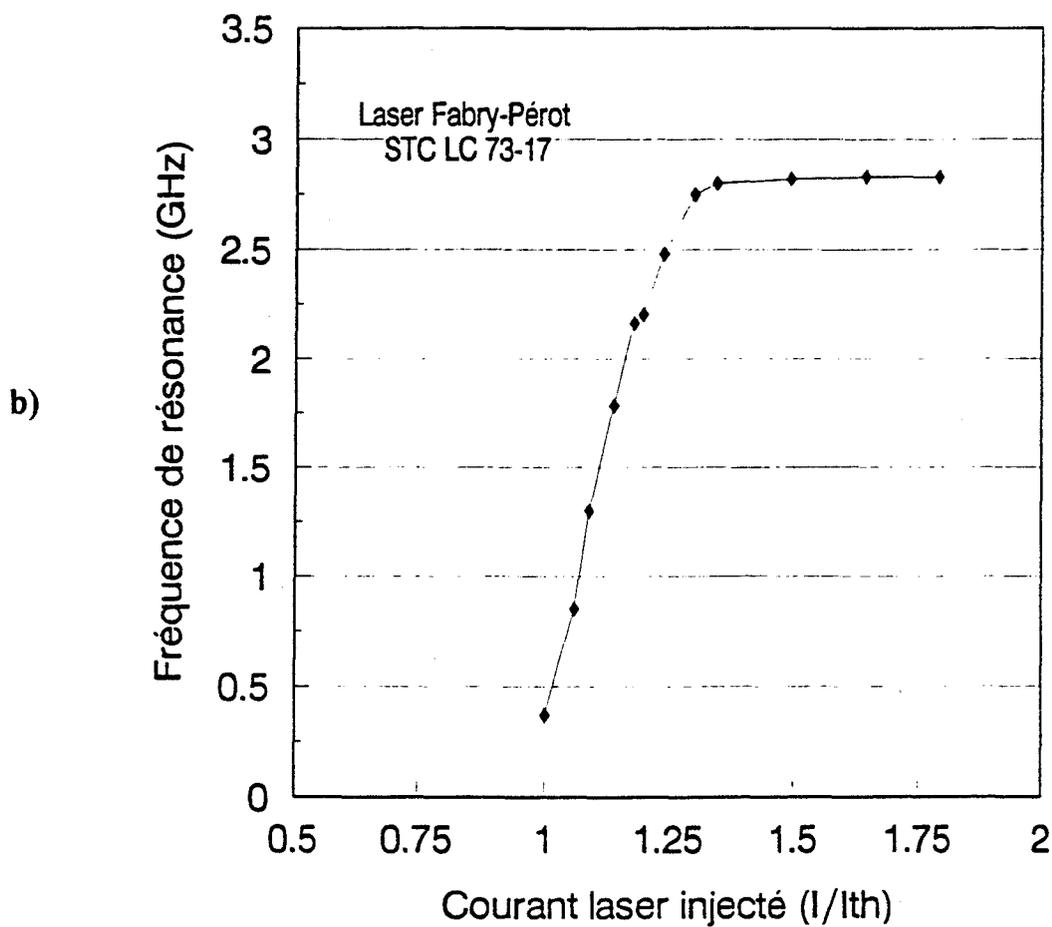
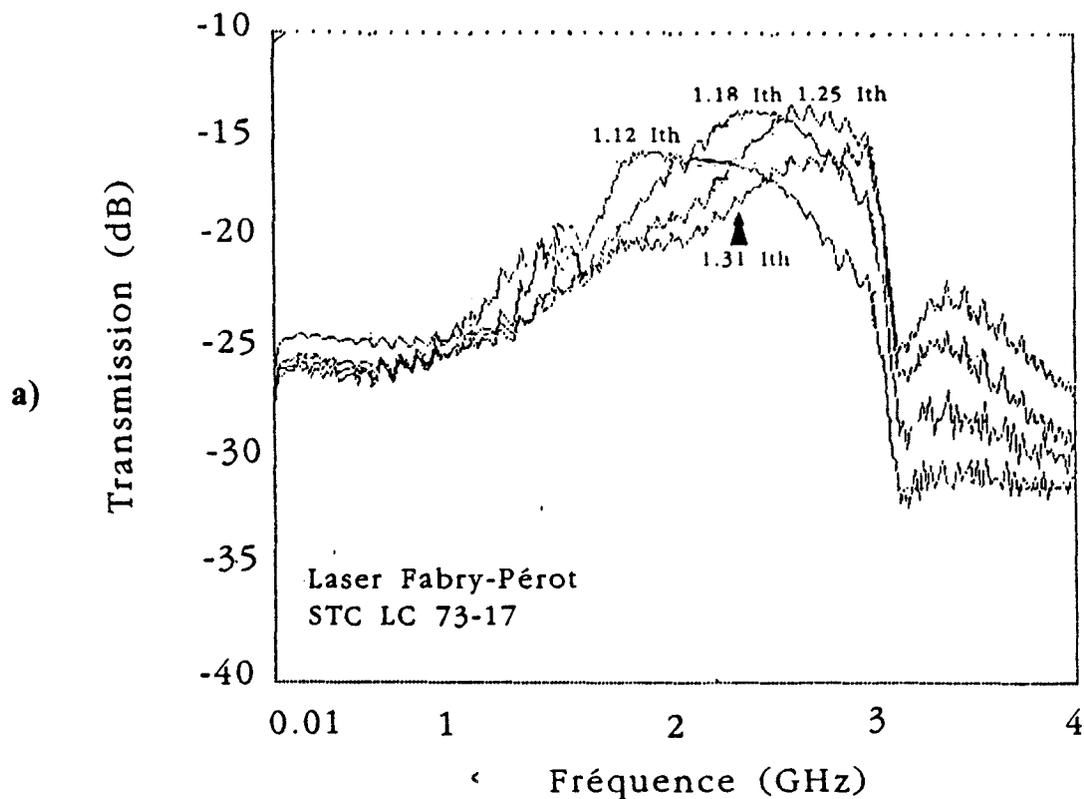


Figure I.14 : Caractéristiques dynamiques du laser Fabry-Pérot utilisé dans ce travail

a) Courbes de réponse pour différentes polarisations continues

b) Evolution de la fréquence de résonance en fonction du courant de polarisation du laser

deux faces clivées d'un laser sont identiques, la même puissance optique étant disponible sur chacune des faces. Cette puissance lumineuse, émise par l'une des deux faces du laser, est mesurée en fonction du courant injecté et son évolution peut se représenter comme le montre la figure I.12. Comme nous pouvons le constater, cette courbe se décompose en trois parties distinctes :

* cas où $I < I_{th}$; à faible niveau d'injection, l'inversion de population n'est pas encore réalisée et la lumière émise provient principalement de l'émission spontanée.

* cas où $I > I_{th}$; le courant injecté a atteint un niveau que l'on nomme courant de seuil I_{th} . La puissance émise augmente fortement pour une faible variation de courant. Dans cette zone, la puissance optique est gouvernée par le phénomène d'émission stimulée et le composant se comporte comme un amplificateur de lumière inséré dans une cavité optique. Dans cette zone, on détermine l'efficacité du laser (notée ϵ) qui représente la pente de la caractéristique $P(I)$ que l'on exprime en W/A. Toute injection de porteurs en excès par rapport au courant de seuil contribue à l'émission stimulée et la puissance lumineuse émise est proportionnelle à $(I - I_{th})$.

* le cas où $I \gg I_{th}$; dans cette zone on atteint le régime de saturation qui peut s'expliquer par un courant de fuite qui augmente avec le courant injecté (on a relativement moins d'injection de porteurs dans la zone active du laser) et par l'échauffement de la jonction.

L'étude de la réponse dynamique du laser est indispensable pour analyser le fonctionnement des circuits opto-hyperfréquences [29,30]. Nous présentons à la figure I.13.a, le schéma équivalent "petit signal" de la zone active d'un laser dans lequel R_j et C_j représentent les éléments correspondant à la jonction, L_s et R_s les éléments traduisant l'effet de résonance électro-optique [31]. La fonction de transfert de ce circuit correspond à la réponse d'un système du deuxième ordre. Cependant, la réponse "petit signal" d'un laser est largement influencée par la présence des éléments parasites que l'on peut symboliser par le circuit simplifié présenté figure I.13.b [32]. Sur ce schéma, R_p représente la résistance équivalente de contact, C_p la capacité du boîtier (si le laser est encapsulé) et L_p l'inductance des fils de connexion. Nous présentons figure I.14.a, une évolution typique de la réponse dynamique pour le laser Fabry-Pérot utilisé dans ce travail, pour différents courants de polarisation au dessus du seuil. La diode laser, émettant à $\lambda_0 = 1,3 \mu\text{m}$, est directement modulée par un courant sinusoïdal superposé au courant continu de polarisation. On constate l'existence du phénomène de résonance dont la fréquence augmente avec le courant de polarisation de la diode laser mais au détriment de l'intensité du signal optique, ainsi qu'il est couramment observé



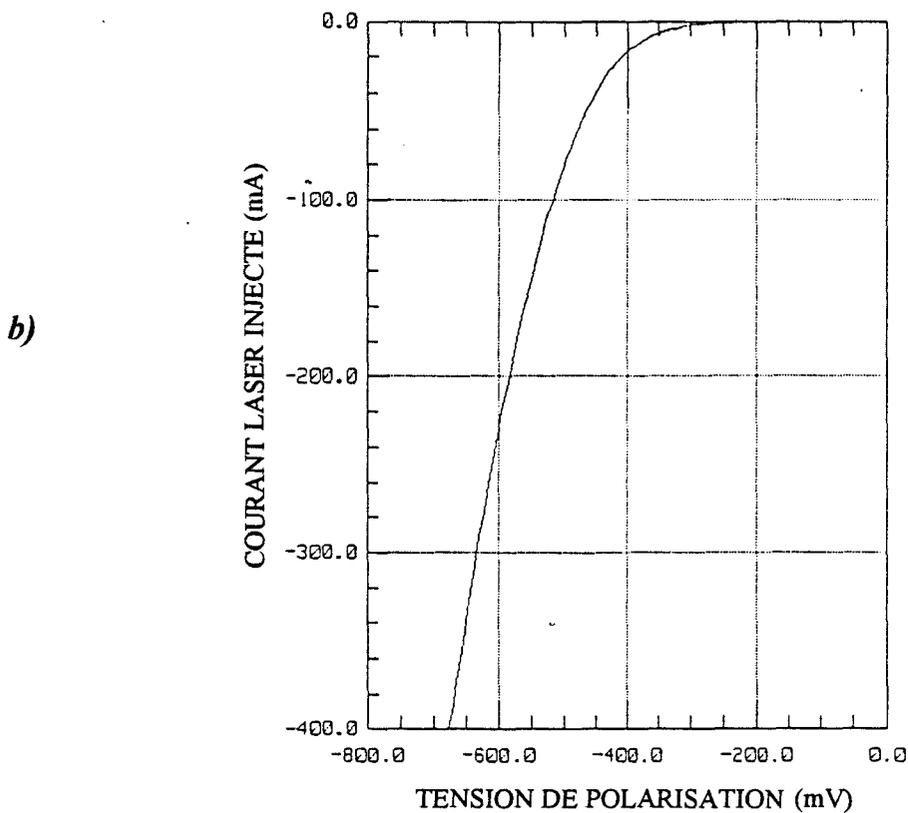
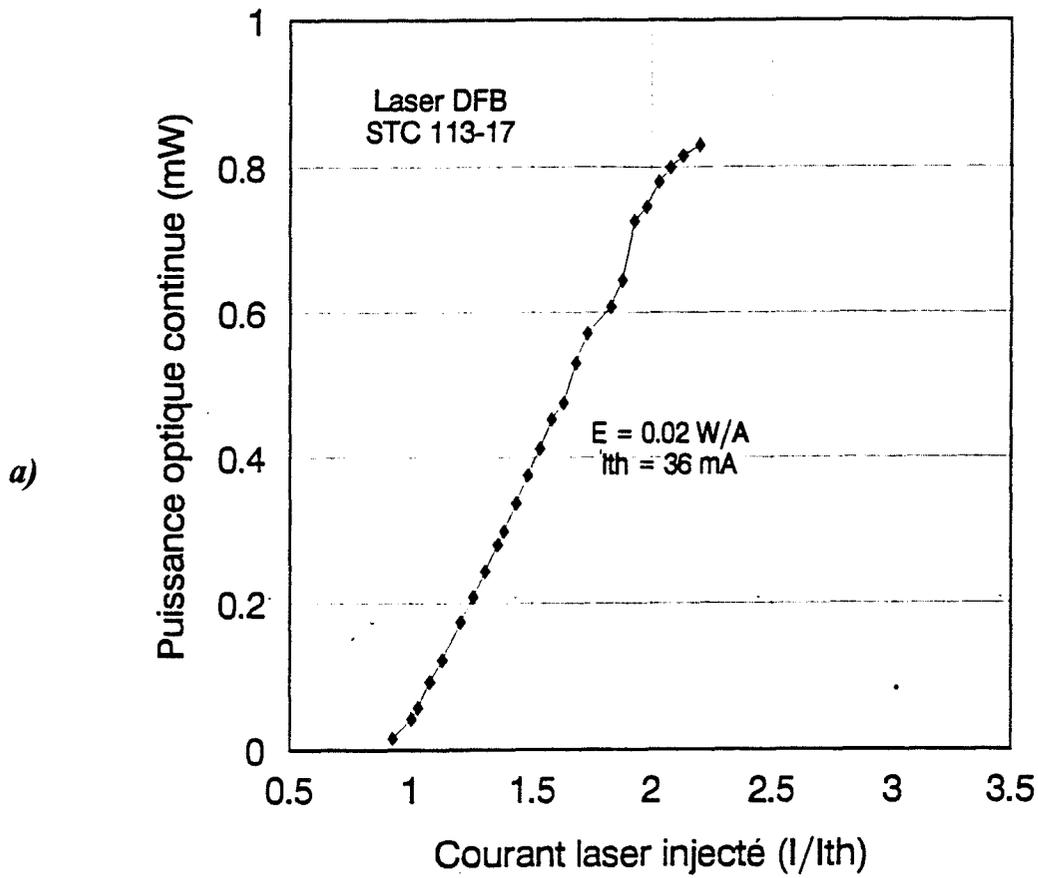
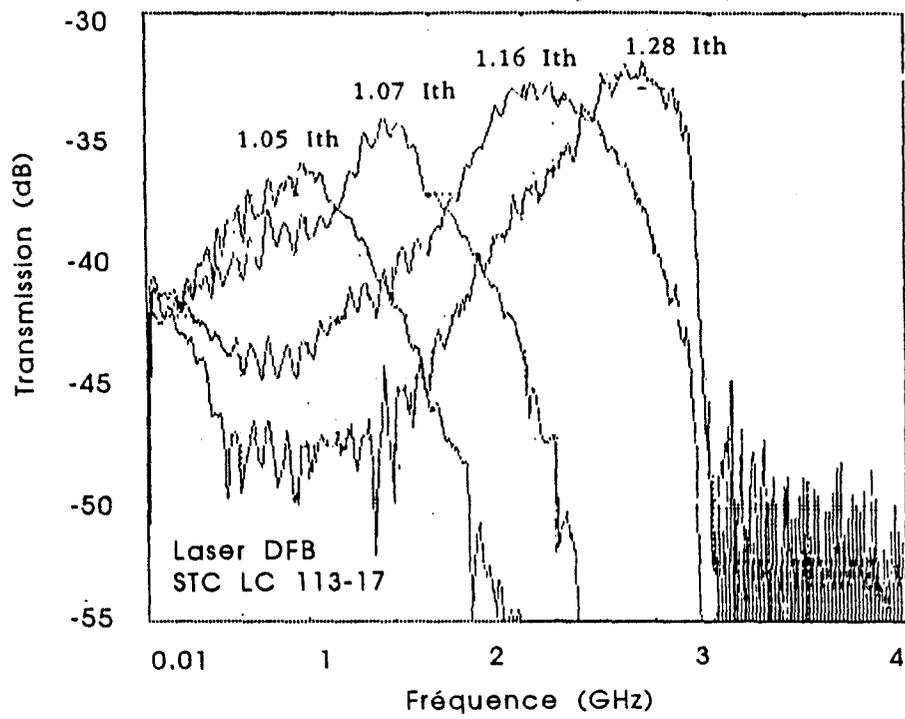


Figure I.15 : Caractéristiques statiques du laser DFB utilisé dans ce travail

a) Puissance optique - courant continu injecté : $P(I)$

b) Tension directe appliquée - courant continu injecté : $V(I)$

a)



b)

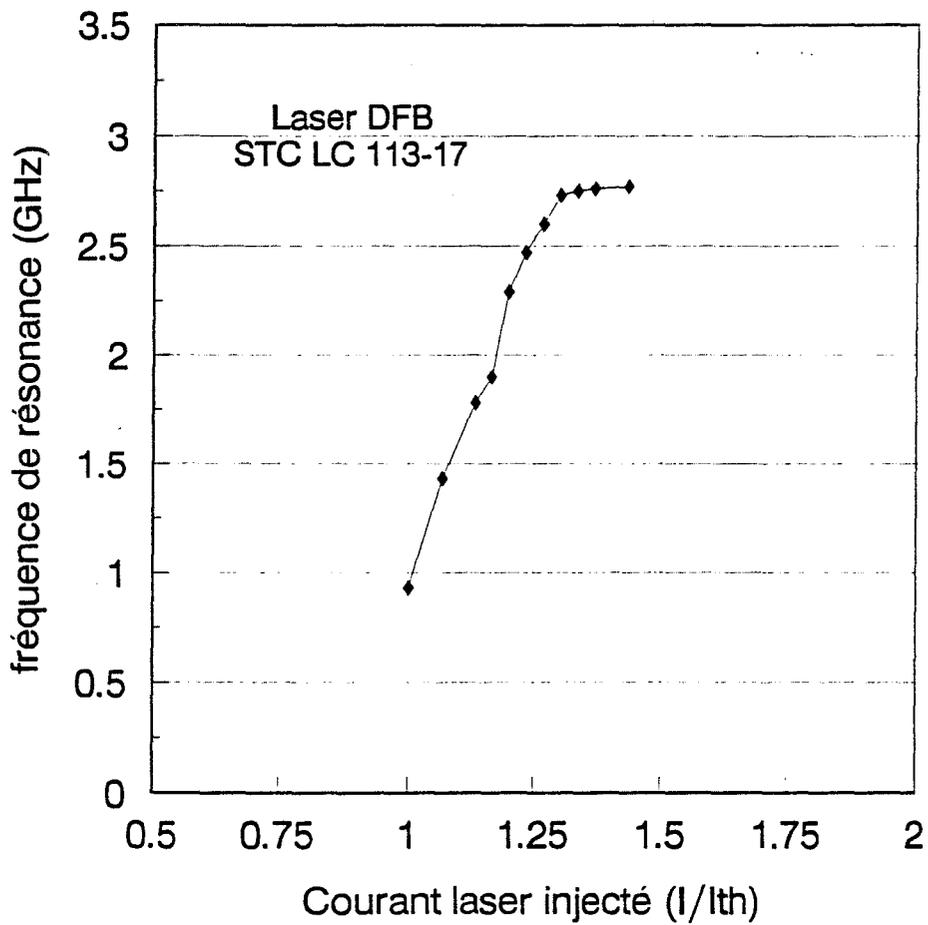


Figure I.16 : Caractéristiques dynamiques du laser DFB utilisé dans ce travail

a) Courbes de réponse pour différentes polarisations continues

b) Evolution de la fréquence de résonance en fonction du courant de polarisation du laser

(figure I.14.b). La présence des éléments parasites entraîne un phénomène de "Roll-off" qui est caractérisé par un affaiblissement de la courbe avant d'atteindre la résonance. De plus, à courant de polarisation élevé, l'amplitude du pic de résonance n'est généralement pas suffisante pour compenser l'effet de "Roll-off". La réponse dynamique décroît ensuite rapidement avec la fréquence.

3.1.2. Description des diodes lasers à semi-conducteur de type DFB

Les progrès rapides de la technologie ont permis l'apparition de diodes lasers monomodes particulièrement adaptées aux télécommunications optiques [33]. C'est la raison pour laquelle de gros efforts sont actuellement fournis pour fabriquer des lasers dits à rétroaction répartie (Distributed FeedBack : DFB) caractérisés par un fonctionnement monomode. Le concept du laser DFB, fondé sur l'utilisation d'un réseau, a été démontré par Kogelnick et Shank en 1971, mais n'a été pratiquement utilisé qu'en 1974. Au niveau de la structure, la diode laser DFB se distingue du laser Fabry-Pérot par un réseau gravé sur une couche semi-conductrice placée au voisinage de la couche active. Les réflexions sur le réseau provoquent des interférences constructives pour une longueur d'onde bien définie [34,35]. Le spectre typique d'un laser DFB est caractérisé par une seule raie de longueur d'onde λ_0 et de largeur assez faible (quelques MHz). Nous présentons figures I.15 et I.16, les caractéristiques statiques et dynamiques d'un laser DFB émettant à $\lambda_0 = 1,55 \mu\text{m}$. Les observations données pour le laser Fabry-Pérot restent valables pour ce type de laser.

3.2. Photodétecteurs

3.2.1. Présentation

Le plus commun des photodétecteurs pour les applications à grande longueur d'onde ($1,3 \mu\text{m}$ ou $1,55 \mu\text{m}$) est la photodiode PIN de type InGaAs. La technologie est maintenant bien maîtrisée et la qualité bien établie [36]. Des détecteurs avec plus de 80% d'efficacité quantique et une bande passante supérieure à 20 GHz peuvent être fabriqués couramment tout en étant caractérisés par un courant d'obscurité faible (quelques nA). Des composants de bande passante plus large ($> 60 \text{ GHz}$) [37,38] ont été démontrés avec quelques sacrifices dans l'efficacité quantique [39]. Les photodiodes PIN InGaAs/InP à haute fréquence de coupure sont disponibles en puces montées sur céramique [36]. Pour les composants en boîtier, des inconvénients liés à l'inductance et à la capacité parasites limitent son utilisation. Les photodiodes à avalanche (APD) de type InGaAs offrent une meilleure sensibilité de détection (à peu

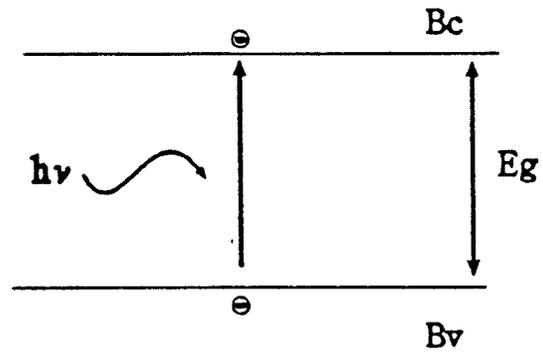


Figure I.17 : Conversion optique-électrique dans un photodétecteur

près 4 à 8 dB potentiellement en fonction du débit) que les photodiodes PIN InGaAs. Cependant, les bandes passantes sont pour le moment encore limitées, surtout pour des dispositifs commerciaux et dans notre étude, nous nous intéresserons plus particulièrement aux photodiodes PIN.

3.2.2. Description de la photodiode PIN

Un photodétecteur est un dispositif électronique permettant la conversion énergie optique-énergie électrique. En effet, un photon incident possédant une énergie $h\nu$ supérieure à l'énergie de la bande interdite E_g du semi-conducteur considéré, peut créer une paire électron-trou (figure I.17). De plus, s'il règne au sein du matériau, un champ électrique suffisant pour récolter des charges photocrées avant qu'elles ne se recombinent, il y a naissance d'un photocourant I_{ph} qui peut être recueilli dans le circuit extérieur. Pour que le phénomène de photodétection existe, il faut donc que l'énergie du photon incident satisfasse la relation suivante :

$$h\nu > E_g$$

soit en terme de longueur d'onde :

$$\frac{hc}{\lambda} > E_g$$

avec E_g : largeur de la bande interdite du matériau considéré
 ν : fréquence optique du rayon incident
 c : vitesse de la lumière dans le vide.

On peut aussi définir pour chaque matériau semi-conducteur, une longueur d'onde de coupure λ_c associée à la radiation lumineuse, ayant l'énergie minimale pour permettre la photodétection telle que :

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} \quad \text{soit} \quad \lambda_c = \frac{1,24}{E_g}$$

avec λ_c et E_g exprimés respectivement en μm et eV.

On peut alors, à partir de cette relation, choisir le matériau semi-conducteur correspondant aux besoins de l'utilisateur. Pour ce qui nous concerne, il nous a fallu tenir compte des composants existants sur le marché et nous avons choisi de travailler à la longueur d'onde $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ ou $1,55 \mu\text{m}$.

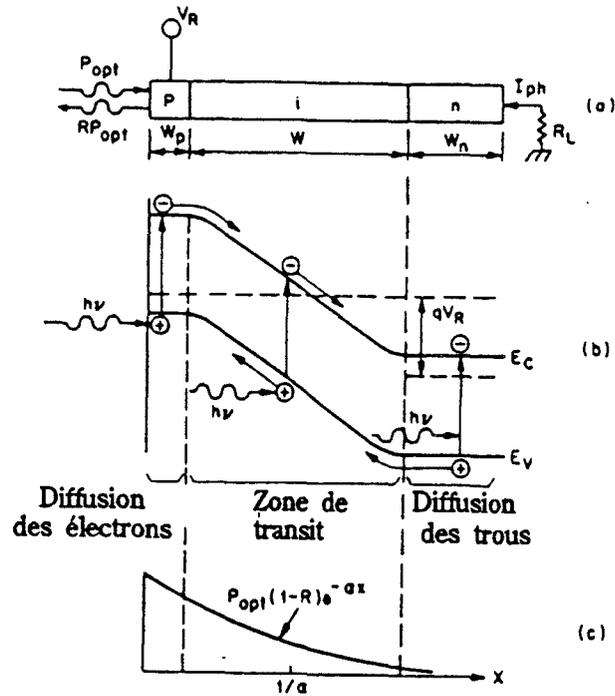


Figure 1.18 : Structure d'une photodiode PIN à zone p^+ absorbante
(a) structure - (b) diagramme d'énergie sous polarisation inverse
(c) caractéristique de la génération de porteurs

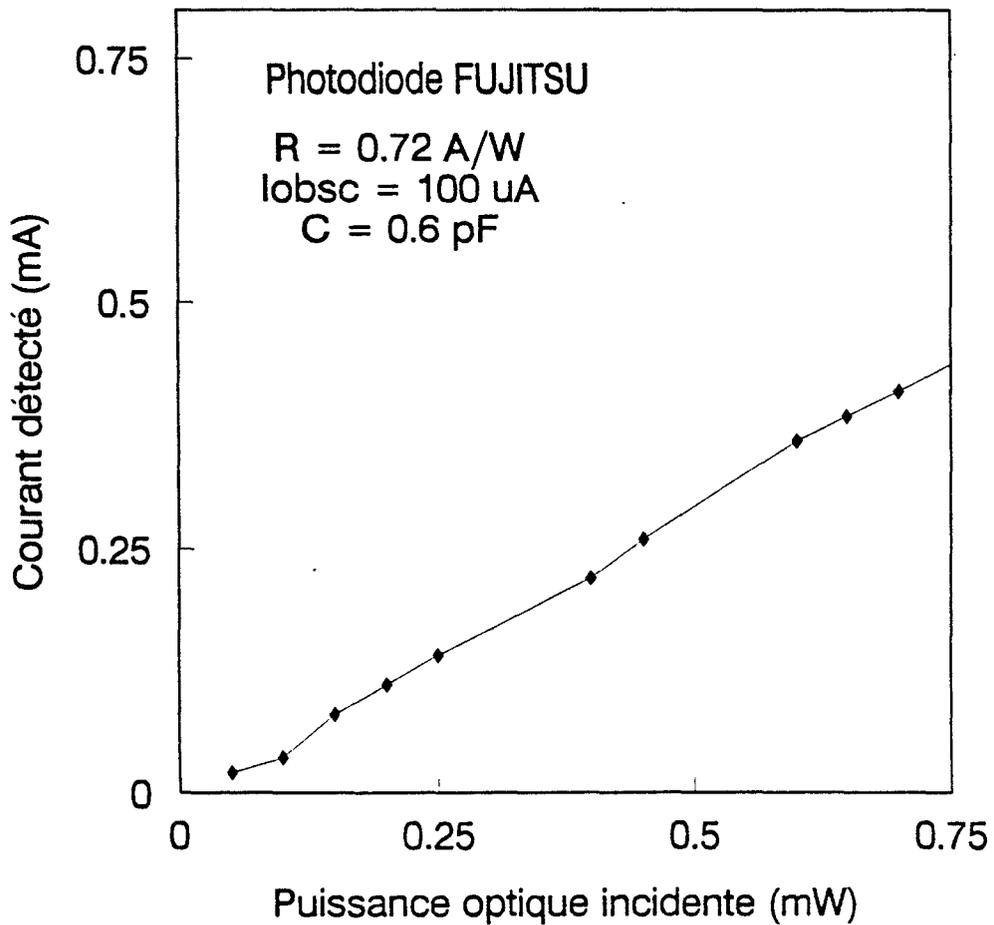


Figure 1.19 : Coefficient de réponse pour la photodiode PIN utilisée dans ce travail

La photodiode PIN dérive de la photodiode PN. Elle est obtenue par la croissance d'une couche non intentionnellement dopée (nid) d'épaisseur W entre deux couches fortement dopées N^+ et P^+ . Souvent, la couche P^+ est choisie de telle manière qu'elle soit transparente (couche semi-conductrice à grand gap). Tout l'intérêt de cette structure réside dans la possibilité d'améliorer les caractéristiques de la diode PN classique, en assimilant l'épaisseur de la zone déserte à la zone nid. L'absorption du rayonnement incident d'énergie $h\nu$ est réalisée dans la couche nid totalement désertée en fonctionnement normal (figure I.18). Dans ce cas, on peut définir, dès maintenant, les paramètres caractéristiques des photodiodes pour en déterminer les performances [39,40]. L'efficacité quantique, définie comme le rapport du nombre de paires électrons-trous générées au nombre de photons incidents d'énergie $h\nu$ est déterminée par la relation :

$$\eta = \frac{N_e}{N_{ph}} = \frac{I_{ph}}{q} * \frac{h\nu}{P_{opt}}$$

où q est la charge électronique; I_{ph} est ici le photocourant généré par la puissance optique incidente P_{opt} . Pour caractériser les propriétés statiques d'une photodiode, on introduit également la grandeur R , appelée coefficient de réponse, exprimée en A/W (figure I.19). R représente le rendement global de conversion de la puissance optique au courant lumineux :

$$R = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \frac{q\eta}{h\nu}$$

La capacité de la photodiode est un autre paramètre important [39]. Si l'on peut assimiler la photodiode à un condensateur plan, sa capacité est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la zone de transit et est donnée par l'expression :

$$C_d = \frac{\epsilon S}{W}$$

avec ϵ : permittivité du matériau
 S : surface de la photodiode
 W : épaisseur de la zone de transit

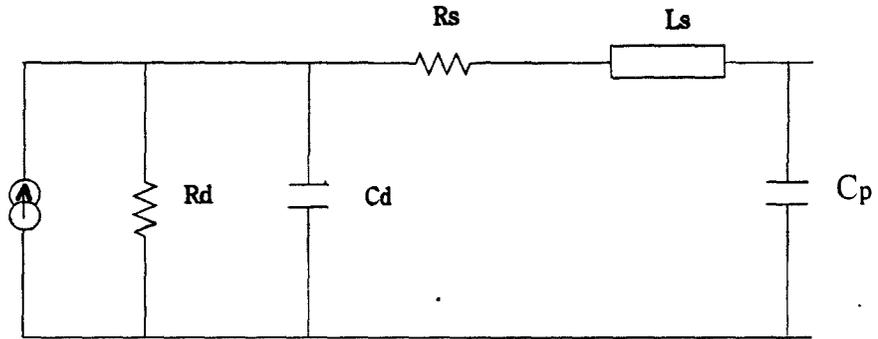


Figure I.20 : Schéma électrique équivalent typique d'une photodiode PIN

Si la capacité de la photodiode est suffisamment faible, la rapidité du photodétecteur sera limitée par le temps de transit des porteurs dans la zone déserte. Deux facteurs principaux peuvent donc limiter la largeur de la bande passante de la photodiode PIN :

- * la limitation due à la capacité de la photodiode associée au circuit de charge extérieur.
- * la limitation liée au temps de transit des porteurs à travers la couche absorbante.

Les éléments parasites du boîtier dans lequel s'insère la photodiode jouent également un rôle prépondérant dans la réponse fréquentielle. Nous présentons figure I.20, le schéma électrique équivalent d'une photodiode PIN sur lequel R_d , C_d représentent respectivement la résistance et la capacité de la jonction polarisée en inverse, L_s et R_s , les éléments parasites de connexion et C_p la capacité du boîtier [41].

3.3. Influence du boîtier sur les performances des composants

3.3.1. Couplage diode laser et détecteur / fibre optique

Pour réaliser des composants ayant de bonnes performances et une bonne reproductibilité, il est nécessaire de maîtriser des alignements optiques (couplage) extrêmement précis entre les divers éléments. Aussi le prix des composants fibrés reste-t-il élevé, freinant de fait un développement plus poussé des liaisons optiques [42,43]. 65% à 75% du prix des composants fibrés est dû aux opérations de couplage et de conditionnement. De plus, les tolérances de positionnement sont tellement précises qu'elles jouent un rôle important au niveau de la fiabilité. La faible efficacité du couplage entre une diode et une fibre optique provient de la désadaptation des modes entre ces deux éléments. Différentes méthodes permettent d'augmenter l'efficacité de couplage. L'une d'entre elles consiste à modifier l'extrémité de la fibre pour réaliser l'équivalent d'une transition optique "up-taper", en associant en plus une lentille. Ces méthodes permettent d'obtenir des couplages dont l'efficacité varie de 60% à 70%. Les problèmes mécaniques liés au couplage optique laser-fibre sont évidemment très délicats puisqu'il faut assurer un positionnement du système optique meilleur que le micromètre et une bonne fiabilité du système.

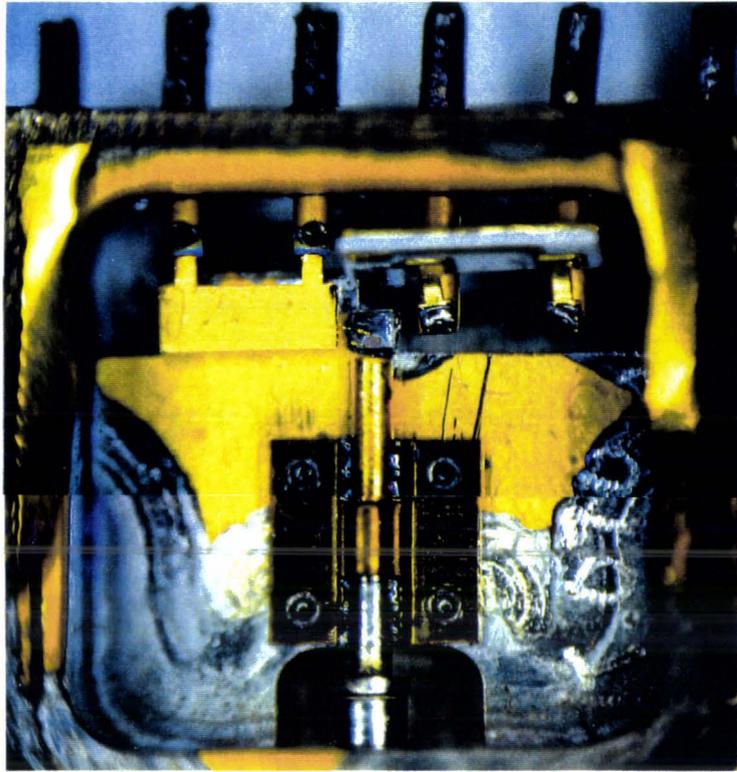


Figure I.21 : Photographie du composant dans son boîtier

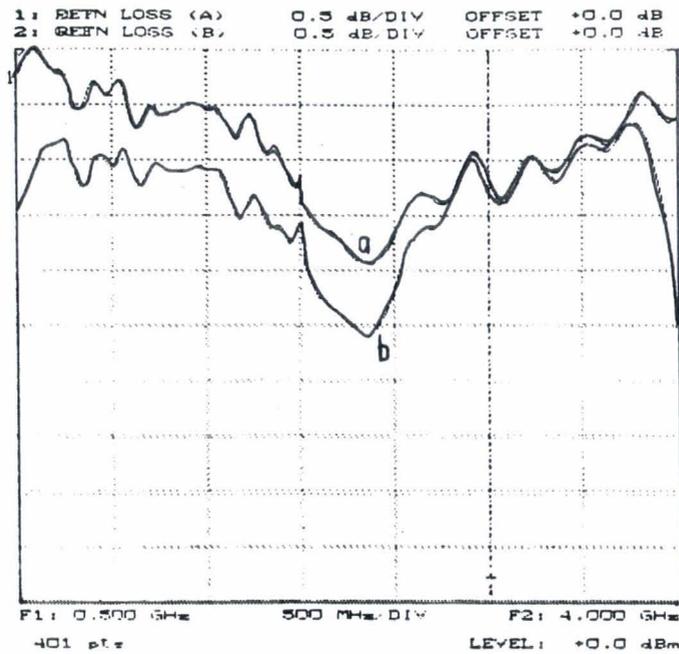


Figure I.22 : Comparaison du coefficient de reflexion hyperfréquence S_{11} en fonction de la fréquence (500 MHz - 4 GHz)
 a) du boîtier avec laser (Fabry-Pérot)
 b) du boîtier avec laser en court-circuit

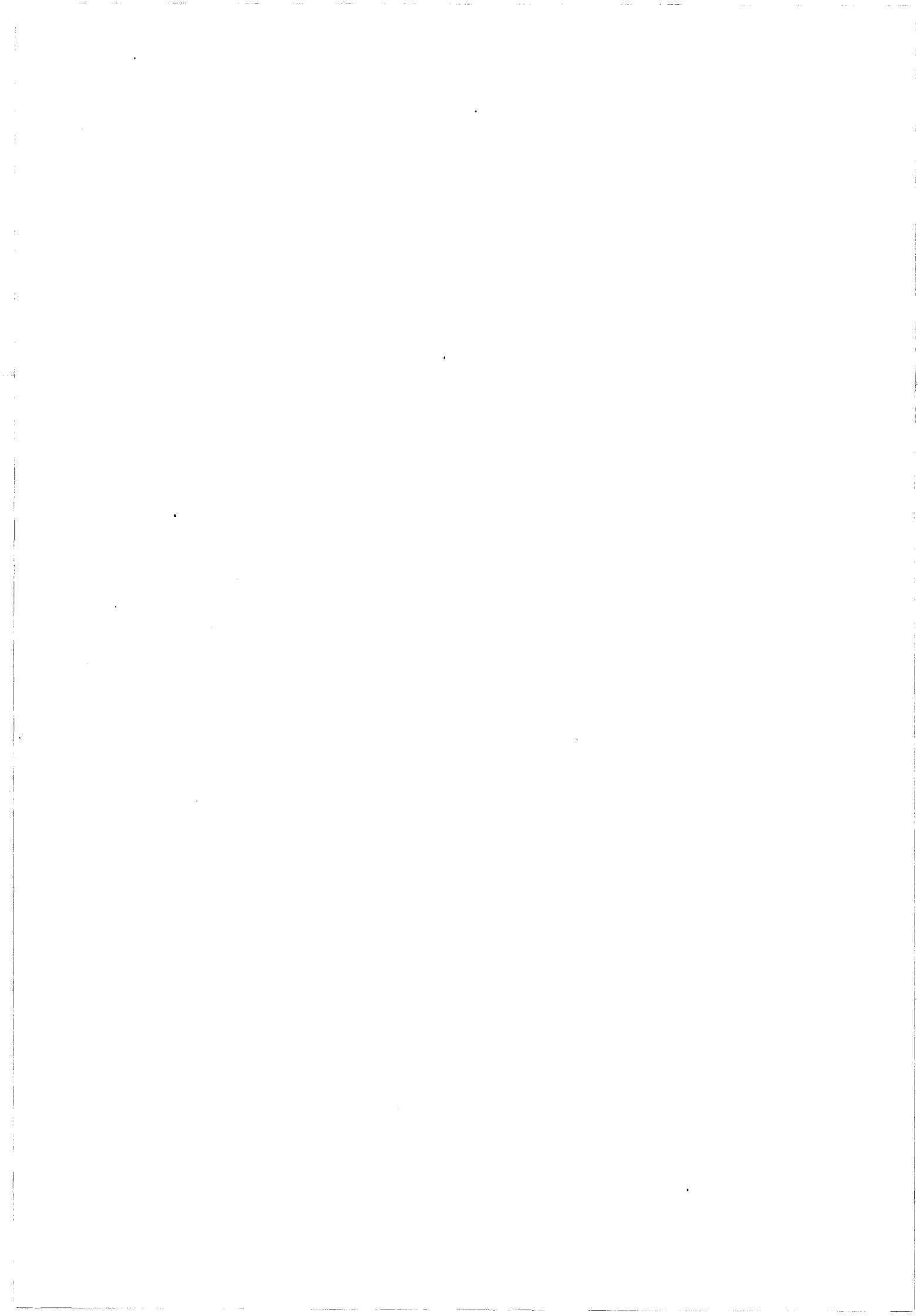
3.3.2. Conditionnement en boîtier

Pour une application hyperfréquence, la présence d'éléments parasites joue un rôle prépondérant dans le comportement du laser et du photodétecteur et risque de dégrader leurs caractéristiques. A titre d'exemple, nous donnons (figure I.21) une photographie du boîtier de la tête optique que nous avons utilisée dans notre étude, montrant les différents éléments qui la constituent. La figure I.22 montre que le comportement du paramètre hyperfréquence S_{11} n'est pratiquement pas modifié lorsqu'on court-circuite la diode laser dans la gamme de fréquences 0,5 GHz - 4 GHz. Ce résultat prouve de façon indiscutable l'importance des éléments parasites pour le comportement hyperfréquence du dispositif. C'est pourquoi, il convient d'apporter une attention particulière à la conception et la réalisation des circuits de connexion afin d'atténuer leurs effets indésirables [44,45,46].

Les méthodes habituelles consistent à connecter le composant optoélectronique à l'extrémité d'une ligne de transmission hyperfréquence réalisée sur circuit du type microruban. La connection est effectuée avec un grand nombre de fils d'or assez courts afin de minimiser l'inductance parasite. De telles précautions ont permis des démonstrations de bande passante de l'ordre de 30 GHz pour des photodétecteurs fibrés avec boîtier [47] et des lasers de bande passante de l'ordre de 24 GHz pour des dispositifs en boîtier également fibrés [48].

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'intérêt des transmissions hyperfréquences par voie optique pour les systèmes embarqués et la façon de réaliser ce type de transmission. Les conséquences en termes de composants d'extrémités, en particulier l'effet des éléments parasites dus à la mise sous boîtier, ont également été abordées. Il convient maintenant d'étudier de façon plus approfondie une transmission opto-hyperfréquence. C'est l'objet du chapitre suivant.



BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

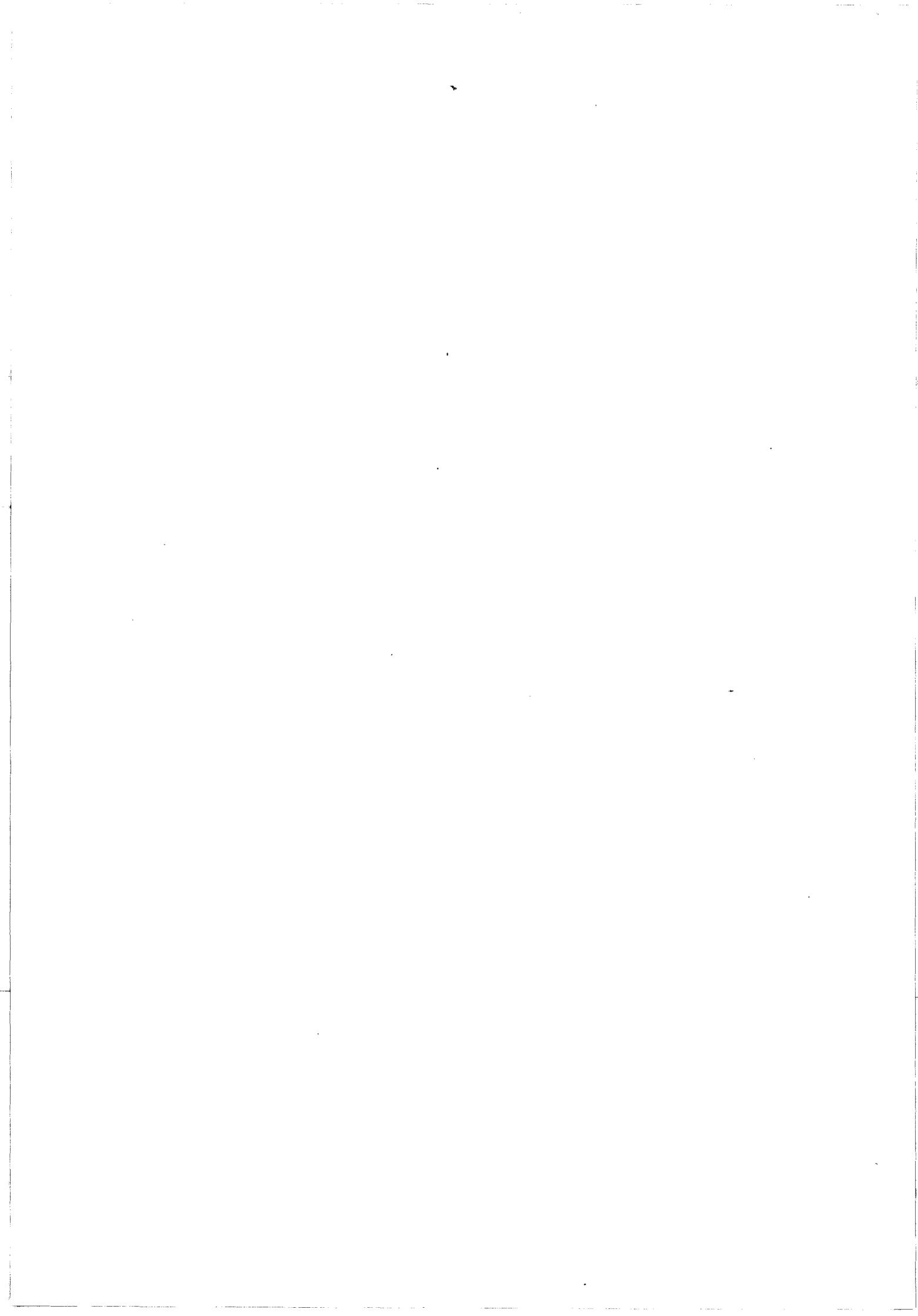
- [1] M. LISI : *"Active phased array antennas for European satellite applications"*. Microwave Engineering Europe, p. 23-24 (June/July 1991).
- [2] M. DAGHENAIS, R. F. LEHENY, H. TEMKIN and P. BHATTACHARYA : *"Application and challenges of OEIC technology : A report on the 1989 Hilton Head Workshop"*. Journal of Lightwave Technology, vol. 8, n°. 6, p. 846-861 (June 1990).
- [3] S. BERTRAND : *"Les antennes actives spatiales. Perspectives et problèmes spécifiques"*. 7ème Journées Nationales Microondes, p. 237-242 (Mars 1991).
- [4] G. CAILLE, C. MANGENOT, O. REMONDIERE, S. BERTRAND et A. AURIOL, *"Antenne active pour radar français bande X"*. JINA (1990).
- [5] G. VENDRÔME, M. MAIGNAN and N. SUINOT : *"Introduction of optics in a synthetic aperture radar"*. ESA Workshop on Advanced Beamforming Networks for Spare Applications, ESA-ESTEC NOORDWIJK, The Netherlands, chap.4, p. 1-3 (November 1991).
- [6] P. FOURNIE et O. COURSEILLE : *"Etat de l'art et évolution des charges utiles des satellites de télécommunications"*. L'onde électrique, vol. 72, n°. 6, p. 16-24 (Novembre-Décembre 1992).
- [7] E. LUVISUTTO, J. SOMBRIN, D. CARBONNE et O. GROSJEAN : *"Démonstrateur d'antenne active à base de MMIC"*. 7ème Journées Nationales Microondes, p. 237-242 (Mars 1991).
- [8] La lettre du CNES, Informations Spatiales Françaises, n°. 137 (Avril 1992).
- [9] J. RICHARD, N. SUINOT et N. LANNELONGUE : *"Observation de la terre depuis l'espace à l'aide d'instruments hyperfréquences actifs"*. L'onde électrique, vol. 72, n°. 6, p. 29-38 (Novembre-Décembre 1991).
- [10] A. SEEDS : *"Optical techniques in phased arrays"*. IEE Tutorial Meeting on Phased Array Radar (September 1989).

- [11] F. DEBORGIES and P. RICHIN : "*Fibre's low loss is microwave's gain*". Physics World, p. 73-75 (September 1991).
- [12] C. H. COX and L. M. JOHNSON : "*In analytic and experimental comparison of direct and external modulation in analog fiber-optic links*". Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n° 5, p. 501-509 (May 1990).
- [13] H. BLAUVELT and K. LAU : "*High signal to noise operation of fiber optic links to 18 GHz*". IEEE MTT-Symposium Digest, p. 979-981 (1988).
- [14] A. H. GNAUCK and J.E. BOWERS : "*16 Gbit/s direct modulation of an InGaAsP laser*". Electronics Letters, vol. 23, n° 15, p. 801-802 (July 1987).
- [15] W. E. STEPHENS and T.R. JOSEPH : "*System characteristics of direct modulation and externally modulated RF fiber-optic links*". Journal of Lightwave Technology, vol.LT-5, n° 3, p. 380-387 (March 1987).
- [16] G.E. BETTS, C.H. COX : "*20 GHz optical analog link using an extern modulator*", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 2, n° 12, p. 923-925 (december 1990).
- [17] M. DE LA CHAPELLE and H.-P. HSU : "*Characterization of fiber-optic links for microwave signal transmission*". Optical Technology for Microwave Applications III, SPIE vol. 789, p. 32-39 (1987).
- [18] W. E. STEPHENS and T.R. JOSEPH : "*RF fiber-optic links for avionics applications*", High Frequency Optical Communication SPIE, vol. 716, p. 2-10 (1986).
- [19] E. ACKERMAN, D. KASEMSET, S. WANUGA, R. BOUDREAU, J. CHLAFER and R. LAUER : "*A low-loss ku-band directly modulated fiber-optic link*", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 3, n° 2, p. 187-189 (February 1991).
- [20] H. BLAUVERT, D.B. HUFF, G.J. STERN, I.L. NEWBERG : "*Reduced insertion loss of X. band RF fiber-optic links*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n° 5, p. 662-665 (May 1990).

- [21] A.S. DARYOUSH, A.P.S. KHANNA, K. BHASIN and R. HUNATH : "*Fiber optic links for millimeter wave communication satellite*". IEEE MTT-Symposium Digest, p. 933-936 (1988).
- [22] E. ACKERMAN, D. KASEMSET, S. WANUGA, D. HOGUE and J. KOMIAK : "*High-gain directly modulated L-band microwave optical link*". IEEE MTT-Symposium Digest, p. 153-155 (1990).
- [23] R. SAEDI, A. DARYOUSH, P. HERCZFELD : "*Fiber optic based recirculating memory loop*". IEEE MTT-Symposium Digest, p. 677-680 (1992).
- [24] I. KOFFMAN, P.R. HERCZFELD, A.S. DARYOUSH : "*High speed fiber optic links for short-haul microwave applications*". IEEE MTT-Symposium Digest, p. 983-986 (1988).
- [25] A. S. DARYOUSH, E. ACKERMAN, R. SAEDI, R. KUNATH and K. SHALKAUER, "*High-Speed fiber-optic links for distribution of satellite traffic*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°. 5, p. 510-517 (May 1990).
- [26] J.R. JONES, "*A comparison of lightwave, microwave, and coaxial transmission technologies*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, n°. 10, p. 1512-1515 (October 1982).
- [27] H. MATHIEU : "*Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*". Masson (1987).
- [28] G.P. AGRAWAL and N. K. DUTTA : "*Long wavelength semiconductors lasers*". Van Nostrand Reinhold New-York (1986).
- [29] R.S. TUCKER and I. P. KAMINOW : "*High frequency characteristics of directly modulated InGaAsP ridge waveguide and buried heterostructure lasers*". Journal of Lightwave technology LT1, n°. 4 (1984).
- [30] R. S. TUCKER and D. POPE : "*Microwave circuit models of semiconductor injection lasers*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques MTT-31 (1983).
- [31] R. S. TUCKER and D. POPE : "*Circuit modeling of the effect of diffusion on damping in a narrow-stripe semiconductor laser*". IEEE Journal of Quantum Electr. QE-19 (1983).

- [32] H. ELKADI, J.P. VILCOT, S. MARICOT, D. DECOSTER : "*Microwave circuit modeling for semiconductor lasers under large and small signal conditions*". Microwave and Optical Technology Letters, vol. 3, n° 11 (1990).
- [33] T.P. LEE : "*Diode-laser developers look to broadband optical communications*". Laser Focus World, p. 129-133 (August 1989).
- [34] P. CORREC, "*Théorie des lasers multisections à rétroaction répartie*". Annales des Télécommunications, n° 3-4, p. 125-134 (1992).
- [35] X. PAN, H. OLESEN, B. TROMBORG and H.E. LASSEN, "*Analytic description of the standing wave effect in DFB lasers*". IEE Proceeding-J, vol. 139, n° 3, p. 189-193 (June 1992).
- [36] T.V. MUOI, "*Detectors and receivers reach for sensibility and bandwidth*". Laser Focus World, p. 135-138 (August 1989).
- [37] H. J. WOJTUNIK, "*PIN diodes provide low-cost lasers*". Laser Focus World, p. 115-137 (March 1992).
- [38] J. E. BOWERS and C. A. BURRUS : "*Ultra wide-band long Wavelength PIN Photodetectors*". Journal of Lightwave technology, vol. 5, n° 10 (1987).
- [39] M. DENTAN : "*Etude et réalisation de photodiodes PIN InGaAs fonctionnant en hyperfréquence en grands signaux sous faible polarisation - Etude théorique et expérimentale de ce dispositif*". Thèse de Doctorat, Orsay (1989).
- [40] J. MULLER : "*Photodiodes for Optical Communication*". Advances in Electronics and Electron Physics, vol. 55.
- [41] S. MARICOT : "*Transmission d'un signal analogique par voie optique : Etude et réalisation de circuit intégrés opto-hyperfréquences* " Thèse de Doctorat, Lille (1992).
- [42] R. A. BOUDREAU, "*Innovative packaging enhances performance of OE components*". Laser Focus World, p. 149-157 (November 1991).

- [43] G. AVELANGE : *"Etude du couplage entre une diode laser et une fibre optique monomode : Applications à l'hybridation de modules optiques"*, Thèse de Doctorat, Besançon (1992).
- [44] J. SCHLAFER and R. B. LAUER, *"Microwave packaging of optoelectronic components"*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°. 5, p. 518-523 (May 1990).
- [45] L.W. ULBRICHT and J. SCHLAFER, *"A high-frequency laser package for microwave optical communications"*. SPIE, High Frequency Optical Communication, vol. 716 (1986).
- [46] G.-D. KHOE, H. G. KOCK, J. POULISSEN and H. M. DE VRIEGE : *"Progress on monomode optical-fiber interconnection devices"*. Journal of Lightwave Technology, vol. 2, n°. 3 (June 1984).
- [47] A. ROSIEWICZ and D. ATLAS : *"20 GHz laser module"*. Lasertron Inc, DOD Fiber Optics'92, 5 p. (1992).



CHAPITRE II

TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE PAR VOIE OPTIQUE

CHAPITRE II

TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE PAR VOIE OPTIQUE

	LASER		TÊTE LASER	
	FABRY-PEROT	DFB	FABRY-PEROT	DFB
STC	LC73-17 3GHz-2mW-30mA	LC113-17* 3GHz-1mW-35mA		
ALCATEL			TL2005/41650 3GHz-1,5mW-30mA	
ORTEL	TLW-600S 8GHz-0,25mW-20mA			
LASERTRON	QLM 3S900/001 7GHz-2mW-25mA	QLM5S990/001* 10GHz-1mW-50mA		
LASERTRON	QLM 3S900/005 18GHz-2mW-25mA			
NEC			NDL5730P 2GHz-2mW-20mA	NDL5604P 2GHz-8mW-15mA
BT&D	LSC 2100 3GHz-1,2mW-20mA		LSC 2110 3GHz-1,25mW-20mA	LSC 2210* 3GHz-1,25mW-50mA
FUJITSU			FLD 130G1(A) 2GHz-1,3mW-20mA	FLP13F2BP 3GHz-2mW-20mA
FUJITSU			FLD 130D4(BK/AJ) 2,5GHz-1,3mW-20mA	FLD130F1CJ 3GHz-1,3mW-20mA
HITACHI	HL1312DM 5GHz-0,3mW-30mA	HL1541DM* 5GHz-1,2mW-30mA	HL1321(BF/DL) 5GHz-1,2mW-30mA	HL1341 (BF/DL) 5GHz-1mW-20mA

* : $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$

Tableau 1.a. : Liste des composants émetteurs commerciaux fibrés

Nous présentons, dans ce chapitre, une liaison opto-hyperfréquence conçue pour un fonctionnement à la fréquence de 2,2 GHz avec des composants commerciaux. Après avoir défini les critères de choix des composants d'extrémités, nous étudions théoriquement le transfert en puissance de la chaîne. Nous montrons l'amélioration possible obtenue, dans une bande de fréquence donnée, grâce au concept d'adaptation d'impédance; celle-ci étant constituée de circuits purement réactifs, que nous vérifions ensuite expérimentalement.

1. CONCEPTION D'UN DEMONSTRATEUR FONCTIONNANT A 2,2 GHz

1.1. Choix des composants d'extrémités

Nous nous sommes attachés dans cette étude, à l'utilisation de composants commerciaux fibrés, dont la mise en oeuvre expérimentale est plus souple au regard des composants non fibrés nécessitant des optiques de collimation ainsi que des micro-positionnements très précis. Surtout, leur configuration correspond le mieux aux besoins définis pour les systèmes embarqués. La longueur d'onde adoptée pour la fabrication du démonstrateur Fabry-Pérot est de 1,3 μm et de 1,55 μm pour le démonstrateur DFB. Elle ne dépend en fait que de la disponibilité des composants émetteurs d'extrémités.

1.1.1. Composant émetteur

Nous avons répertorié dans les tableaux 1.a. et 1.b., la liste la plus exhaustive possible des lasers commerciaux possédant une bande passante de modulation compatible avec l'application visée. Ces tableaux comportent deux types de composants :

- * laser : composant "simple" ne comprenant que la diode et la photodiode de contrôle.
- * tête laser : composant comprenant la diode laser, la photodiode de contrôle, un capteur de température et un effet Peltier.

Pour chaque composant, nous avons séparé les lasers de type Fabry-Pérot et DFB. Il est à remarquer qu'en composant "simple", les lasers de type DFB n'étaient disponibles au début de l'étude, qu'à la longueur d'onde 1,55 μm . Les principaux

	LASER		TÊTE LASER	
	FABRY-PEROT	DFB	FABRY-PEROT	DFB
LASERTRON		QLM 5S890/002 7GHz-1mW-20mA		
NEC				NDL5600D1 2GHz-8mW-15mA
FUJITSU		FLD130F2RH 3GHz-7mW-20mA		
FUJITSU		FDL150F2RH* 3GHz-7mW-20mA		
HITACHI		HL1341(A)C 10GHz-5mW-15mA		
HITACHI		HL1361A 2,5GHz-5mW-25mA		

* : $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$

Tableau 1.b. : Liste des composants émetteurs commerciaux non fibrés montés sur embase.

paramètres caractéristiques sont reportés pour chaque composant, facilitant ainsi une évaluation rapide de leurs performances. Les caractéristiques indiquées sur la référence du composant représentent respectivement, la fréquence de coupure, la puissance optique maximale et le courant de seuil (I_{th}).

Pour cette étude de faisabilité, nous avons choisi deux composants "simples" de facture européenne : les lasers STC LC 73-17 (Fabry-Pérot, $1,3 \mu\text{m}$) et LC 113-17 (DFB, $1,55 \mu\text{m}$), livrés avec fibre amorce monomode [1]. Ces composants ont l'avantage de présenter une connectique identique qui devrait faciliter la comparaison entre les deux dispositifs. De plus, le boîtier spécial STC permet une modulation digitale de 2,4 Gbits/s. Leurs caractéristiques statiques et dynamiques sont celles reportées au chapitre I. Nous renvoyons le lecteur au chapitre I pour la présentation des caractéristiques statiques et dynamiques des lasers :

- * caractéristiques puissance optique en bout de fibre en fonction du courant injecté, figure I.11.a pour le Fabry-Pérot et figure I.15.a pour le DFB.
- * caractéristiques tension-courant, figure I.11.b pour le Fabry-Pérot et figure I.15.b pour le DFB.
- * réponse fréquentielle, figure I.13.a pour le Fabry-Pérot et figure I.16.a pour le DFB.

L'efficacité externe du laser Fabry-Pérot est d'environ 0,06 W/A alors qu'elle n'est que de l'ordre de 0,02 W/A pour le laser DFB. La fréquence de coupure maximale des lasers Fabry-Pérot et DFB se situe aux environs de 3 GHz.

1.1.2. Composant récepteur

L'éventail des détecteurs de type PIN commerciaux fibrés ayant une bande passante appropriée est relativement restreint. Il est représenté dans le tableau 2. Les principaux paramètres sont aussi reportés. Les caractéristiques indiquées sous la référence du composant représentent respectivement la fréquence de coupure, le coefficient de réponse et le diamètre de la diode. Il est également à noter que, contrairement aux diodes laser, les détecteurs sont livrés avec fibre amorce multimode. Pour notre étude, nous avons retenu deux composants : un européen et un japonais; ce dernier pouvant a priori présenter des caractéristiques meilleures pour l'application envisagée. Ces deux composants sont : une photodiode ALCATEL-CIT (CG 6070/01510) et une photodiode FUJITSU FID 13S51JT. Les caractéristiques statiques et dynamiques sont celles présentées au chapitre I. Nous renvoyons au chapitre I,

	PHOTODIODE PIN FIBREE	PHOTODIODE PIN SUR EMBASE
ALCATEL	CG6070/01510 2,5GHz-0,7A/W-80µm	
ORTEL	RLW-50S 0,8A/W-8GHz-35µm	
LASERTRON	QDEMW3/001 7GHz-0,7A/W-35µm	
LASERTRON	QDEMW3/001 15GHz-0,7A/W-35µm	
NEC	NDL5405P 2,5GHz-0,85A/W-80µm	NDL5405C 2,5GHz-0,85A/W-80µm
BT&D	PDC4310 2,5GHz-0,75A/W-50µm	
FUJITSU	FID13S51JT 4GHz-0,7A/W-50µm	FID13S51SR 4GHz-0,7A/W-50µm
FUJITSU	FID13S81JT 4GHz-0,7A/W-80µm	
HITACHI		HR1130CX 3GHz-0,9A/W-100µm

Tableau 2 : Liste des composants photodétecteurs commerciaux

figure I.19 pour une présentation plus détaillée des caractéristiques de la photodiode PIN (réponse en photocourant en fonction de la puissance optique avec un coefficient de réponse $R = 0.72 \text{ A/W}$ et mesure de la capacité $C(V)$).

Remarque : comme il a été signalé, l'émetteur est fibré en monomode, tandis que le récepteur l'est en multimode et ceci, quel que soit le constructeur choisi au début de l'étude. Il nous faudra donc réaliser l'alignement entre la fibre monomode ($8 \mu\text{m}/125 \mu\text{m}$) de la diode laser et la fibre multimode ($50 \mu\text{m}/125 \mu\text{m}$) de la photodiode. Il est à noter aussi qu'il existe maintenant des détecteurs fibrés en monomode améliorant le transfert de puissance lors de la connexion optique.

1.2. Etude théorique de la chaîne de transmission

1.2.1. Présentation

Pour cette étude, nous nous sommes intéressés au transfert en puissance d'une liaison optique utilisant la modulation directe de la diode laser. La puissance optique émise par le laser est modulée par le signal hyperfréquence puis, après transport via une fibre, est transformée par le détecteur en un signal microonde. Les signaux hyperfréquences d'entrée et de sortie sont isolés respectivement de l'alimentation continue du laser et du détecteur par un té de polarisation. Le dispositif décrit est présenté à la figure II.1.

1.2.2. Principe de la transmission

Examinons le bilan de transfert de puissance de la liaison. Si l'on suppose que l'on ne perd rien à la fois sur le plan électrique et optique, le mécanisme de la transmission peut se résumer comme suit : un électron se transforme en un photon au niveau du laser, et ce photon est transformé en un électron au niveau du détecteur [2,3]. Puisque le laser est polarisé en direct, l'électron doit franchir une faible barrière de potentiel en entrée du quadripôle, alors qu'il peut être accéléré par une forte différence de potentiel au niveau du détecteur, et qui correspond à la tension de polarisation de la photodiode PIN. On doit donc s'attendre à un gain énergétique qui sera donné par le rapport des tensions de polarisations au niveau du détecteur et du laser (figure II.2). En fait, puisqu'il s'agit d'un signal alternatif modulé sinusoïdalement, ce gain s'exprime comme le rapport des impédances en sortie et en entrée du quadripôle.

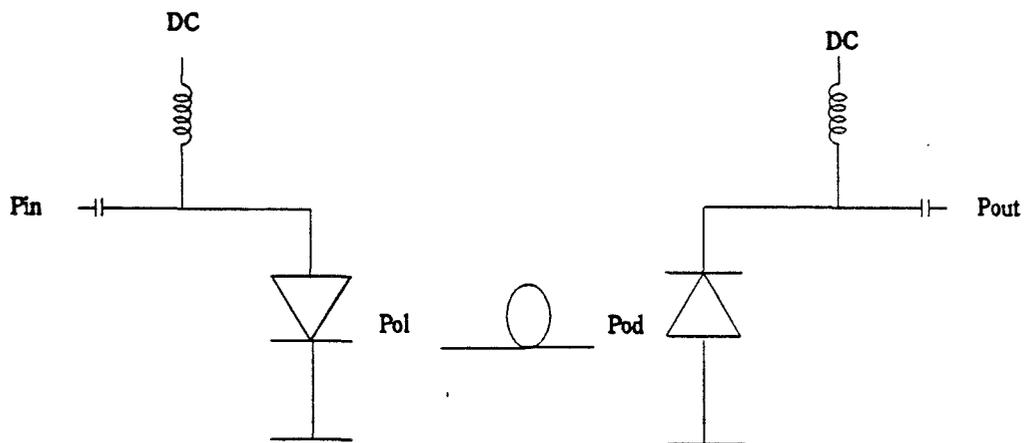


Figure II.1 : Synoptique d'une liaison hyperfréquence par voie optique

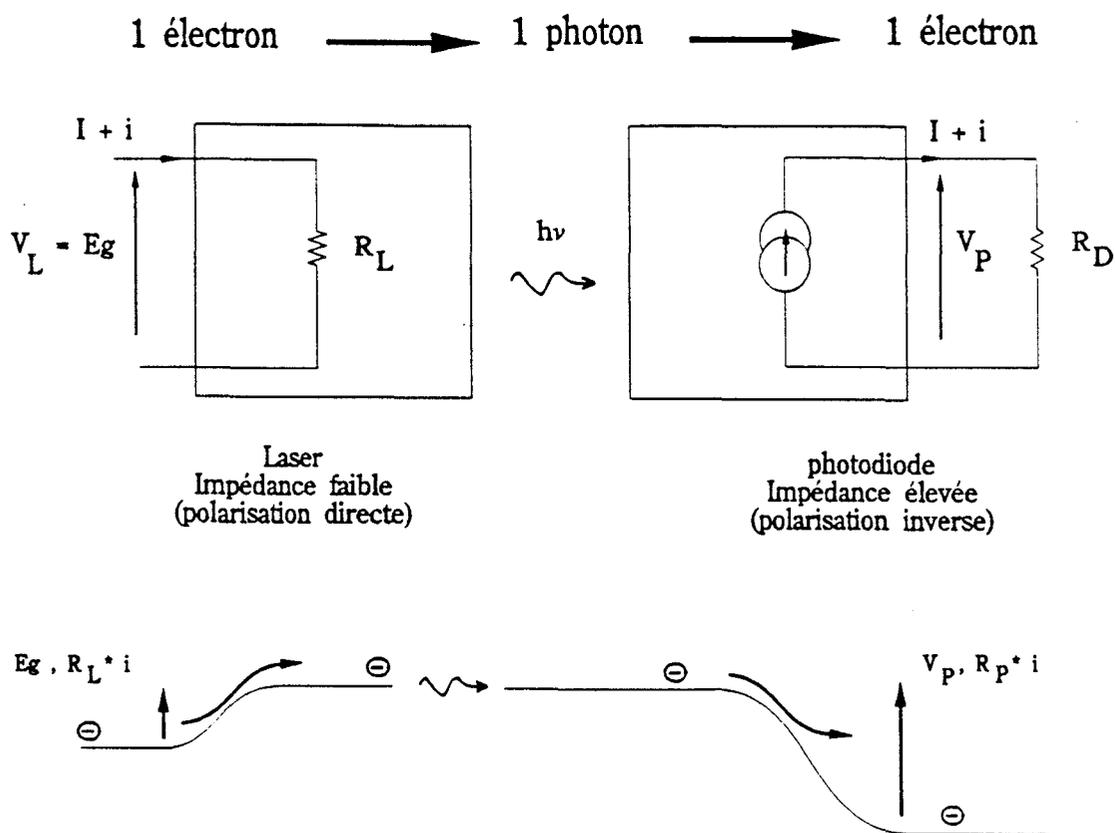


Figure II.2 : Mécanisme de base de la transmission optique

Là encore, les impédances présentées par le photodétecteur et le laser étant respectivement très grande (polarisation en inverse) et très faible (polarisation en direct), on doit s'attendre à un gain de transmission en puissance du signal hyperfréquence. Ce gain est bien sûr apporté par les polarisations continues du laser et du photodétecteur.

En fait, les bilans de transmission sont actuellement de l'ordre de -20 à -30 dB. Les principales raisons à l'origine de ce faible transfert de puissance sont les suivantes :

- * rendements quantiques du laser et du photodétecteur inférieurs à l'unité.
- * pertes optiques dans les couplages laser-fibre, fibre-détecteur.
- * désadaptations d'impédances liées aux grandes différences d'impédances existant entre le conventionnel 50Ω de l'hyperfréquence et les impédances présentées par les composants optoélectroniques : quelques Ω pour le laser et quelques $M\Omega$ pour le photodétecteur.

Nous reprenons ci-dessous, l'expression du transfert en puissance d'une liaison hyperfréquence prenant en compte successivement chacun des effets précités.

1.2.3. Transfert optimal

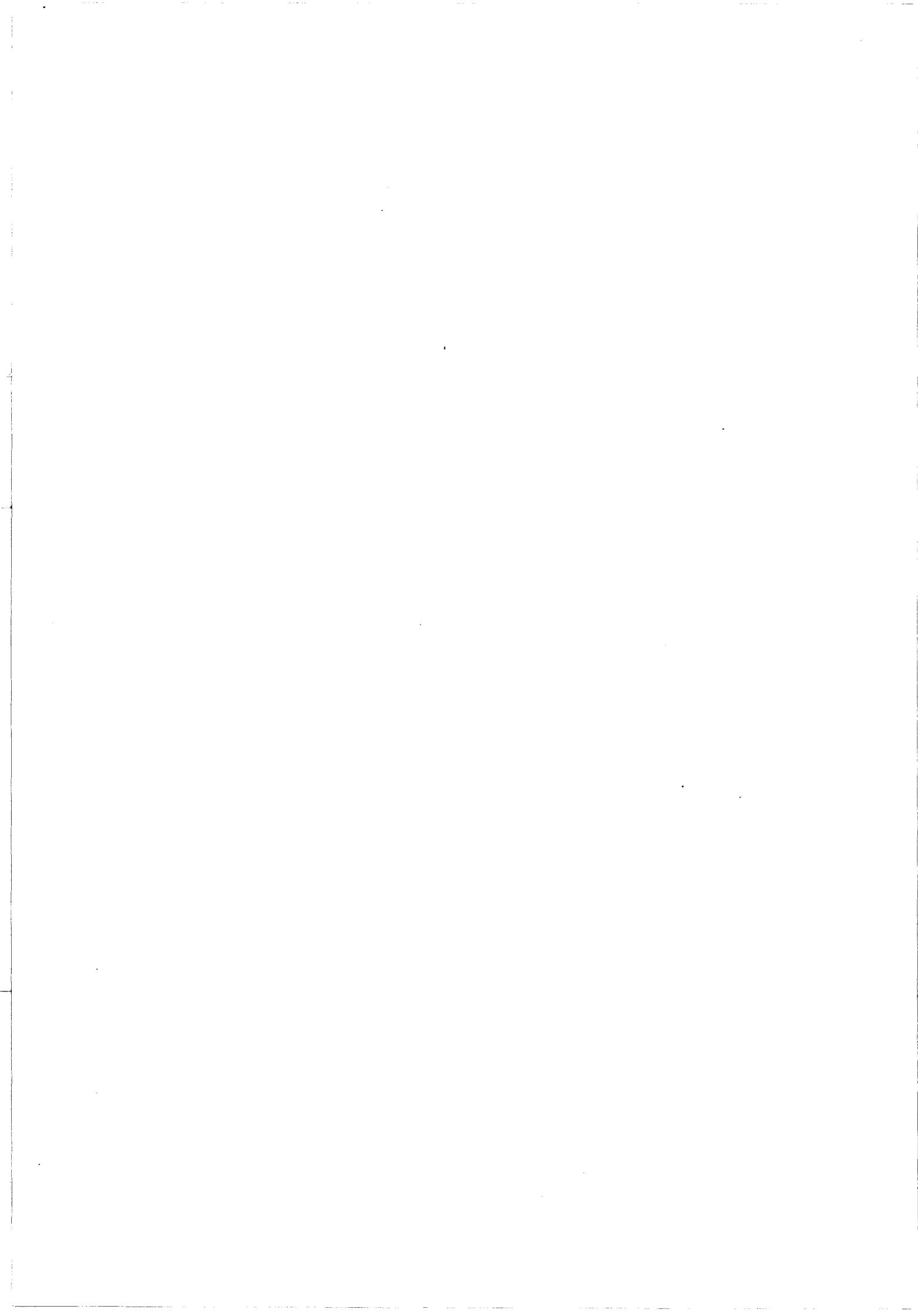
Comme nous venons de le voir, dans l'hypothèse où :

- * tout le courant hyperfréquence est utilisé dans la couche active de la diode pour générer des photons,
- * les rendements quantiques du laser et du détecteur sont égaux à l'unité,
- * l'on n'observe aucune perte optique,
- * la puissance hyperfréquence en sortie peut être entièrement utilisée au travers de l'impédance de charge du photodétecteur,

le bilan de transfert s'exprime sous la forme :

$$G = \frac{R_p}{R_L}$$

où R_p et R_L sont respectivement l'impédance de charge du photodétecteur et l'impédance d'entrée du laser. Il faut noter que cette notion de gain hyperfréquence avec un laser et un photodétecteur a récemment été démontrée (bilan de transfert : -3 dB à 2 GHz) en utilisant un laser GaAs fabriqué au LAAS et une photodiode du



type métal-semiconducteur-métal GaAs fabriquée à l'IEMN, et en associant, à ces composants optoélectroniques, des circuits d'adaptation d'impédance purement réactifs réalisés en technologie hybride [4]. Nous reviendrons ultérieurement sur cette notion d'adaptation d'impédance.

1.2.4. Expression du transfert de la liaison

Nous nous intéressons à l'effet des rendements quantiques du laser, du photodétecteur et des pertes optiques de la chaîne optique.

Généralement, les conversions électrique-optique et optique-électrique s'expriment sous la forme :

$$\begin{aligned} \Delta P_L &= \varepsilon * \Delta I_L \\ \text{et} \quad \Delta I_p &= \rho * \Delta P_L \end{aligned}$$

où ε représente l'efficacité du laser
 ρ : le coefficient de réponse du détecteur
 ΔI_L : le courant hyperfréquence du laser
 ΔI_p : le courant hyperfréquence du détecteur
 ΔP_L : la puissance optique modulée issue du laser

Il en résulte que le courant hyperfréquence au niveau du détecteur s'exprime en fonction de celui au niveau du laser sous la forme :

$$\Delta I_p = \varepsilon * \rho * \Delta I_L$$

Les puissances hyperfréquences correspondantes étant proportionnelles au carré du courant, le bilan de la liaison se mettra alors sous la forme [5] :

$$G = \frac{R_p}{R_L} * (\varepsilon * \rho)^2$$

De la même manière, si on introduit les pertes optiques par le coefficient α tel que :

$$\Delta P_p = \alpha \Delta P_L$$

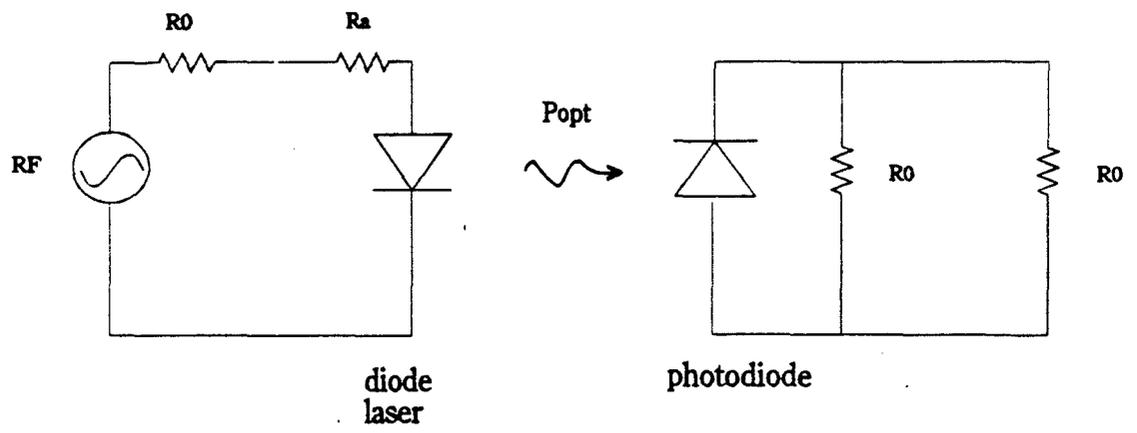


Figure II.3 : Adaptation de la liaison opto-hyperfréquence par résistance additionnelle

où ΔP_p représente la puissance optique modulée effectivement reçue par le photodétecteur, pour les mêmes raisons que précédemment; le bilan de conversion se mettra sous la forme :

$$G = \frac{R_p}{R_L} * (\varepsilon * \rho * \alpha)^2$$

Enfin, si l'on introduit l'effet de la désadaptation d'impédance consécutive aux valeurs d'impédance des composants optoélectroniques très différents du 50Ω hyperfréquence, il est nécessaire d'introduire un coefficient de réflexion hyperfréquence en entrée et en sortie de la chaîne résultant de cette désadaptation d'impédance. Nous traduisons cet effet par les coefficients de réflexion ρ_e en entrée au niveau du laser et ρ_s au niveau du détecteur.

Le bilan de transfert s'exprime alors sous la forme :

$$G = \frac{R_p}{R_L} * (\varepsilon * \rho * \alpha)^2 * (1 - |\rho_e|^2) * (1 - |\rho_s|^2)$$

ρ_e et ρ_s , coefficients de réflexion au niveau du laser et du photodétecteur, peuvent être représentés par les expressions :

$$\rho_e = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{et} \quad \rho_s = \frac{Z_p - Z_0}{Z_p + Z_0}$$

où Z_0 est l'impédance du générateur et de la charge (50Ω hyperfréquence)
 Z_L et Z_p sont respectivement les impédances du laser et du photodétecteur.

Généralement, pour éviter ce phénomène de désadaptation d'impédance, la solution la plus usitée consiste à charger le photodétecteur sur une charge résistive de 50Ω et à placer en série avec le laser une résistance additionnelle telle que l'ensemble formé avec l'impédance du laser soit équivalent à 50Ω (figure II.3). Et dans des conditions, l'on perd le bénéfice du gain obtenu par une charge élevée au niveau du photodétecteur et l'on perd une grande partie de la puissance hyperfréquence dans la résistance supplémentaire [6].

Le bilan de transmission va donc forcément s'en trouver affecté dans les proportions correspondant approximativement au rapport des impédances et l'on

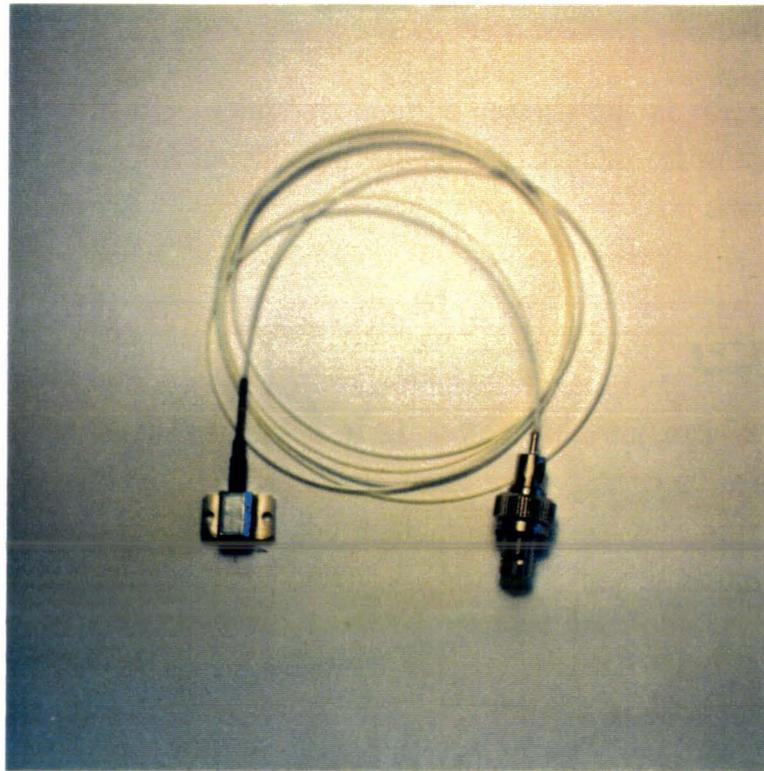


Figure II.4 : Photodétecteur connectorisé (type Radial)

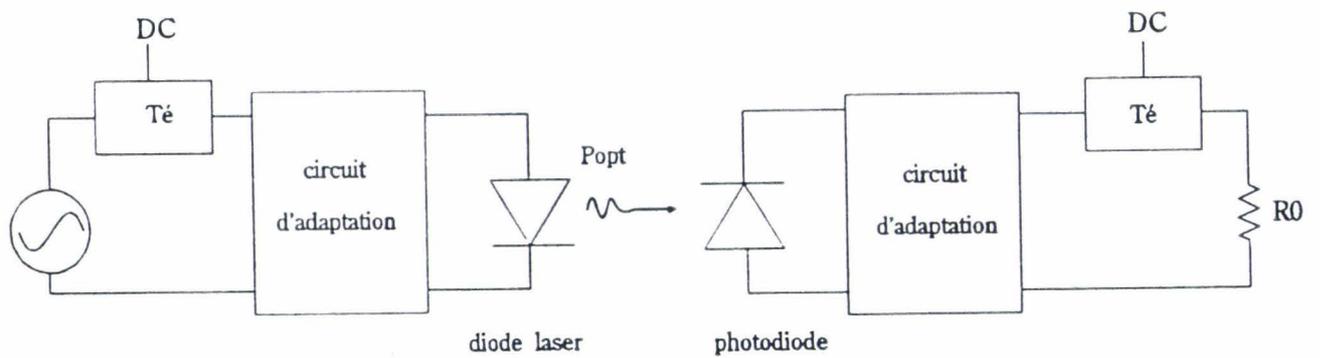


Figure II.5 : Liaison opto-hyperfréquence pourvue de circuits réactifs d'adaptation d'impédance des composants d'extrémités

retrouvera des transferts de liaison de l'ordre de -30 à -40 dB qui sont même inférieurs à ceux obtenus avec une liaison sans adaptation résistive.

Dans notre étude, nous avons cherché à améliorer le bilan de transmission du signal hyperfréquence au travers de la liaison par fibre optique. Il est clair que, partant des composants commerciaux, il nous était absolument impossible d'agir au niveau des rendements quantiques de ces composants et des couplages optiques laser-fibre et fibre-photodétecteur. Il est bien évident que dans notre liaison, le couplage fibre à fibre a été effectué le plus proprement possible avec un maximum d'efficacité sur le plan transfert de puissance optique, en utilisant des connecteurs de type Radial (figure II.4), spécialement montés pour cet usage.

Le seul degré de liberté qui nous restait était la possibilité de réaliser des circuits d'adaptation d'impédance purement réactifs, en technologie hybride. Insérés entre le générateur hyperfréquence et le laser (figure II.5) et entre le photodétecteur et la charge 50Ω , ils ont pour effet, dans une bande de fréquence relativement étroite :

- * de réduire le coefficient de réflexion de la puissance hyperfréquence en entrée sur le laser.
- * de transformer l'impédance de charge 50Ω en une impédance la plus élevée possible au niveau du photodétecteur, tout en minimisant le coefficient de réflexion en sortie du quadripôle sur une charge de 50Ω .

2. AMELIORATION DE LA LIAISON PAR ADAPTATION D'IMPEDANCE

La diminution du coefficient de réflexion hyperfréquence au niveau du laser et l'augmentation de la résistance de charge au niveau du détecteur permettent d'améliorer le transfert électrique de la liaison. Pour atteindre cet objectif, il est nécessaire d'introduire entre laser et générateur et entre détecteur et charge 50Ω , un circuit réactif "d'adaptation d'impédance" aussi bien en entrée qu'en sortie [7,8,9,10]. Celle-ci sera réalisée dans une bande de fréquence définie par les circuits d'adaptation et les caractéristiques électriques des composants d'extrémités.

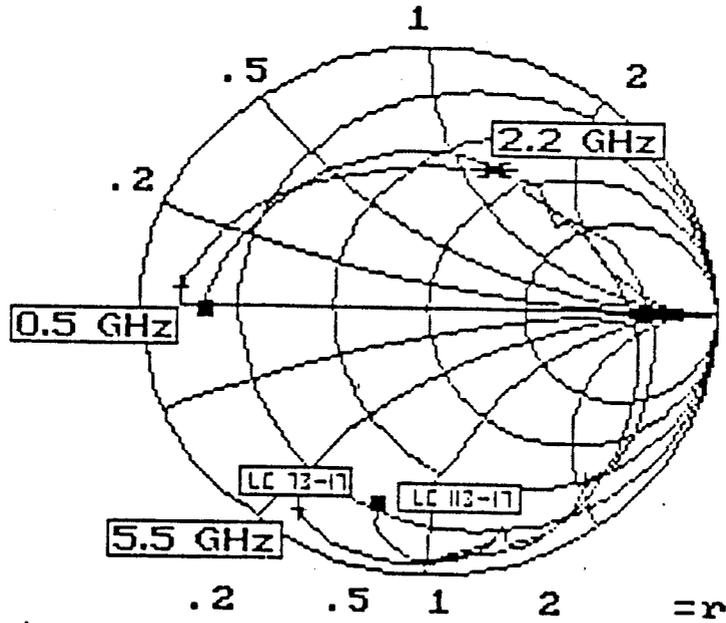


Figure II.6 : a) Coefficient de réflexion hyperfréquence S_{11} des diodes lasers Fabry-Pérot et DFB ($I_L = 1,5 I_{th}$)

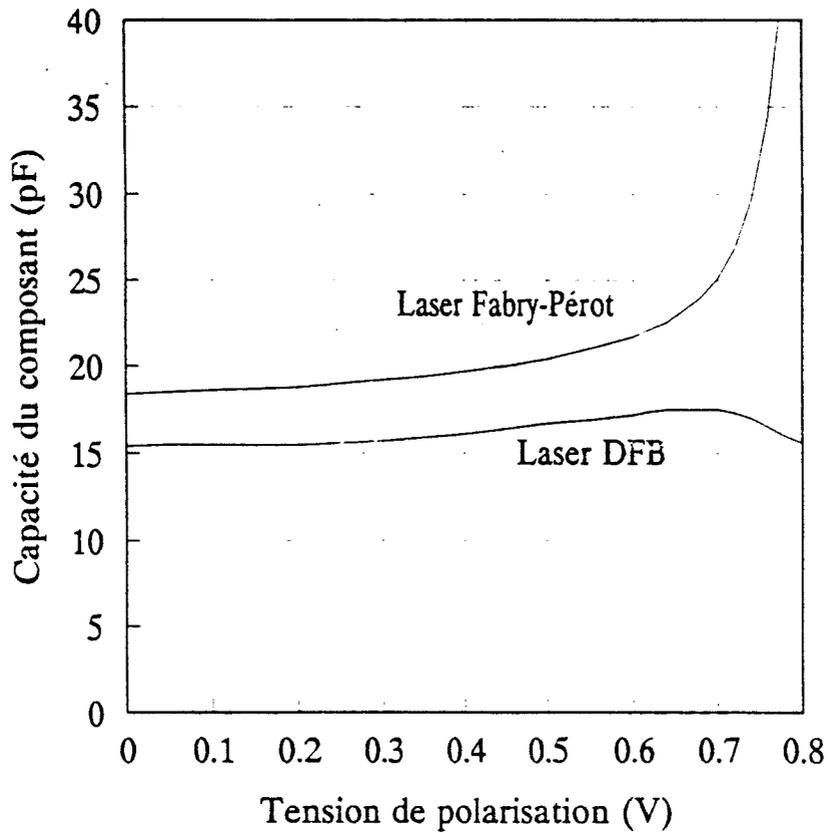


Figure II.6 : b) Mesure du $C(V)$ à 500 MHz des diodes lasers Fabry-Pérot et DFB (polarisation directe)

Cette démarche consiste à :

- 1- caractériser électriquement les composants optoélectroniques (mesure de S_{11}) et $C(V)$.
- 2- en déduire des schémas électriques équivalents.
- 3- définir les cellules d'adaptation à l'aide de logiciels du laboratoire et commerciaux (Touchstone-MDS).
- 4- réaliser le circuit en technologie hybride.
- 5- caractériser le dispositif et comparer aux valeurs théoriques prévues.

Pour l'application envisagée, les circuits d'adaptation devront être conçus pour un fonctionnement dans une bande 2 GHz - 2,4 GHz, ce qui suppose une fréquence centrale de 2,2 GHz et une bande passante assez large ($\Delta F/F$ de l'ordre de 20%) [11].

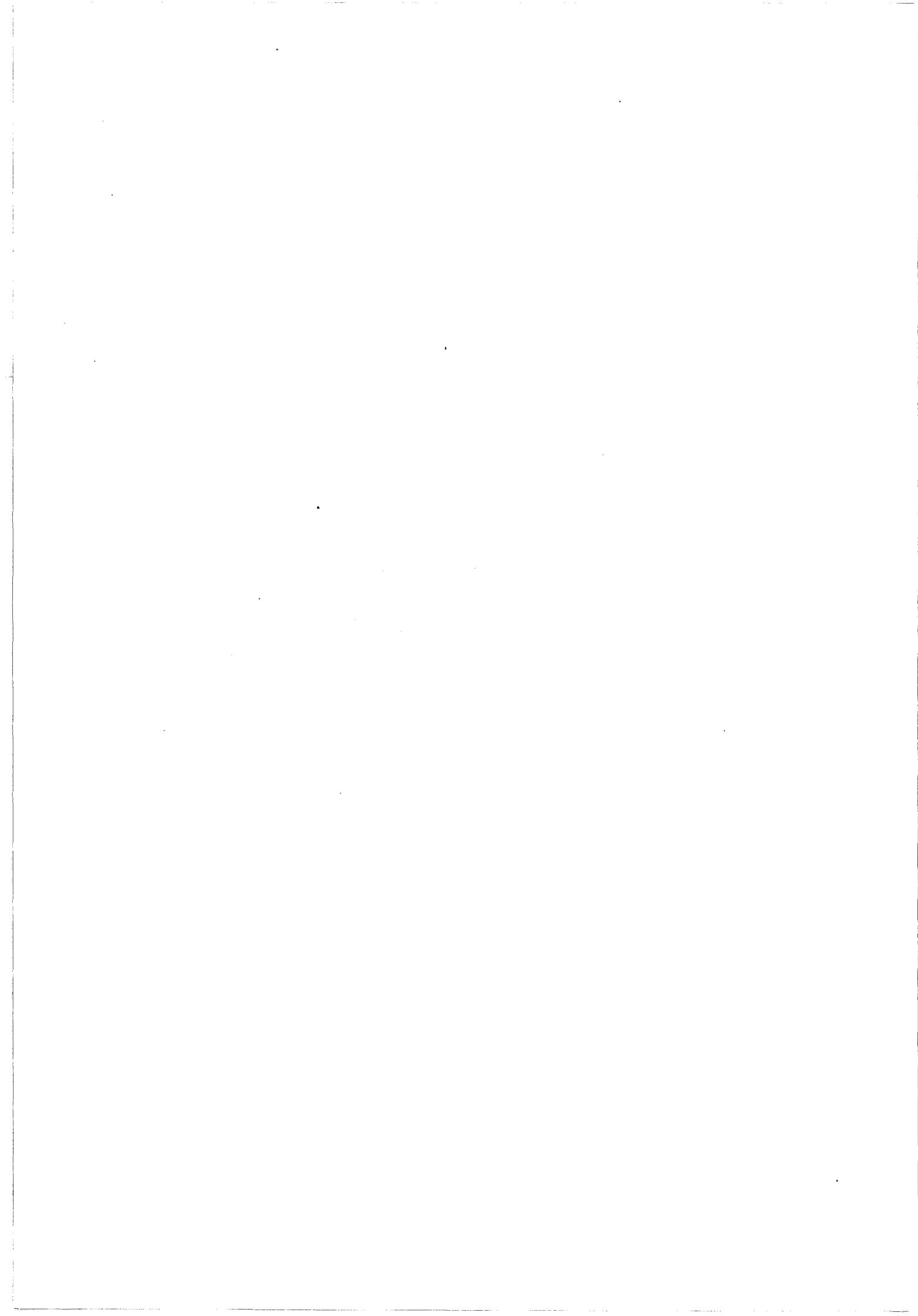
2.1. Caractérisation des composants d'extrémités et schémas électriques équivalents

2.1.1. Caractérisation de l'émetteur

La caractérisation en régime petit signal de l'impédance hyperfréquence présentée par les composants a été effectuée sur analyseur de réseau vectoriel HP 8150 dans la gamme de fréquences 0,5 à 5,5 GHz. Des boîtiers de mesures spéciaux ainsi que des lignes de référence ont été réalisés pour effectuer la mesure du paramètre S_{11} dans le plan du composant.

a) Laser Fabry-Pérot STC LC73-17

Le paramètre S_{11} de la diode laser est représenté figure II.6.a sur abaque de Smith. On constate que le comportement de la diode laser est du type court-circuit en basse fréquence, qu'il est modifié lorsque la fréquence augmente pour devenir plutôt selfique dans la gamme 2 GHz-2,4 GHz. A partir de ces mesures de S_{11} , nous avons déduit un schéma électrique équivalent petit signal. La valeur des différents éléments de ce schéma a été optimisée sur le logiciel Touchstone [6,12,13]. Le schéma équivalent obtenu est présenté figure II.7, où nous pouvons distinguer trois parties; la première (principalement capacitive) liée au boîtier, la seconde liée à la connectique et la dernière étant effectivement la représentation de la diode laser. Les valeurs des



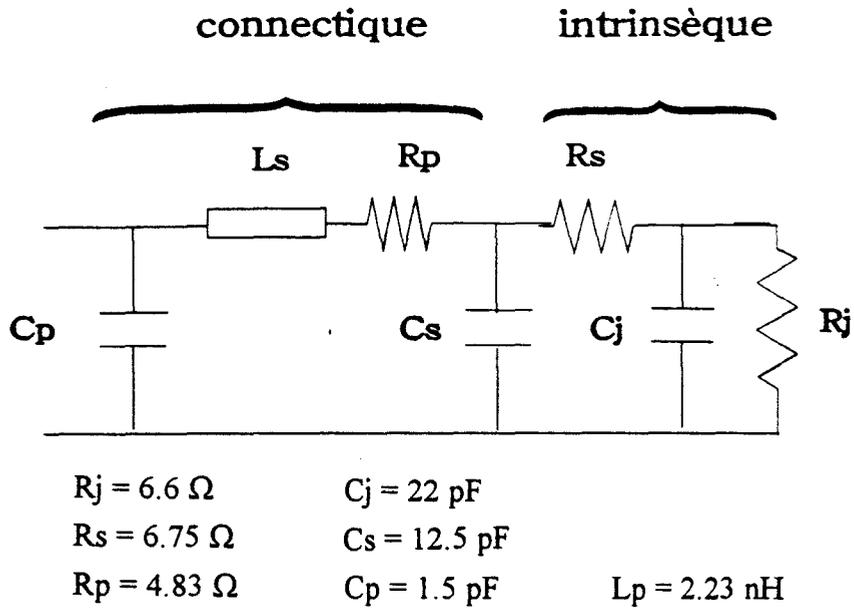


Figure II.7 : Schéma électrique équivalent du laser Fabry-Pérot ($I_L = 1,5 I_{th}$)

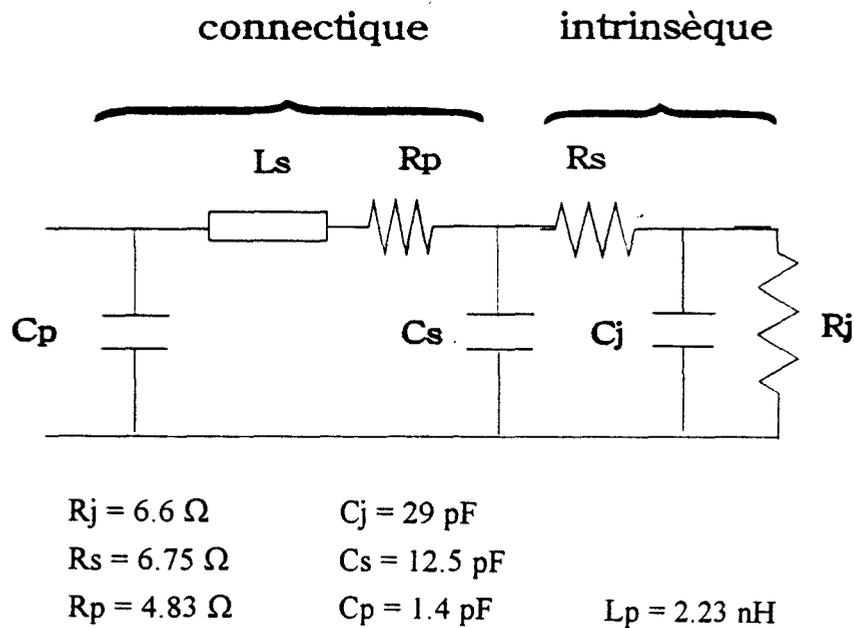


Figure II.8 : Schéma électrique équivalent du laser DFB ($I_L = 1,5 I_{th}$)

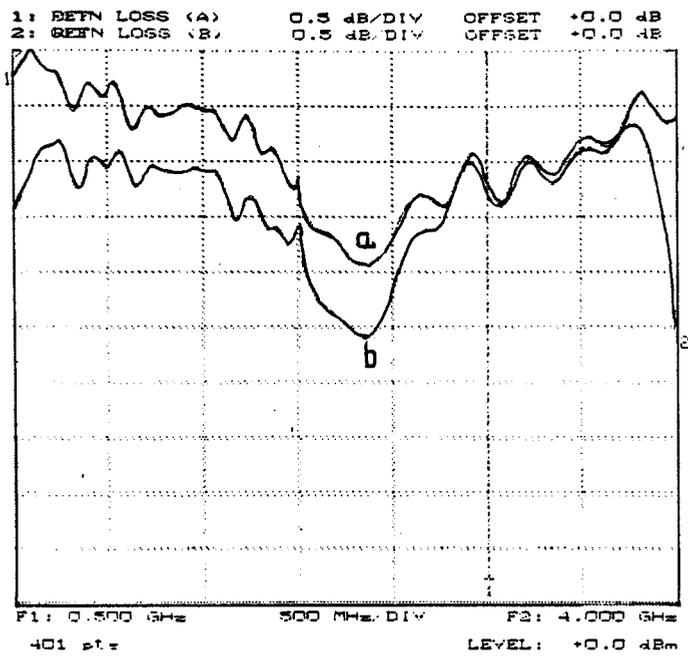


Figure II.9 : Comparaison des coefficients de réflexion hyperfréquence S_{11}
a) du boîtier avec laser (Fabry-Pérot)
b) du boîtier avec laser en court-circuit

capacités sont en accord avec celles déduites par une mesure de $C(V)$ à 500 MHz (figure II.6.b) [14].

b) Laser DFB STC LC113-17

Le paramètre S_{11} de la diode laser est représenté figure II.6.a. Il est quasiment identique à celui du laser précédent. En effet, l'impédance mesurée est presque essentiellement liée à celle présentée par les différents éléments parasites dus à la connectique et au boîtier, qui sont semblables pour ces deux composants. Le schéma équivalent (figure II.8) est alors très peu différent de celui du laser Fabry-Pérot, ce qui nous conduira à un circuit d'adaptation commun aux deux composants.

Pour confirmer ces propos, nous avons effectué une mesure du coefficient de réflexion (paramètre S_{11}) en court-circuitant la puce laser. Les résultats déjà présentés figure I.22 sont donnés figure II.9. On constate effectivement que le coefficient de réflexion est très semblable à celui obtenu avec un laser Fabry-Pérot ou DFB [15]. Ce résultat montre avec évidence l'importance des éléments parasites dus à la connectique et au boîtier dans le schéma équivalent du composant monté dans son boîtier. Il est clair que cet aspect aura une importance primordiale pour l'adaptation d'impédance du laser.

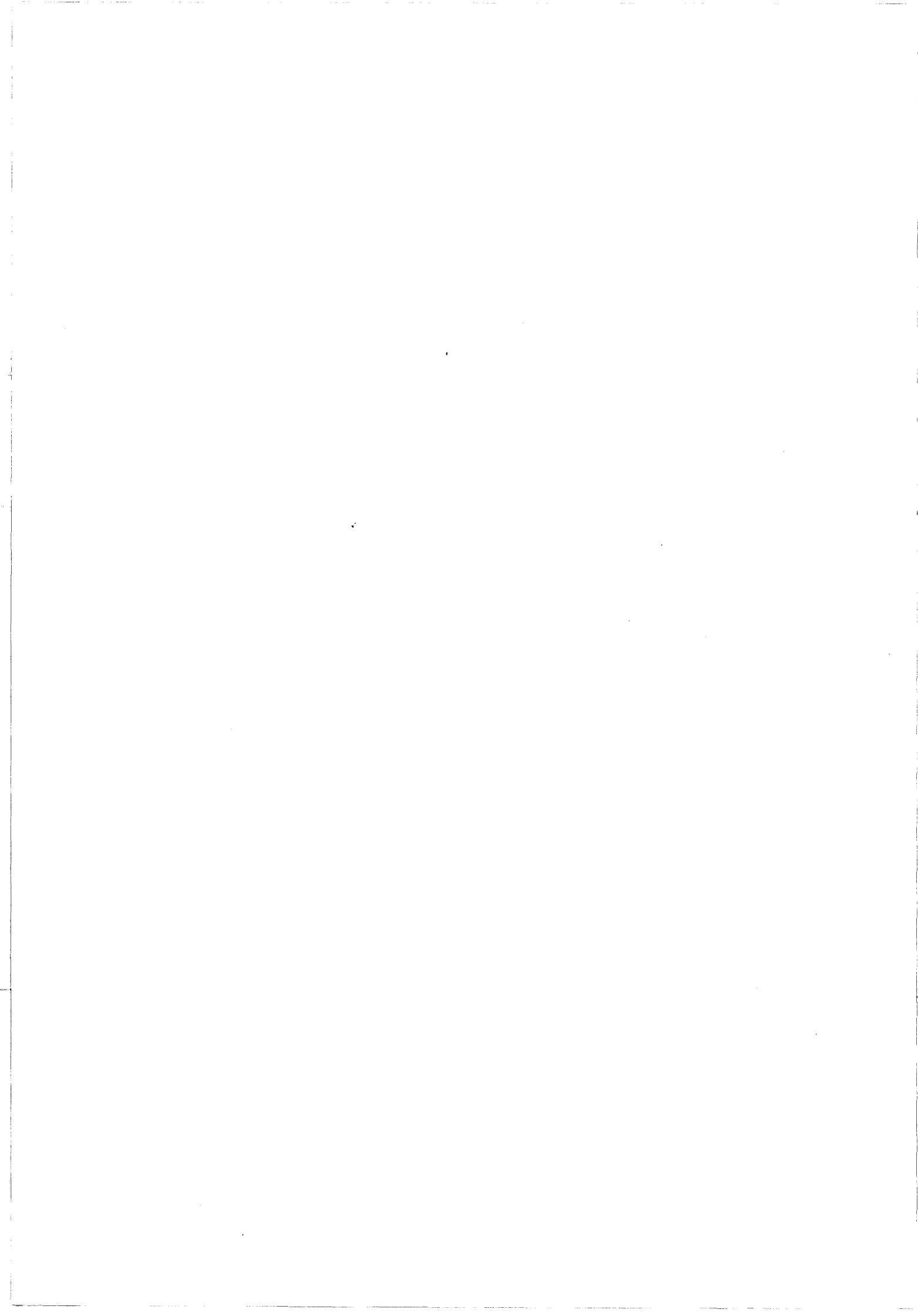
Notons que, ici également, les capacités du schéma équivalent sont en accord avec celles déduites de la mesure du $C(V)$ à 500 MHz (figure II.6.b).

2.1.2. Caractérisation du récepteur

Les détecteurs ont été caractérisés de la même manière que les diodes laser. Des mécaniques spécifiques ont aussi été nécessaires pour cette caractérisation.

a) Photodiode FUJITSU FID 13S51JT

Le paramètre S_{11} est représenté figure II.10.a sur abaque de Smith. On constate que le comportement de cette photodiode est du type circuit-ouvert en basse fréquence, qu'il est modifié lorsque la fréquence augmente pour devenir plutôt capacitif dans la bande de 2 GHz-2,4 GHz. Le schéma électrique équivalent est donné figure II.11.



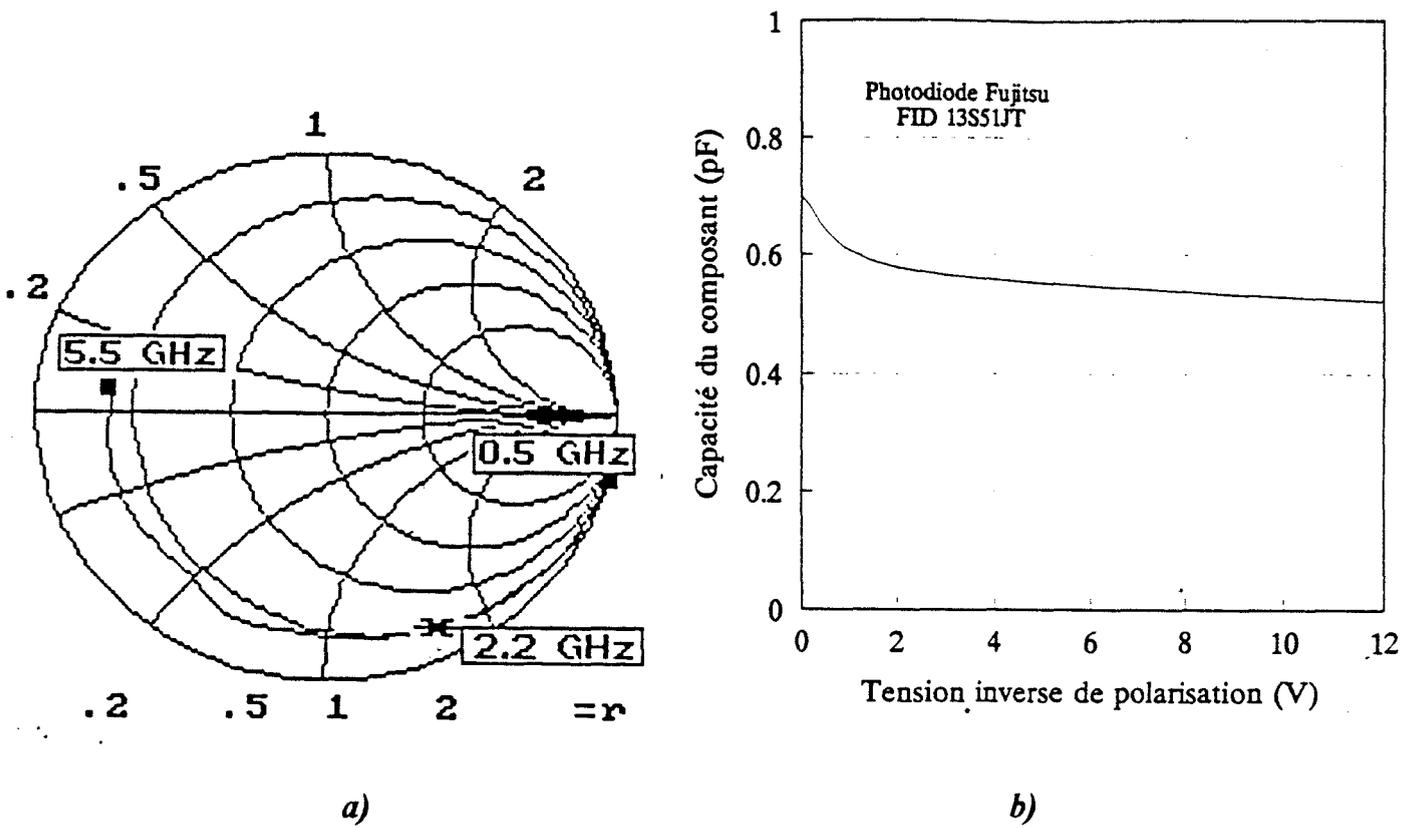


Figure II.10 : a) Coefficient de réflexion hyperfréquence S_{11} de la photodiode PIN FUJITSU ($V = -10$ Volts)
 b) Mesure du $C(V)$ à 500 MHz

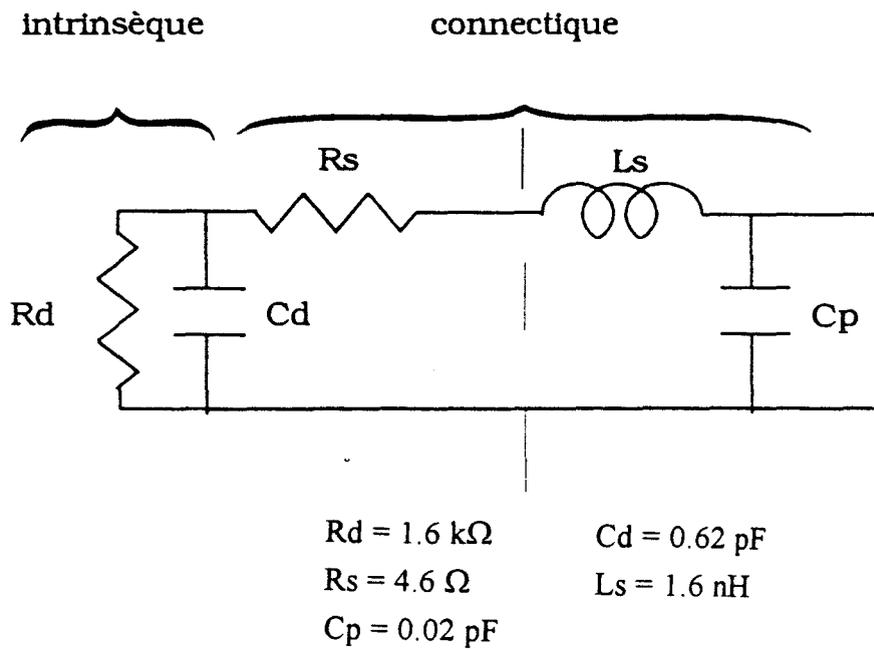


Figure II.11 : Schéma électrique équivalent de la photodiode PIN FUJITSU ($V = -10$ Volts)

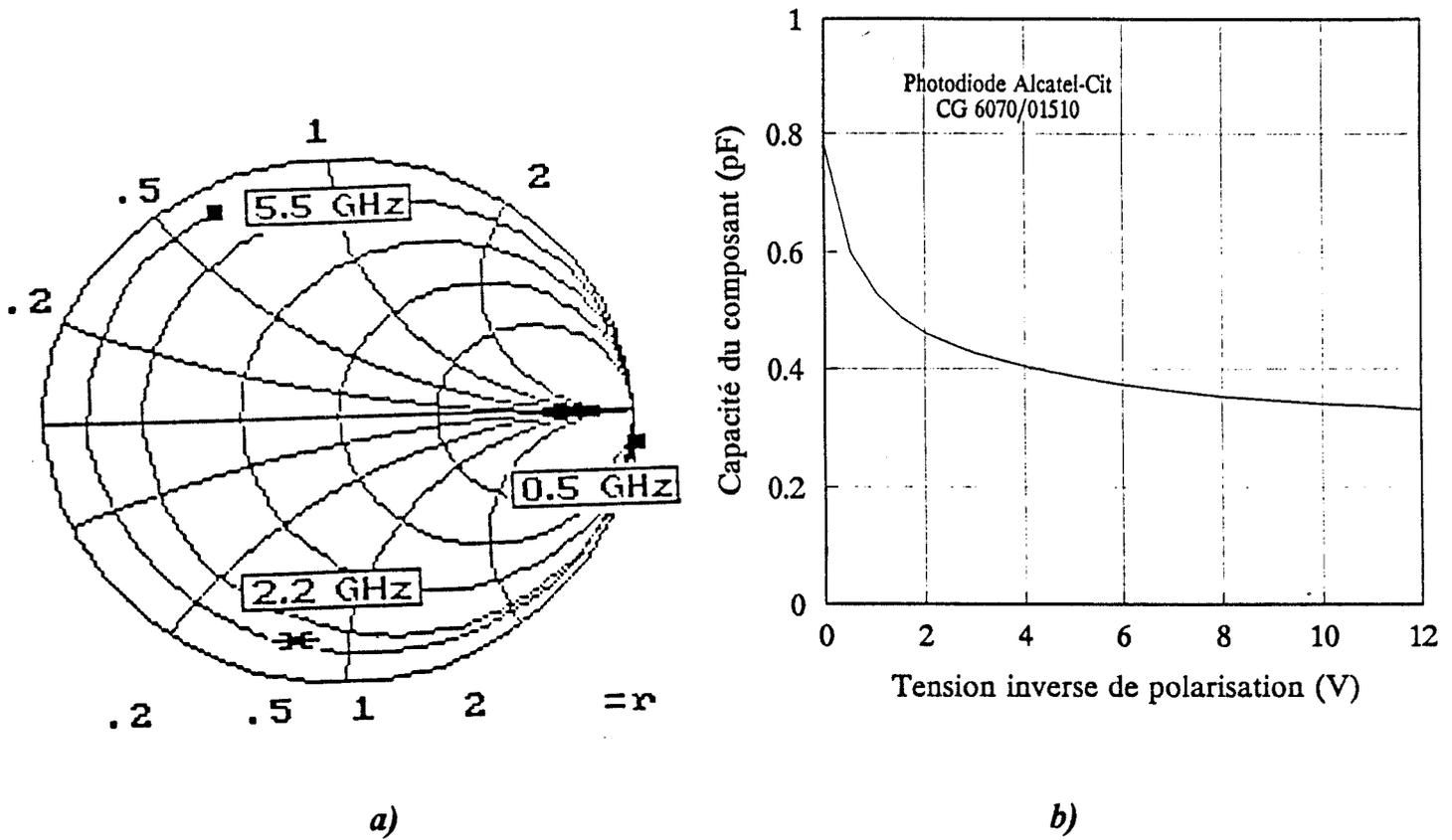


Figure II.12 : a) Coefficient de réflexion hyperfréquence S_{11} de la photodiode PIN ALCATEL-CIT ($V = -10$ Volts)
 b) Mesure du $C(V)$ à 500 MHz

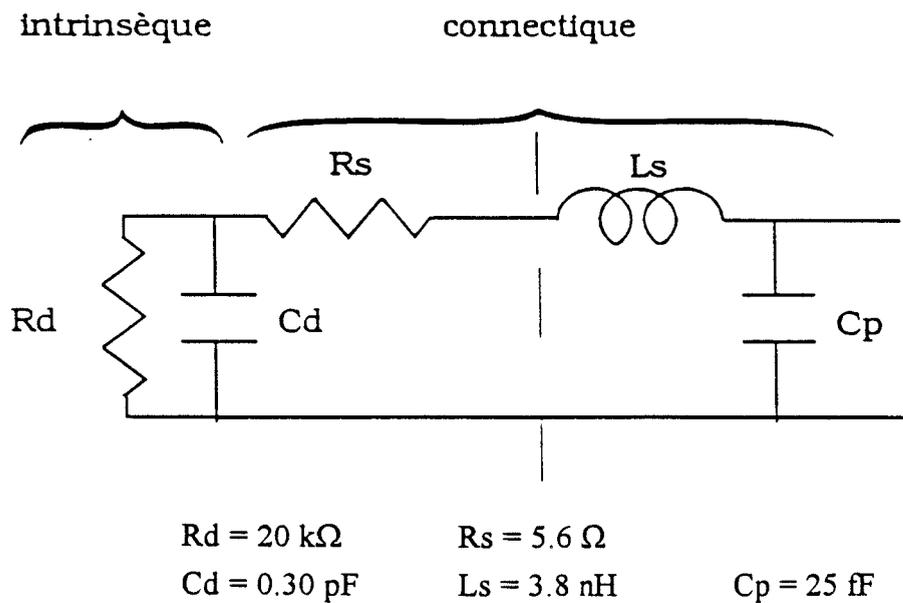


Figure II.13 : Schéma électrique équivalent de la photodiode PIN ALCATEL-CIT ($V = -10$ Volts)

Comme pour le laser, ce schéma comporte 3 parties correspondant au boîtier, à la connectique et au photodétecteur. L'impédance équivalente à celui-ci se réduit à une forte résistance en parallèle sur une capacité ainsi qu'il est communément admis ($C = 0,68 \text{ pF}$ et $R = 1,1 \text{ k}\Omega$). Notons que la valeur de la capacité est très voisine de celle trouvée directement en $C(V)$ à 500 MHz (figure II.10.b).

b) Photodiode ALCATEL-CIT

Le paramètre S_{11} est présenté figure II.12.a sur abaque de Smith. Le comportement général de ce composant sur abaque de Smith est semblable à celui obtenu avec la photodiode FUJITSU. On note cependant quelques différences sensibles sur les valeurs du coefficient de réflexion S_{11} pour les mêmes fréquences. On remarque également que la valeur de la capacité mesurée en $C(V)$ est moins élevée que pour le photodétecteur FUJITSU.

Le schéma électrique est donné figure II.13. On constate ici aussi l'importance de la connectique, mais avec une capacité équivalente moins élevée comparée à la valeur de la capacité correspondant à la photodiode proprement dit. Notons ici encore, la bonne correspondance entre la valeur de capacité déterminée à l'aide du schéma équivalent et celle déduite du $C(V)$.

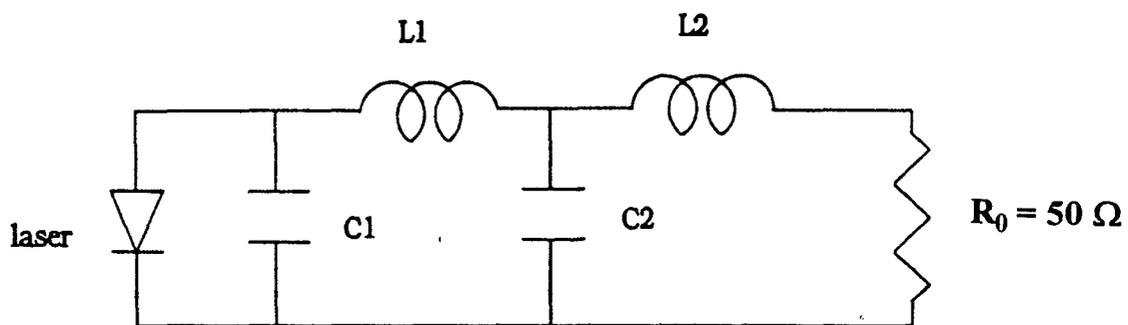
Soulignons l'intérêt de la caractérisation du type $C(V)$ qui a le mérite de donner la valeur de la capacité du composant et donc, a priori, une idée des possibilités dynamiques du composant (figure II.12.b).

2.2. Définition des cellules d'adaptation en éléments discrets

Nous présentons les différents schémas d'adaptation qui pourraient être réalisés à base d'éléments passifs réactifs localisés.

2.2.1. Au niveau du laser

Il s'agit ici de présenter face au générateur hyperfréquence d'entrée une impédance de 50Ω dans la bande 2 GHz-2,4 GHz en associant un quadripôle d'adaptation au laser.



$$L1 = 11.5 \text{ nH} \quad L2 = 7.4 \text{ nH}$$

$$C1 = 1.1 \text{ pF} \quad C2 = 1 \text{ pF}$$

*Figure II.14 : Schéma électrique d'adaptation commun
aux deux lasers Fabry-Pérot et DFB*

La technique pour définir la cellule d'adaptation consiste, partant des valeurs du paramètre S_{11} ou du schéma équivalent du laser, à associer un circuit réactif d'adaptation et à chercher les valeurs des éléments qui constituent ce circuit, de manière à rendre le paramètre S_{11} , le plus faible possible dans la bande de fréquence 2 GHz-2,4 GHz. Cette recherche peut être effectuée à l'aide d'un logiciel mis au point au laboratoire, dans le but de dégrossir les valeurs du circuit d'adaptation, puis nous affinons à l'aide de logiciels commerciaux (Touchstone-MDS).

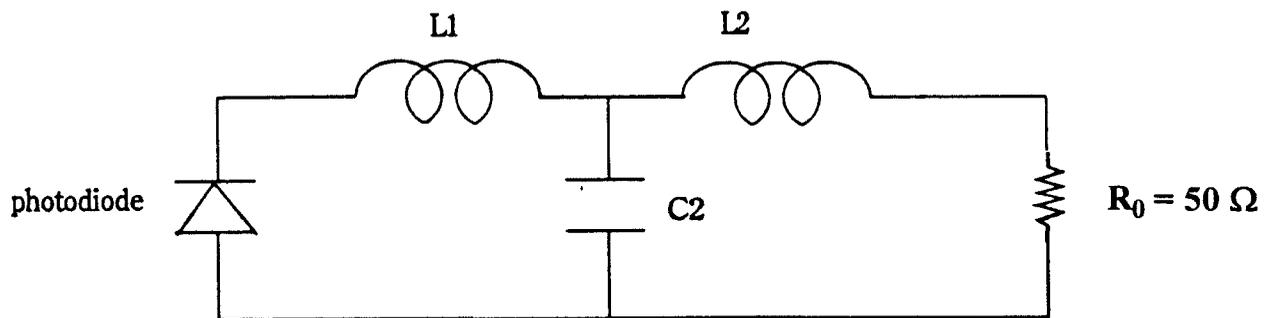
Dans une première étape, dans un souci de simplification, le circuit d'adaptation était constitué d'une seule cellule (LC). Il ne nous a pas été possible dans ces conditions, malgré une recherche approfondie, de trouver des valeurs de ces éléments qui permettent d'atteindre l'objectif fixé (S_{11} très faible dans toute la bande de fréquence 2 GHz-2,4 GHz).

C'est pourquoi nous avons été amenés, pour élargir la bande de fréquence d'adaptation, à introduire dans le circuit une deuxième cellule du type (LC). Il est important de noter que l'objectif de la recherche d'une bande de fréquence relativement large (400 MHz / 2,2 GHz) a représenté l'une des difficultés majeures de cette adaptation d'impédance, et a nécessité un très grand nombre d'essais afin d'aboutir à la meilleure configuration possible d'adaptation.

Nous donnons figure II.14, les résultats finaux résultant de toute cette étude obtenus de façon que le paramètre S_{11} soit au maximum égal à -15 dB dans la bande 2-2,4 GHz. Etant donnée la similitude des schémas équivalents obtenus pour les lasers de type Fabry-Pérot et DFB, similitude due essentiellement à la connectique du boîtier et des éléments parasites, il est évident que le circuit d'adaptation sera le même pour le laser Fabry-Pérot et DFB. Nous pouvons constater que le circuit d'adaptation est constitué de deux inductances respectivement égales à 11,5 nH et 7,4 nH et deux capacités égales à 1,1 pF et 1 pF. On constate également que la cellule d'adaptation choisie, pour laquelle les inductances sont en série avec le laser, permet une polarisation continue commode du composant optoélectronique.

2.2.2. Au niveau du photodétecteur

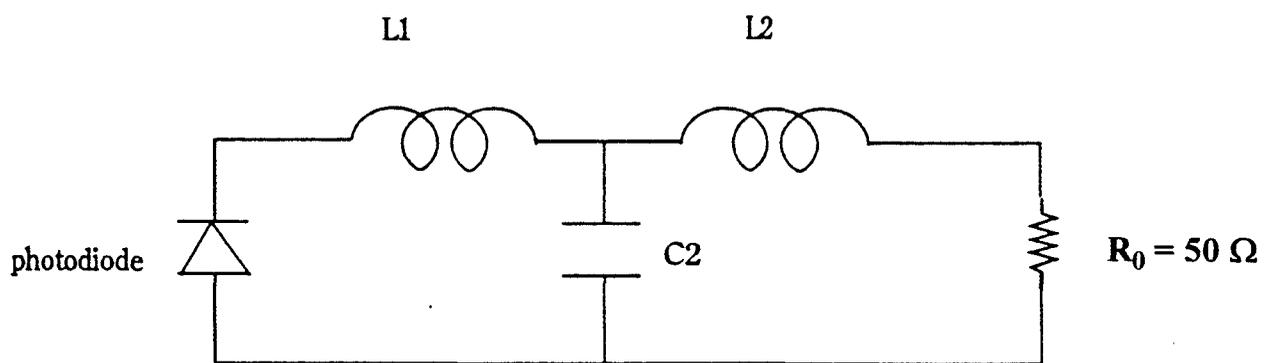
La photodiode polarisée en inverse se comporte comme une source microonde d'impédance interne Z_d . L'idéal serait d'adapter la résistance de charge ($R_0 = 50 \Omega$) au photodétecteur, c'est-à-dire de ramener une impédance équivalente à l'impédance interne de la photodiode. Ceci est possible d'un point de vue purement



$$L1 = 8.9 \text{ nH} \quad L2 = 1.9 \text{ nH}$$

$$C2 = 1.58 \text{ pF}$$

Figure II.15 : Schéma électrique d'adaptation de la photodiode PIN FUJITSU



$$L1 = 4.5 \text{ nH} \quad L2 = 0.25 \text{ nH}$$

$$C2 = 2.2 \text{ pF}$$

Figure II.16 : Schéma d'adaptation de la photodiode PIN ALCATEL-CIT

théorique, mais ne peut s'appliquer dans le cadre d'une réalisation technologique. En effet, cette solution conduirait à l'utilisation de composants passifs d'adaptation de valeurs irréalisables technologiquement [16].

Il s'agit alors de ramener aux bornes du générateur de courant de la photodiode presque parfait, une résistance la plus élevée possible afin de maximiser le transfert en puissance de la liaison. Si le quadripôle d'adaptation est sans perte, le gain en puissance obtenu dans la charge est directement relié au rapport de l'impédance ramenée et de l'impédance R_0 (50Ω).

Dans une première étape, nous avons utilisé un second logiciel mis au point au laboratoire pour rechercher les valeurs maximales d'impédance qui peuvent être ramenées au niveau du photodétecteur pour le circuit d'adaptation chargé sur 50Ω , en partant du schéma équivalent déduit précédemment des mesures de S_{11} . Cette façon de procéder permet de définir également une première approche du circuit d'adaptation d'impédance.

Dans une seconde étape, par souci d'optimisation dans la bande de fréquence considérée (2 GHz-2,4 GHz), nous avons utilisé des logiciels commerciaux (Touchstone-MDS). Partant du schéma équivalent du photodétecteur ou des paramètres S_{11} mesurés, notre démarche a consisté à :

- * introduire aux bornes du photodétecteur une résistance dont la valeur a été choisie dans une fourchette encadrant la valeur obtenue par le logiciel de laboratoire,
- * insérer le circuit d'adaptation d'impédance constitué d'éléments réactifs discrets,
- * rechercher la valeur de la résistance et des éléments du circuit d'adaptation qui conduisent à un paramètre S_{11} inférieur à -30 dB dans la bande passante 2 GHz-2,4 GHz.

Cette résistance préfigure la valeur de l'impédance ramenée par le circuit d'adaptation. Il est bien évident que lorsque le circuit d'adaptation ramène une impédance égale à celle introduite, le coefficient de réflexion S_{11} deviendra négligeable. En fait, lors de la réalisation cette résistance n'existe pas. Elle n'intervient ici que pour faciliter la définition du circuit d'adaptation.

Là encore, l'une des difficultés majeures a été de concevoir un circuit qui permette une adaptation en bande de fréquence relativement large (de l'ordre de 20%).

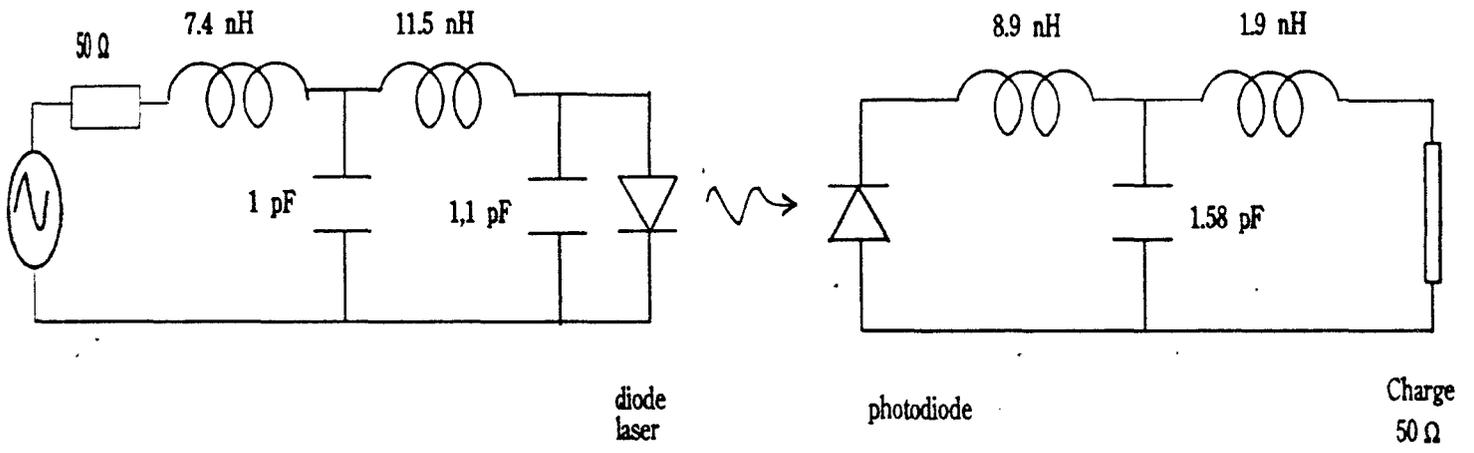


Figure II.17 : Schéma électrique équivalent de la liaison adaptée

Cette étude a donc nécessité ici aussi une double cellule d'adaptation du type LC et un très grand nombre d'essais afin d'obtenir le circuit conduisant aux meilleures performances possibles.

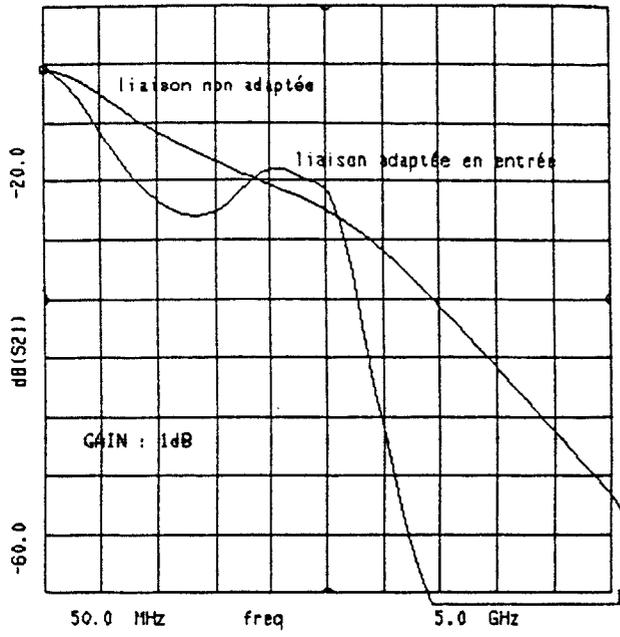
En ce qui concerne les résultats, les valeurs maximales des impédances qui ont pu être ramenées sont de l'ordre de 450 Ω avec la photodiode FUJITSU et 220 Ω avec la photodiode ALCATEL-CIT. On doit donc s'attendre à une amélioration, due à l'adaptation, plus faible pour la photodiode CIT que pour la photodiode FUJITSU. C'est pourquoi dans la suite de ce travail, nous nous sommes consacrés plus particulièrement à l'étude de la liaison opto-hyperfréquence et de son amélioration par adaptation d'impédance avec une photodiode FUJITSU. Les circuits d'adaptation permettant ces transformations d'impédance sont présentés figure II.15 et figure II.16 respectivement pour la photodiode FUJITSU et ALCATEL-CIT. Ils sont constitués de deux cellules (LC) dont la capacité de la première cellule (proche de la photodiode) est très faible, de l'ordre de quelques fF. Nous négligerons donc son importance et nous ne l'avons donc pas représentée dans les quadripôles d'adaptation.

2.3. Simulation de l'amélioration apportée par l'adaptation d'impédance

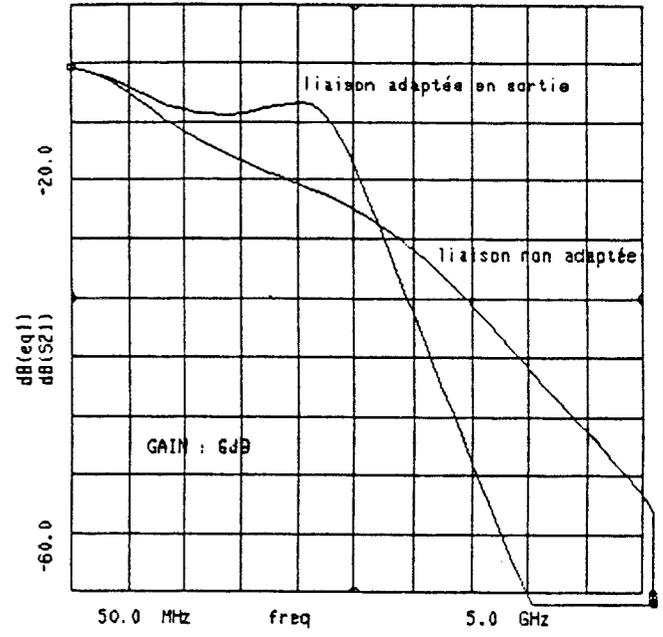
Connaissant les schémas équivalents des composants optoélectroniques définis précédemment et une fois connus les circuits d'adaptation, il est possible en associant ces deux circuits électriques, de calculer le paramètre S_{21} définissant la transmission de la puissance hyperfréquence dans la liaison opto-hyperfréquence (figure II.17). Tous ces calculs ont été faits en utilisant le logiciel commercial MDS. La démarche a consisté à représenter le photodétecteur par un générateur de courant dont la valeur est donnée par le courant hyperfréquence traversant la zone active du laser symbolisée par la résistance R_j du schéma électrique équivalent du laser, modifié par les efficacités quantiques du laser et du photodétecteur.

Toutes les situations possibles de la chaîne de transmission ont été examinées, à savoir :

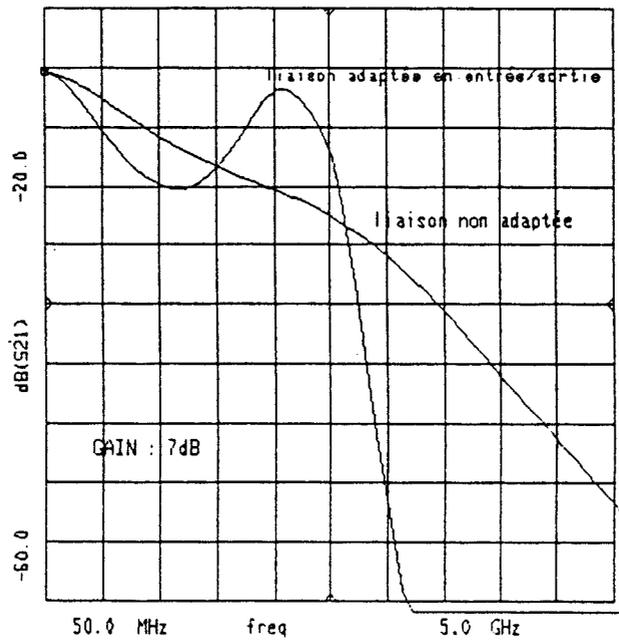
- * calcul du S_{21} sans circuit d'adaptation d'impédance
- * calcul du S_{21} avec circuit d'adaptation au niveau du laser
- * calcul du S_{21} de la transmission avec circuit d'adaptation au niveau du détecteur
- * calcul du S_{21} avec circuit d'adaptation en entrée et en sortie de la liaison opto-hyperfréquence



a)



b)



c)

Figure II.18 : Bilan théorique de la liaison

a) adaptation du laser

b) adaptation de la photodiode

c) adaptation du laser et de la photodiode

Cette façon de procéder permet d'estimer l'amélioration apportée globalement par l'adaptation d'impédance sur le bilan de transfert en puissance de la liaison, mais elle permet aussi d'estimer l'amélioration apportée par chacun des circuits d'adaptation de la liaison.

La courbe représentée figure II.18 présente le bilan théorique de la liaison pour chacun des cas précités. On constate que :

- * l'amélioration globale de la chaîne due à l'adaptation est de l'ordre de 7 dB dans la bande 2 GHz-2,4 GHz
- * l'adaptation du laser conduit à une amélioration de l'ordre de 1 dB
- * cette amélioration est de l'ordre de 6 dB du côté récepteur.

Une amélioration aussi faible que 1 dB du côté du laser peut paraître surprenante. Elle témoigne cependant de l'importance des éléments parasites dus à la connectique pour le comportement dynamique du laser. Il est bien évident que plus cette connectique est importante, plus elle fait écran entre le générateur hyperfréquence et le laser. Rappelons à ce propos que les paramètres S_{11} du laser sont équivalents pour les lasers Fabry-Pérot et DFB et sont en plus identiques aux paramètres S_{11} de la puce laser court-circuitée. De ce point de vue, l'effet du circuit d'adaptation sera d'autant plus efficace qu'il sera placé à proximité immédiate de la zone active du laser. C'est ainsi que l'on a pu démontrer expérimentalement et par le calcul, une amélioration de 4 dB à la fréquence de 6 GHz en intégrant monolithiquement le circuit d'adaptation à la puce laser. Ce dispositif a récemment été réalisé par Thomson-LCR en collaboration avec l'IEMN [17].

En ce qui concerne l'amélioration apportée au niveau de la photodiode, celle-ci aurait pu être plus importante dans une hypothèse de fonctionnement à bande étroite. On calcule en effet qu'une amélioration de l'ordre de 10 dB peut dans ces conditions être atteinte par adaptation du photodétecteur. Il est clair qu'une augmentation en bande passante sera faite forcément au détriment de l'amélioration de la transmission de la chaîne opto-hyperfréquence.

2.4. Adaptation d'impédance en technologie micro-ruban

Il est très difficile de trouver commercialement des inductances possédant de bonnes performances à la fréquence de travail pour les valeurs concernées. Il a donc été nécessaire de passer de la technologie en éléments localisés à la technologie en

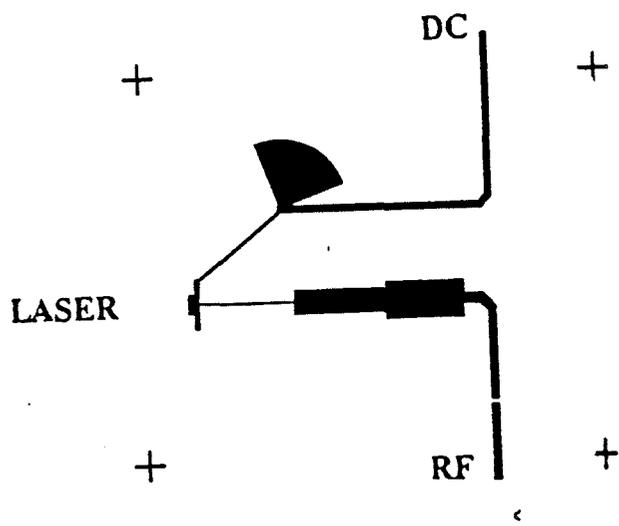


Figure II.19 : Circuit d'adaptation du laser

éléments répartis [18,19,20]. Cela a donc nécessité de renouveler la démarche présentée précédemment avec des composants discrets, mais cette fois-ci avec une technologie micro-ruban. Elle a supposé un effort pratiquement équivalent à celui déjà annoncé pour l'adaptation d'impédance avec des éléments discrets.

Ici aussi, nous partons des paramètres S_{11} mesurés des composants optoélectroniques. Cependant, cette fois-ci, les paramètres à définir sont des paramètres géométriques correspondants à des longueurs et des largeurs de lignes. L'étude précédente utilisant la technologie en éléments répartis nous a montré que les circuits d'adaptation, en entrée et en sortie, sont constitués de deux cellules du type LC. Ceci nous suggère que le circuit d'adaptation est assimilable à un filtre du 4^{ème} ordre du type double transformateur d'impédance [21]. En partant du principe qu'un transformateur d'impédance est constitué de l'association de deux tronçons de lignes de largeur différente (figure II.19), le schéma de base à partir duquel nous avons conçu nos circuits d'adaptation est constitué de l'association de plusieurs tronçons de lignes de largeur différente. En d'autres termes, nous passerons d'une première ligne d'impédance caractéristique donnée à une seconde ligne possédant une autre impédance caractéristique [22,23]. Le but du travail effectué à l'aide de MDS a été de rechercher les longueurs et les largeurs optimales de ces tronçons de lignes qui permettent :

- * en entrée, d'obtenir un paramètre S_{11} le plus faible possible (- 15 dB entre 2 GHz et 2,4 GHz)
- * en sortie, d'obtenir un paramètre S_{11} le plus faible possible lorsque l'on charge la photodiode sur une impédance comprise entre 400 et 500 Ω .

L'étude est faite ici aussi avec la photodiode FUJITSU.

Pour cette optimisation, il a fallu également tenir compte de contraintes technologiques liées aux largeurs minimales de lignes qui peuvent être réalisées à l'aide de circuit duroïd (dépôt métallique de 17 μm et épaisseur du substrat de 1,27 mm) et des tailles maximales permettant une mise sous boîtier. Il a fallu en outre prévoir un té de polarisation pour l'alimentation continue du laser et du photodétecteur. Il faut noter que, pour le circuit coté récepteur, nous avons ajouté près de la photodiode un stub permettant d'affiner l'adaptation. Les masques des circuits d'adaptation pour le laser (rappelons que le même circuit d'adaptation est valable pour le laser Fabry-Pérot et DFB) et pour la photodiode FUJITSU sont présentés figure II.19 et figure II.20. La modélisation de la transmission de la chaîne opto-hyperfréquence à l'aide du logiciel MDS montre ici aussi qu'une amélioration de 7 dB est obtenue grâce aux circuits

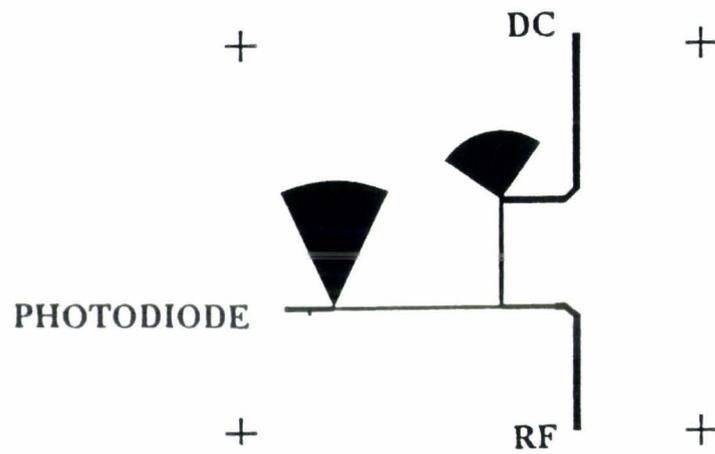


Figure II.20 : Circuit d'adaptation pour le photodétecteur

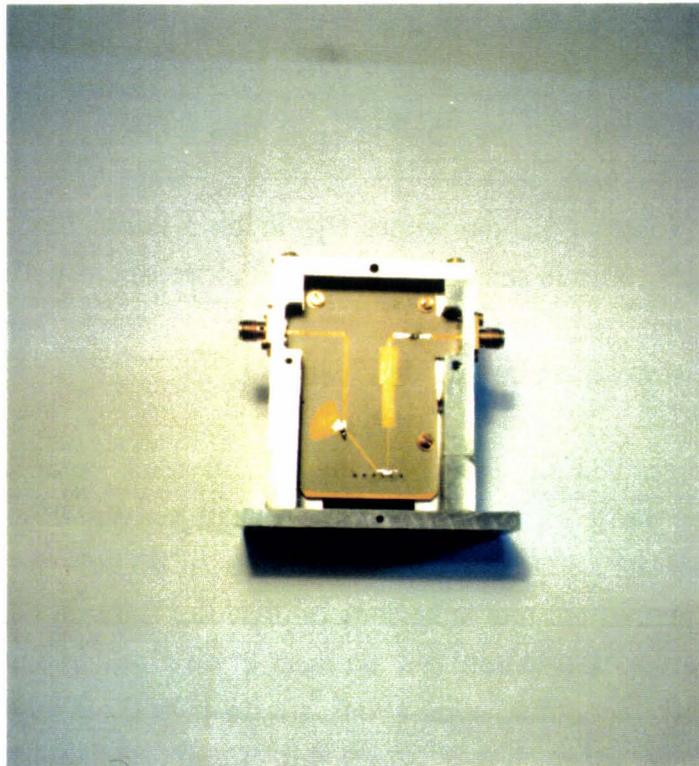


Figure II.21 : Boîtier métallique d'alimentation du laser avec le circuit d'adaptation

d'adaptation d'impédance, en entrée et en sortie en technologie micro-ruban. La répartition est de 1 dB en entrée et 6 dB en sortie dans la bande 2 GHz-2,4 GHz.

2.5. Réalisation technologique des circuits d'adaptation

Ces circuits ont été réalisés sur substrat diélectrique DUROÏD RT/6010 présentant les caractéristiques suivantes :

- * permittivité : $\epsilon_r = 12,5$
- * épaisseur de métallisation : $t = 17 \mu\text{m}$
- * hauteur du substrat : $H = 1,27 \text{ mm}$

Les masques ont été conçus sur logiciel Mastek pour ensuite être réalisés par une technique photographique sur film gélatine.

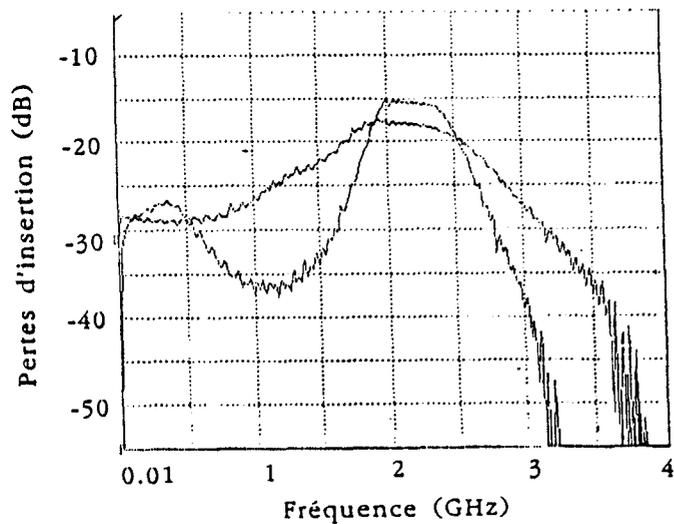
Les différentes étapes technologiques relativement classiques sont alors les suivantes :

- * dépôt de résine à la tournette à 3000 tr/min.
- * recuit à 60°C pendant 15 min.
- * masquage et insolation de la plaquette résinée pendant 1 min.
- * révélation
- * second recuit à 90°C pendant 45 min.
- * épaissement électrolithique par dépôt d'or

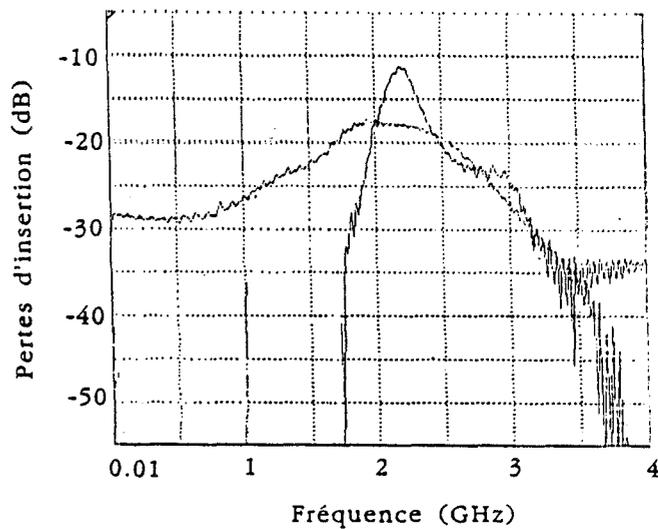
Les composants optoélectroniques sont ensuite connectés au substrat par collage ou soudure. L'ensemble du circuit est placé à l'intérieur d'un boîtier métallique pour éviter toute perturbation électromagnétique (figure II.21). Des connecteurs de type SMA permettent d'introduire et de récupérer le signal hyperfréquence de la liaison.

2.6. Vérification expérimentale de l'amélioration en utilisant la technologie micro-ruban

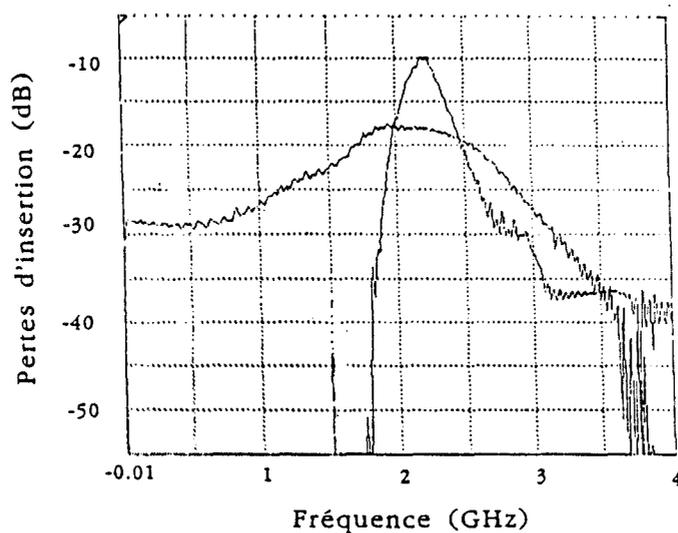
2.6.1. Etude expérimentale avec adaptation à l'émission



a)



b)



c)

Figure II.22 : Effet de l'adaptation d'impédance mesuré sur la transmission opto-hyperfréquence avec adaptation

a) à l'émission

b) à la réception

c) à l'émission et à la réception

Les prévisions théoriques ont été confirmées par la mesure de la puissance hyperfréquence de sortie à l'aide d'un analyseur de réseau scalaire Wiltron dans la bande 10 MHz-4 GHz, en modulant le laser, associé ou non au quadripôle d'adaptation. Les résultats sont présentés figure II.22.a où l'on retrouve une amélioration de la transmission de l'ordre de 1 dB dans la bande 2 GHz-2,4 GHz.

2.6.2. Etude expérimentale avec adaptation à la réception

Les prévisions théoriques ont été confirmées par la mesure de la transmission. Les 6 dB d'amélioration sont mesurés à 2,2 GHz (figure II.22.b).

2.6.3. Etude expérimentale avec adaptation à l'émission et à la réception

Les courbes de la figure II.22.c représentent le bilan de la liaison :

- * avec adaptation du laser et de la photodiode
- * sans aucune adaptation

On retrouve bien les 7 dB d'amélioration à 2,2 GHz dans une bande de fréquence de 400 MHz [24]. Le bilan global de la liaison avec adaptation d'impédance peut se résumer de la manière suivante :

- * -9 dB pour la liaison munie d'un émetteur Fabry-Pérot
- * -22 dB pour la liaison munie d'un émetteur DFB

3. CARACTERISATION HYPERFREQUENCE DU QUADRIPOLE

3.1. Pertes d'insertion

Elles découlent directement du bilan de transfert de la liaison opto-hyperfréquence. Les mesures ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau scalaire Wiltron. Nous avons dans un premier temps, mesuré le bilan de transfert en puissance hyperfréquence de la liaison non adaptée. Les pertes d'insertion sont de 16 dB et 29 dB dans la bande de fréquence 2 GHz-2,4 GHz pour respectivement la liaison comportant un émetteur Fabry-Pérot et DFB (figure I.13.a).

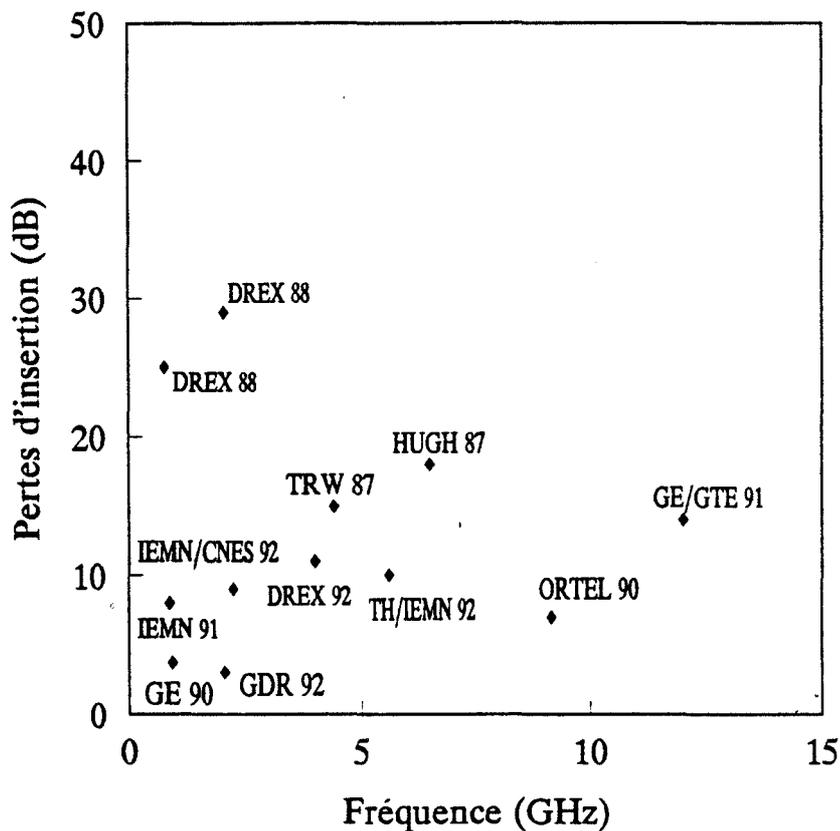


Figure II.23 : Pertes d'insertion de la liaison opto-hyperfréquence à 2,2 GHz: comparaison avec les valeurs publiées obtenues en modulation directe [25,26,27]

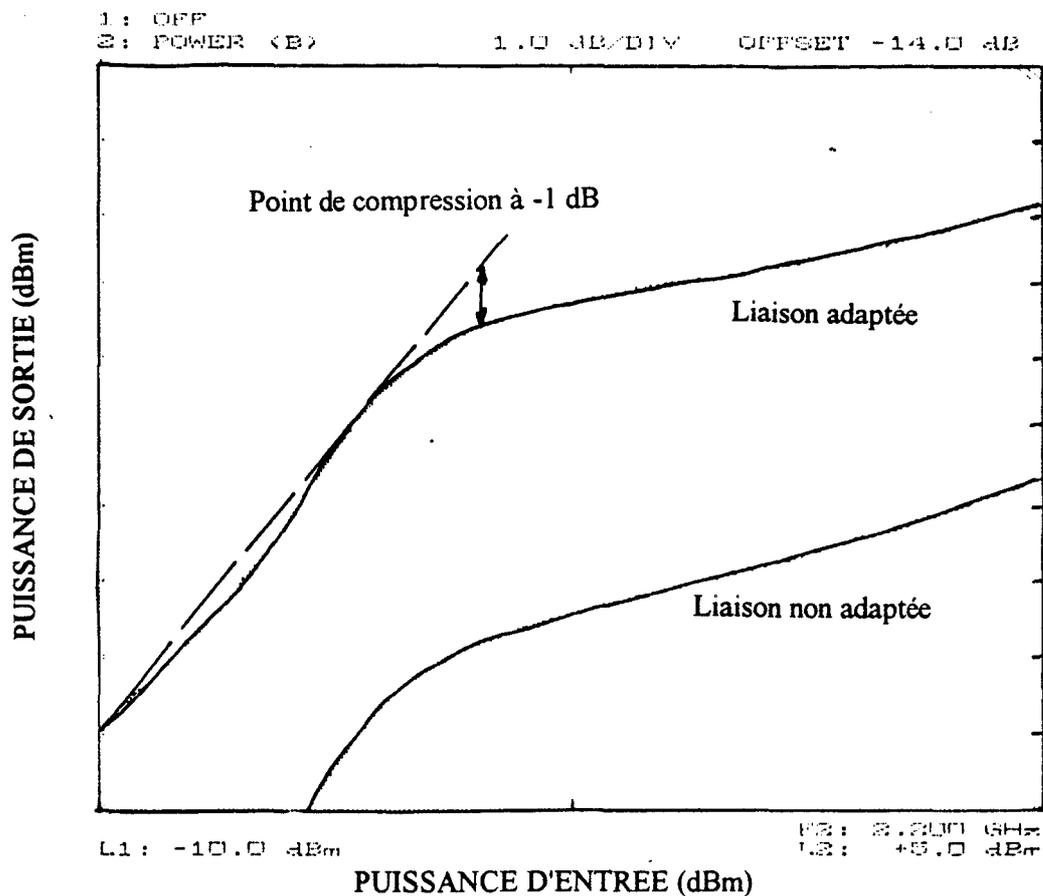


Figure II.24 : Point de compression à -1 dB : Evolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour la liaison adaptée et non adaptée (laser Fabry-Pérot : $I_L = 1,3 I_{th}$)

Nous avons ensuite observé l'amélioration apportée par l'adaptation du laser et de la photodiode. Les nouvelles pertes d'insertion sont de 9 dB avec un émetteur Fabry-Pérot et de 22 dB avec un émetteur DFB (figure II.22) dans la bande de fréquence de 2 GHz-2,4 GHz. Les valeurs mesurées sont en accord avec celles issues de l'étude bibliographique présentées figure II.23.

3.2. Point de compression à -1 dB

Le point de compression est une mesure de l'importance des non-linéarités de la chaîne opto-hyperfréquence. Il représente la puissance de sortie pour laquelle on observe une diminution de 1 dB par rapport à ce qu'elle devrait être s'il n'y avait pas saturation de cette puissance (quadripôle linéaire) [25]. Pour cette mesure réalisée à la fréquence de 2,2 GHz, nous avons considéré le cas d'une liaison associée aux cellules d'adaptation décrites précédemment, en entrée et sortie puis dans le cas d'une liaison sans aucune cellule. Les mesures ont été effectuées pour deux types d'émetteur Fabry-Pérot et DFB. La caractérisation du point de compression à -1 dB de la chaîne a été effectuée également sur analyseur de réseau scalaire Wiltron. Le principe maintenant classique de la mesure est présenté dans l'annexe 1.

Nous présentons figure II.24, la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour la liaison adaptée et non adaptée munie d'un laser Fabry-Pérot. Le point de compression est mesuré respectivement à -17,5 dBm et -21,5 dBm avec des conditions de polarisation telles que $I/I_{th} = 1,3$ (I_{th} étant le courant de seuil du laser). Sur la figure II.25, on constate une augmentation du point de compression lorsque le rapport I/I_{th} s'accroît, pour atteindre une saturation pour les fortes valeurs de courant. On peut remarquer une augmentation d'environ 4 dB sur la valeur du point de compression dans le cas de la liaison adaptée en impédance. Ceci est une conséquence directe de l'amélioration apportée par l'adaptation d'impédance.

Nous donnons figure II.26, l'évolution du point de compression en fonction du courant de polarisation pour les deux types d'émetteurs utilisés et dans le cas d'une liaison non adaptée. On note que le point de compression devient quasiment constant pour un rapport I/I_{th} supérieur à 1,5. Il vaut alors -16 dBm et -23 dBm respectivement pour la liaison comportant le laser Fabry-Pérot et DFB. Il est à noter que les valeurs plus faibles obtenues avec un laser DFB sont directement liées au rendement externe du composant fibré.

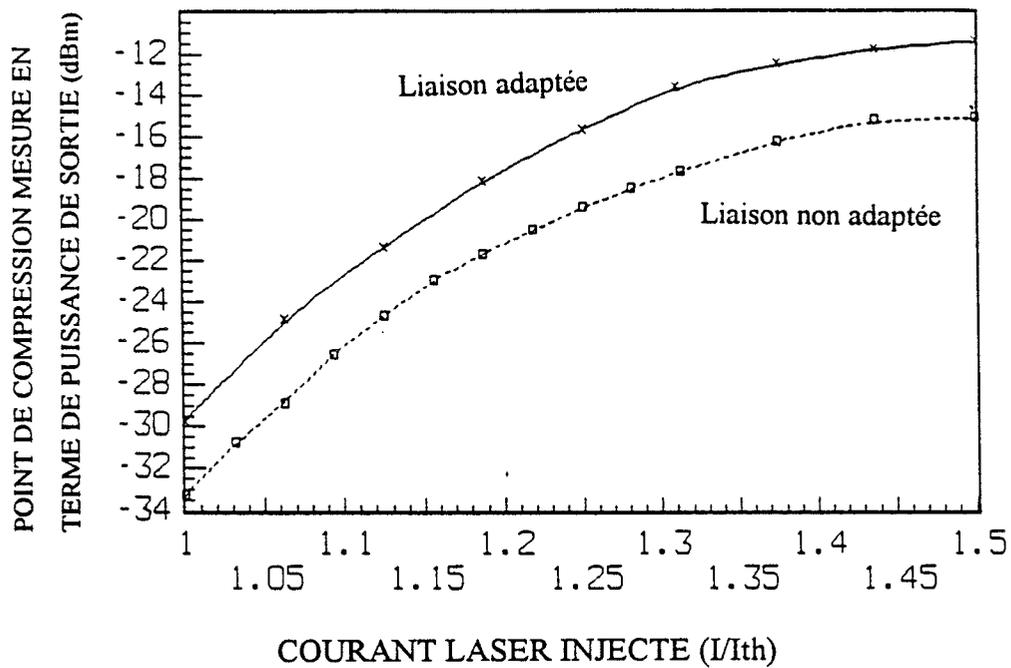


Figure II.25 : Evolution du point de compression de la liaison adaptée et non adaptée en fonction du courant de polarisation du laser (Fabry-Pérot)

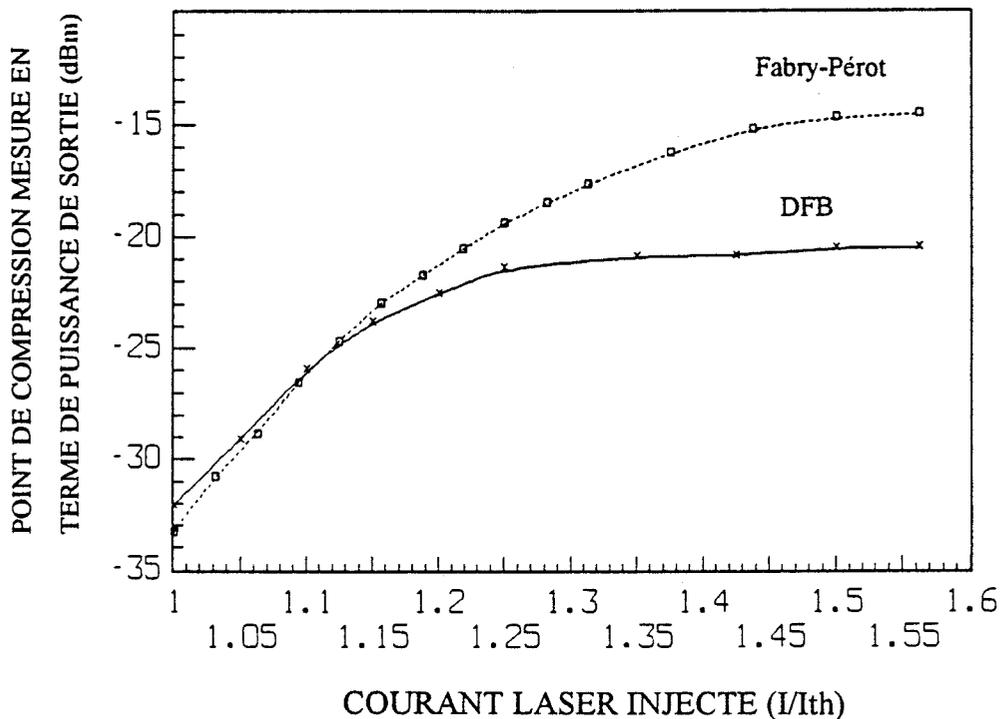


Figure II.26 : Evolution du point de compression de la liaison non adaptée en fonction du courant de polarisation du laser : Comparaison pour les deux types d'émetteurs (Fabry-Pérot et DFB)

3.3. Intermodulation et dynamique

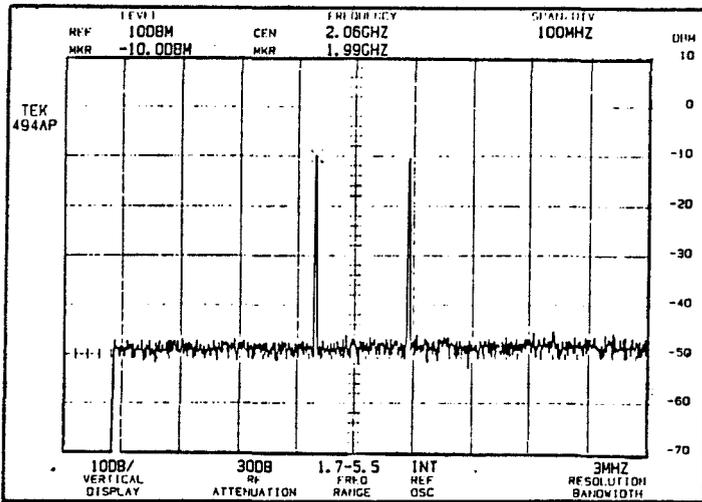
La caractérisation en terme d'intermodulation est présentée dans ce paragraphe. L'intermodulation traduit l'interférence de deux signaux de fréquences voisines dans la bande passante de la chaîne de transmission [26,27,28]. Il s'agit d'une des caractéristiques essentielles traduisant le comportement d'un système non-linéaire. Dans le cas d'une liaison par fibre optique, la diode laser est l'élément non-linéaire majeur; la mesure du point d'intermodulation permet d'estimer la linéarité de la liaison. Il possède une double non-linéarité définie de la manière suivante :

- * non-linéarité de la caractéristique statique, puissance optique-courant injecté (figure I.11)
- * non-linéarité de la caractéristique dynamique liée à la résonance du laser (figure I.13).

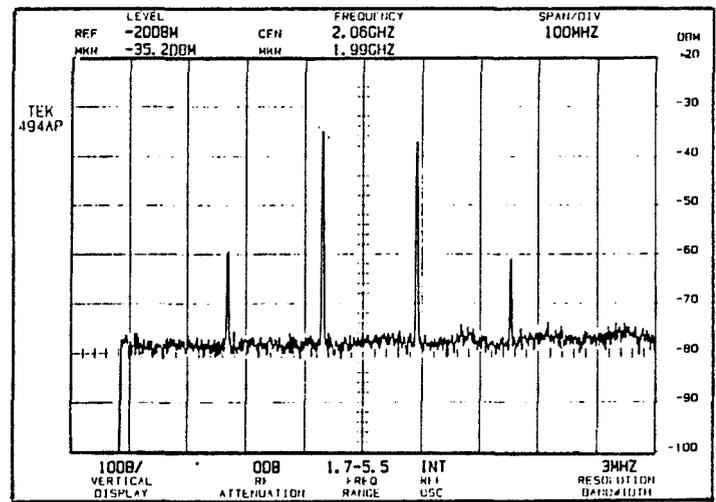
Les non-linéarités d'un système optique sont principalement générées au niveau de la source et dans une moindre mesure au niveau du détecteur. Les non-linéarités ont pour conséquence la génération d'harmoniques et d'intermodulations.

Nous avons donc principalement relevé le produit d'intermodulation d'ordre 3 de la liaison autour de la fréquence 2,2 GHz. Le niveau des intermodulations est mesuré en injectant, à l'entrée de la liaison optique, deux signaux hyperfréquences de puissance égale et à des fréquences très proches f_1 et f_2 ($f_1 = 2,15$ GHz et $f_2 = 2,25$ GHz). Le principe de la mesure est présenté en annexe 1. Il y a apparition de raies d'intermodulations aux fréquences $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$ ainsi qu'aux fréquences $f_1 \pm f_2$, $2f_2 + f_1$ et $2f_1 + f_2$ (figure II.27). Nous ne tiendrons pas compte de ces trois dernières raies qui se situent assez loin de la bande de fréquences utilisées et qui sont largement atténuées. Par contre, les termes en $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$ sont très proches des termes en f_1 et f_2 et ils viendront dans la plupart des applications, perturber les réponses en f_1 et f_2 .

Pour chiffrer ces intermodulations, nous mesurons la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour le fondamental (raie à la fréquence f_1 ou f_2) et l'une des raies d'intermodulation (fréquence $2f_1 - f_2$ ou $2f_2 - f_1$), en les comparant sur le même graphe. Puisque le signal de sortie à la fréquence f_1 (ou f_2) est proportionnel au signal d'entrée, et que le signal de sortie à la fréquence $2f_1 - f_2$ (ou $2f_2 - f_1$) est proportionnel au cube du signal d'entrée, la pente de la courbe puissance de sortie / puissance d'entrée (en dBm) sera trois fois plus forte pour le signal $2f_1 - f_2$ (produit d'intermodulation ou IMP) que le fondamental f_1 . Le point d'intersection entre ces pentes que l'on nomme également point d'interception (extrapolation des zones



a)



b)

Figure II.27 : Mesure du point d'intermodulation, spectre de raies :

a) en sortie du coupleur donnant deux signaux de fréquence voisine injectés dans la liaison

b) en sortie de la liaison adaptée (laser Fabry-Pérot : $I_L = 1,3 I_{th}$)

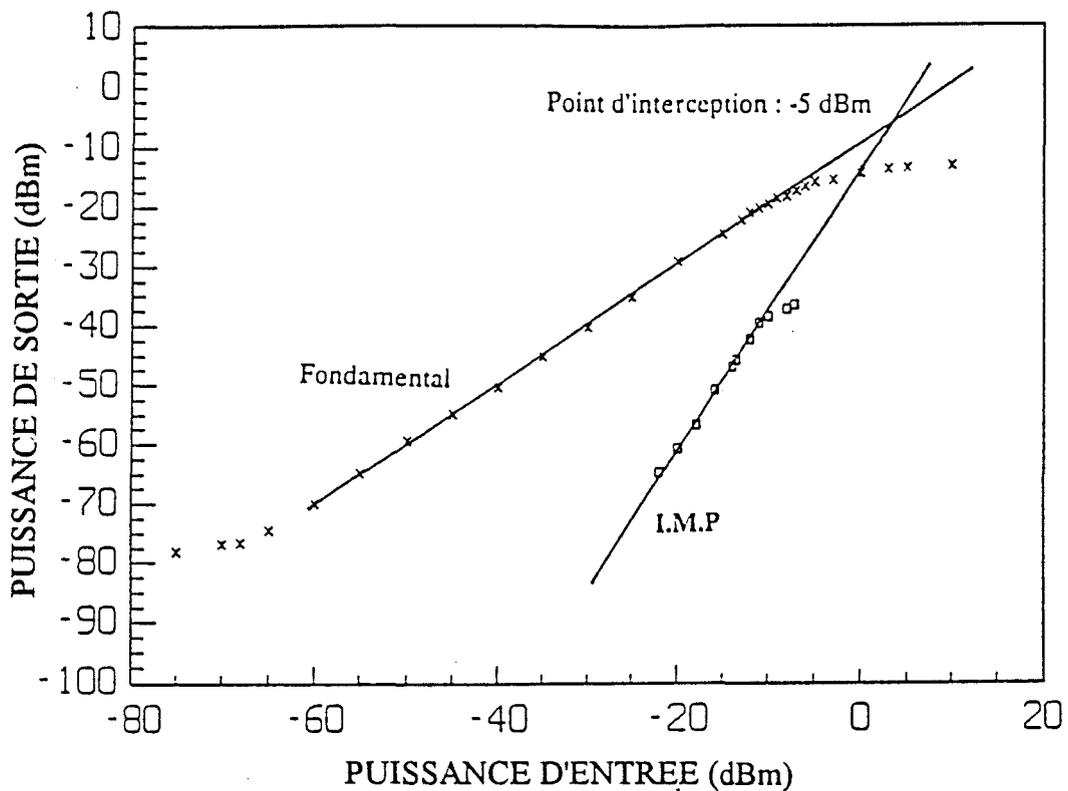


Figure II.28 : Intermodulation d'ordre 3 (laser Fabry-Pérot : $I_L = 1,3 I_{th}$)

linéaires du fondamental et du produit d'intermodulation, voir figure II.28) définit la puissance de sortie pour laquelle le niveau de la raie d'intermodulation devrait être au même niveau que le fondamental.

Les résultats de la mesure montrent que ce point d'interception est respectivement de -5 dBm et -18 dBm pour la liaison adaptée utilisant un émetteur Fabry-Pérot ou DFB. Puisqu'il est indépendant de la puissance d'entrée, il constitue une mesure très utile de la non-linéarité du système. Nos valeurs mesurées sont en accord avec celles tirées de la littérature [27,29].

Un autre facteur essentiel des performances d'une liaison optique analogique hyperfréquence est la définition de la dynamique de sortie. On définit la dynamique par la différence de puissance de sortie, exprimée en dB comprise entre le point de compression à -1 dB et le niveau minimum détectable [30,31,32]. Elle est donnée théoriquement à partir des caractéristiques mesurées de la façon suivante :

$$D \text{ (dB.MHz)} = P_{1C} \text{ (dBm)} - N \text{ (dBm)}$$

où D est la dynamique de sortie, P_{1C} le point de compression à 1 dB et N le niveau minimum détectable défini dans une bande passante de 1 MHz.

Nous avons relevé sur la figure II.29, la valeur de la dynamique pour la liaison munie d'un laser Fabry-Pérot et de cellules d'adaptation en entrée et en sortie. Une dynamique d'environ 65 dB.MHz a pu être observée avec les deux types d'émetteur, ce qui est légèrement inférieur aux valeurs généralement obtenues par ailleurs, ainsi que le montre l'étude bibliographique présentée figure II.30.

Si l'on veut que le niveau d'intermodulation n'excède pas le niveau de bruit en sortie, on définit la dynamique d'entrée sans parasite de la chaîne comme l'indique la figure II.31 (spurious free dynamique range, en anglais) [33]. Elle est donnée par la relation :

$$D_{sp} \text{ (dB.MHz}^{\frac{2}{3}}) = \frac{2}{3} (P_{IMD} \text{ (dBm)} - N \text{ (dBm)})$$

où D_{sp} représente la dynamique d'entrée sans parasite, P_{IMD} le niveau de puissance d'entrée conduisant à un niveau d'intermodulation égal au niveau de bruit (en sortie) et N, le niveau de puissance d'entrée pour lequel la puissance de sortie du fondamental

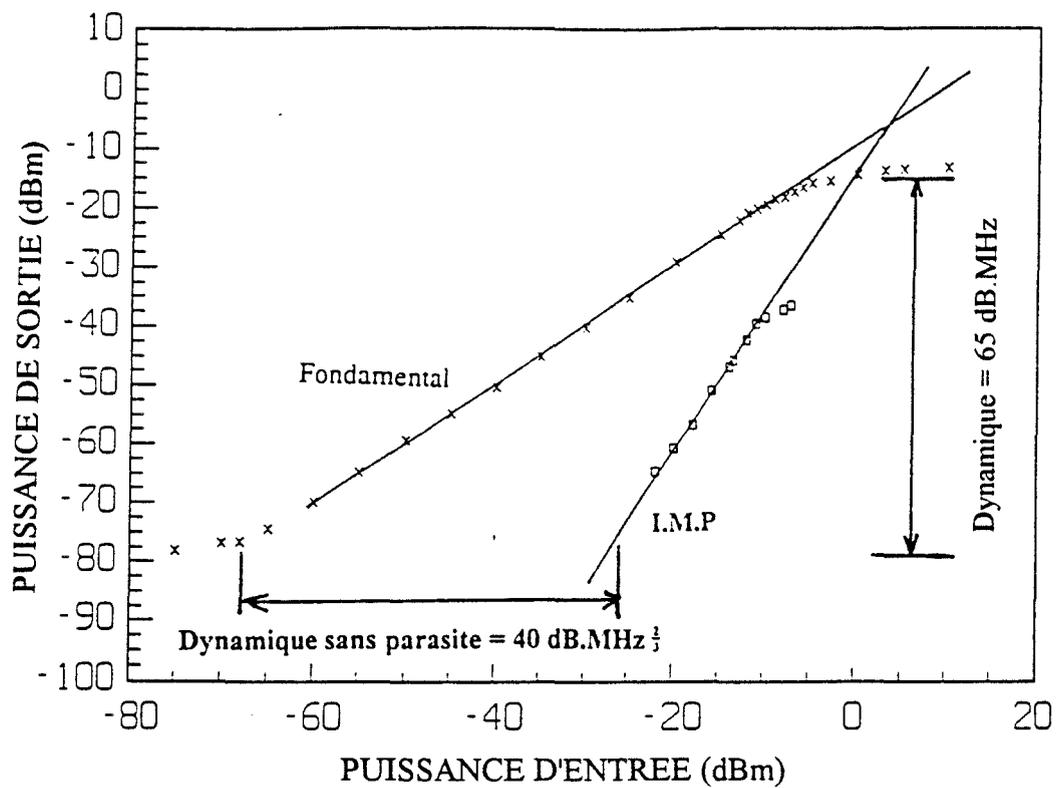


Figure II.29 : Dynamique de la liaison adaptée (laser Fabry-Pérot : $I_L = 1,3 I_{th}$)

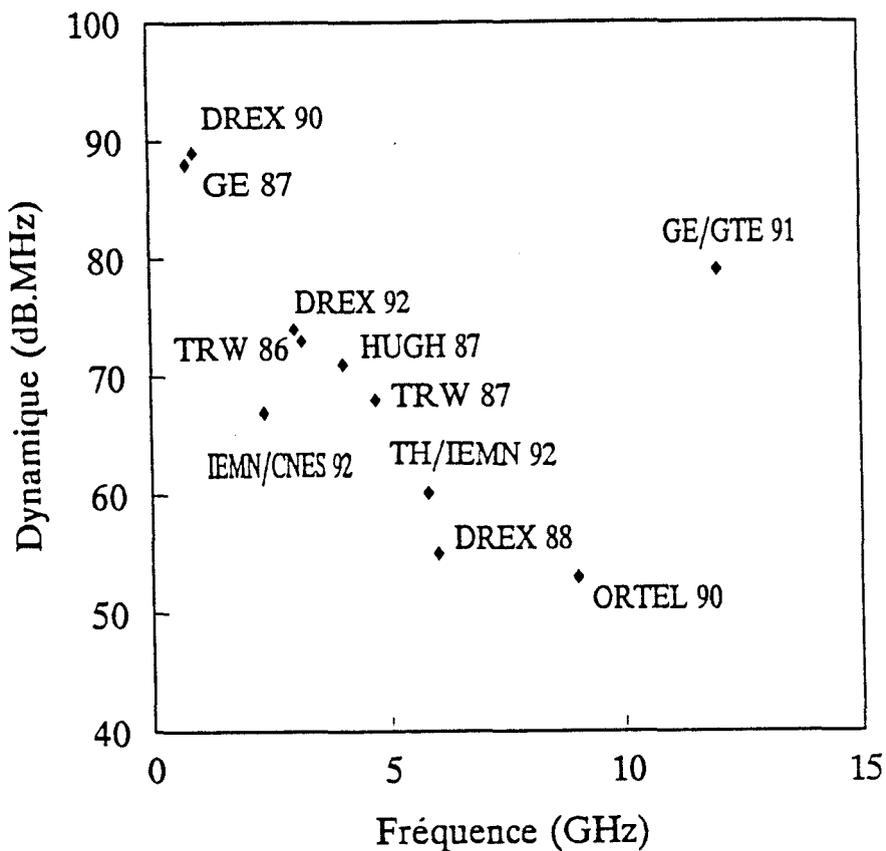


Figure II.30 : Dynamique de la liaison opto-hyperfréquence à 2,2 GHz et comparaison à des valeurs tirées de la littérature [9,18,29,30,31]

est égale au niveau de bruit en sortie. P_{IMD} et N sont définis dans une bande passante de 1 MHz.

Nous avons relevé une valeur d'environ $40 \text{ dB.MHz}^{\frac{2}{3}}$ pour la liaison utilisée. Cette valeur est en accord avec les résultats publiés dans la littérature [29,31,32].

3.4. Rapport signal sur bruit

Nous venons de voir l'importance de la dynamique de la liaison opto-hyperfréquence. Une autre caractérisation tout aussi essentielle consiste à relever le rapport signal sur bruit.

De nombreuses sources de bruit contribuent à la dégradation du rapport signal sur bruit [34,35,36]. Les plus dominantes sont le bruit thermique ($kT_0 = -174 \text{ dBm}$) et le bruit relatif d'intensité du laser (RIN). Cette dernière représente en fait la principale source de bruit dans la liaison par voie optique. Ce bruit dépend à la fois du matériau utilisé, de la structure adoptée mais aussi de la polarisation continue du laser et de la fréquence de modulation.

En effet, notons qu'il est intéressant de choisir judicieusement la polarisation du laser. Nous avons vu au chapitre I (figure I.13.b) que la fréquence de résonance dépend du courant continu injecté dans le laser. A forte polarisation continue, la fréquence de résonance se trouve donc repoussée à des fréquences éloignées de la fréquence de travail; or, le RIN du laser est maximum à la fréquence de résonance. Dans certains cas, on a donc intérêt à travailler à forte polarisation pour réduire le bruit mais aussi les intermodulations [32,37,38,39].

Nous avons relevé le rapport signal sur bruit pour la liaison utilisant les deux types d'émetteur. Le principe de la mesure est présenté en annexe 1. Les valeurs obtenues à 2,2 GHz sont de l'ordre de 120 dBc/Hz et 110 dBc/Hz dans une bande passante de 1 MHz (figure II.31 et II.32), ce qui est comparable aux valeurs obtenues dans la littérature [38]. La différence observée pour les deux types de laser est de l'ordre de 10 dB et peut se justifier dans les termes suivants : l'efficacité du laser DFB est trois fois plus faible que celle du laser Fabry-Pérot, ce qui se traduit au niveau de la puissance optique de sortie, par des pertes de 6 dB optiques soit 12 dB électriques. Cet écart se retrouve au niveau des valeurs mesurées et repose le problème de la disponibilité de lasers DFB d'efficacité égale à celle du Fabry-Pérot.

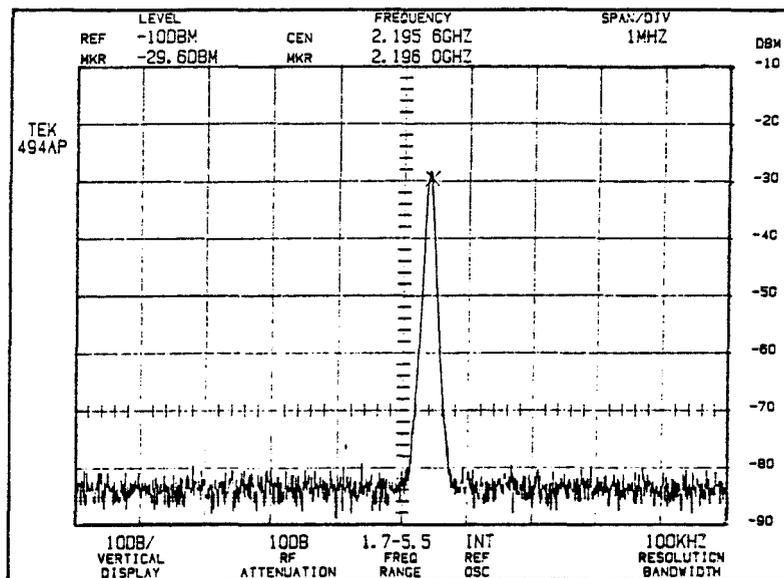


Figure II.31 : Mesure du rapport signal sur bruit pour un signal hyperfréquence à 2,2 GHz : spectre en sortie de la liaison munie d'un laser Fabry-Pérot

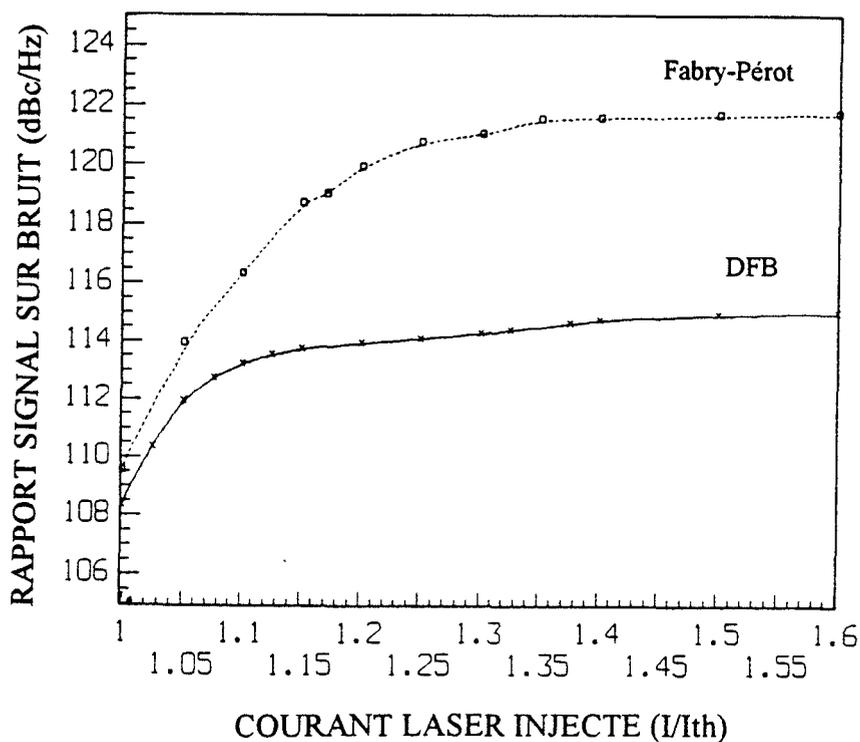


Figure II.32: Comparaison du rapport signal sur bruit à 2,2 GHz (émetteurs Fabry-Pérot et DFB)

3.5. Facteur de bruit

Nous avons vu précédemment, que la source de bruit prédominante de la liaison optique est le RIN du laser. L'importance de ce paramètre est essentielle lorsqu'on aborde la notion de facteur de bruit. L'expression théorique du facteur de bruit d'une liaison opto-hyperfréquence s'écrit de la forme suivante [39,40,41] :

$$F_{(dB)} = \frac{RIN (I_b f) * (I_b - I_{th})^2 * R_L}{kT} + \frac{2 * q * (I_b - I_{th}) \sqrt{R_L R_P}}{\sqrt{GkT}} \quad (1)$$

A partir de cette expression, nous pouvons constater que le facteur de bruit F est essentiellement tributaire de deux éléments, à savoir le RIN et l'impédance d'entrée du laser (R_L). Comparons le laser DFB vis-à-vis du laser Fabry-Pérot. Dans ce but, nous avons relevé le facteur de bruit de la liaison en utilisant les deux types d'émetteurs pour différentes conditions de polarisation. La figure II.33 présente la variation du facteur de bruit en fonction de la fréquence pour différentes polarisations continues du laser. Il existe un minimum du facteur de bruit correspondant à $F = 52$ dB pour un rapport $I/I_{th} = 1,3$ à $2,2$ GHz.

Une étude similaire a porté sur la liaison munie d'un émetteur DFB; les mêmes remarques concernant l'évaluation du facteur de bruit en fonction de la fréquence peuvent être faites. Une valeur typique mesurée à $2,2$ GHz, pour un rapport I/I_{th} égal à $1,3$ est de l'ordre de 45 dB [25,26,39]. La figure II.34 présente la comparaison du facteur de bruit effectuée sur les deux types d'émetteurs et dans les mêmes conditions. On constate un écart de 7 dB en faveur du laser DFB.

Interprétons ces résultats à l'aide de l'expression générale du facteur de bruit en fonction du rapport signal sur bruit en l'entrée et en sortie; on peut écrire :

$$F_{(dB)} = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_e}{\left(\frac{S}{N}\right)_s} = \frac{1}{G} * \frac{N_s}{N_e} \quad (2)$$

où G est le gain de la liaison et $\frac{N_s}{N_e}$ le rapport des niveaux de bruit à l'entrée et en sortie. Cependant, il faut rappeler que le gain de cette liaison est de 13 dB inférieur à

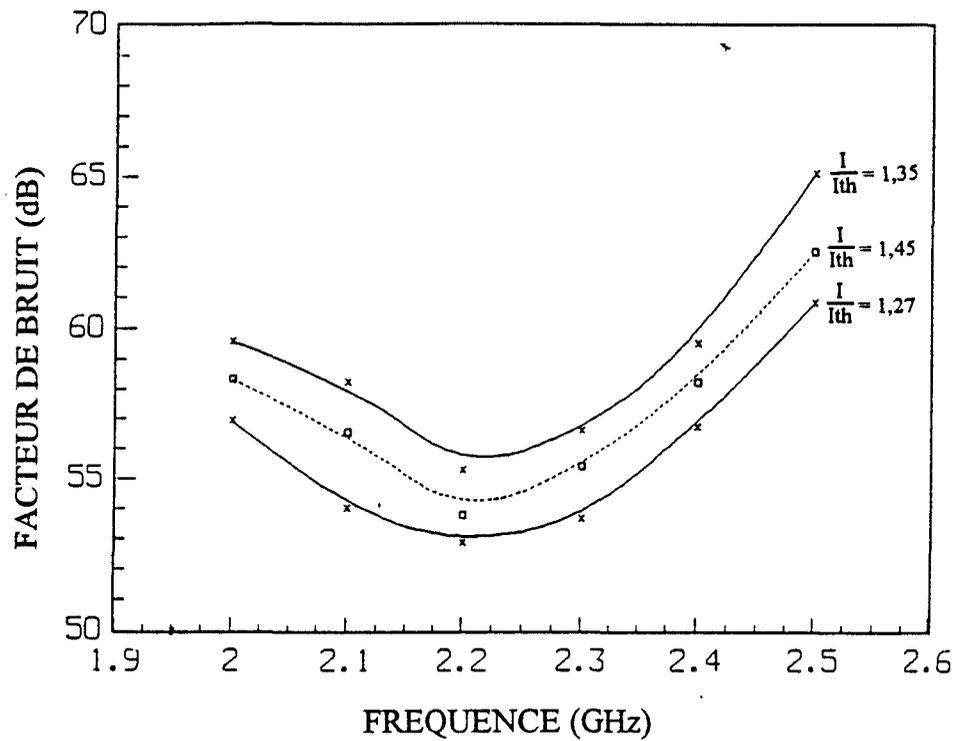


Figure II.33 : Mesure du facteur de bruit de la liaison en fonction de la fréquence pour différentes conditions de polarisation du laser Fabry-Pérot

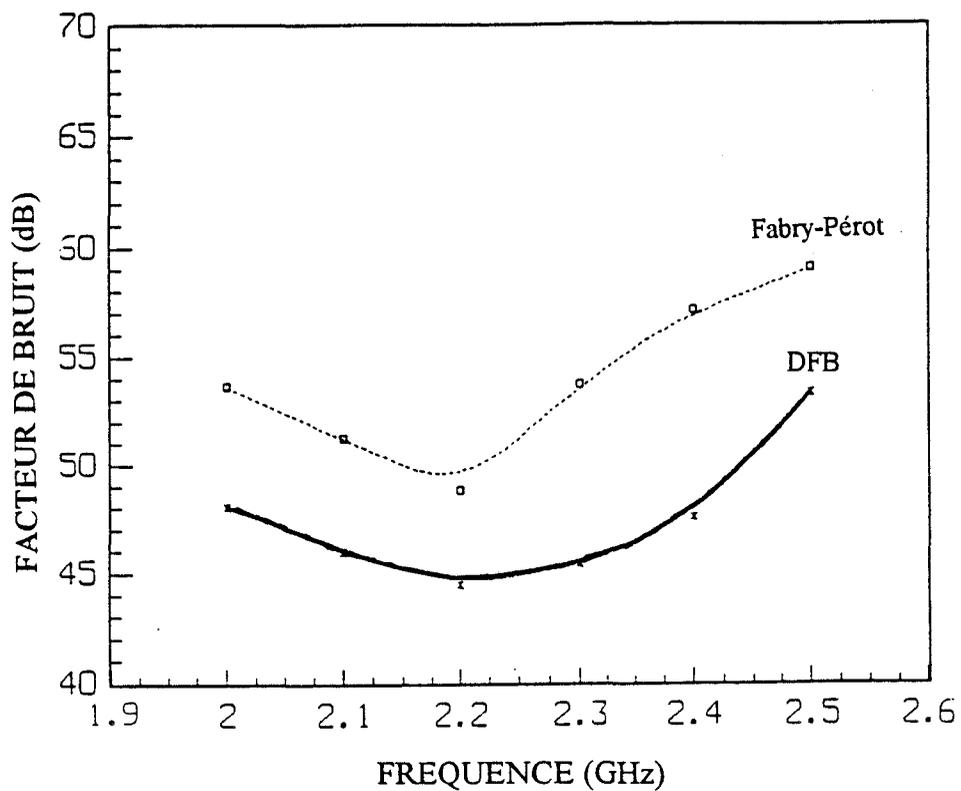


Figure II.34 : Comparaison du facteur de bruit de la liaison suivant le type d'émetteur : Fabry-Pérot ou DFB ($I_L = 1,3 I_{th}$)

la liaison utilisant un laser Fabry-Pérot. Ceci montre que le rapport $\frac{N_s}{N_e}$ est meilleur avec le laser DFB qu'avec le laser Fabry-Pérot et qu'il compense le gain plus faible avec un laser DFB (efficacité du laser).

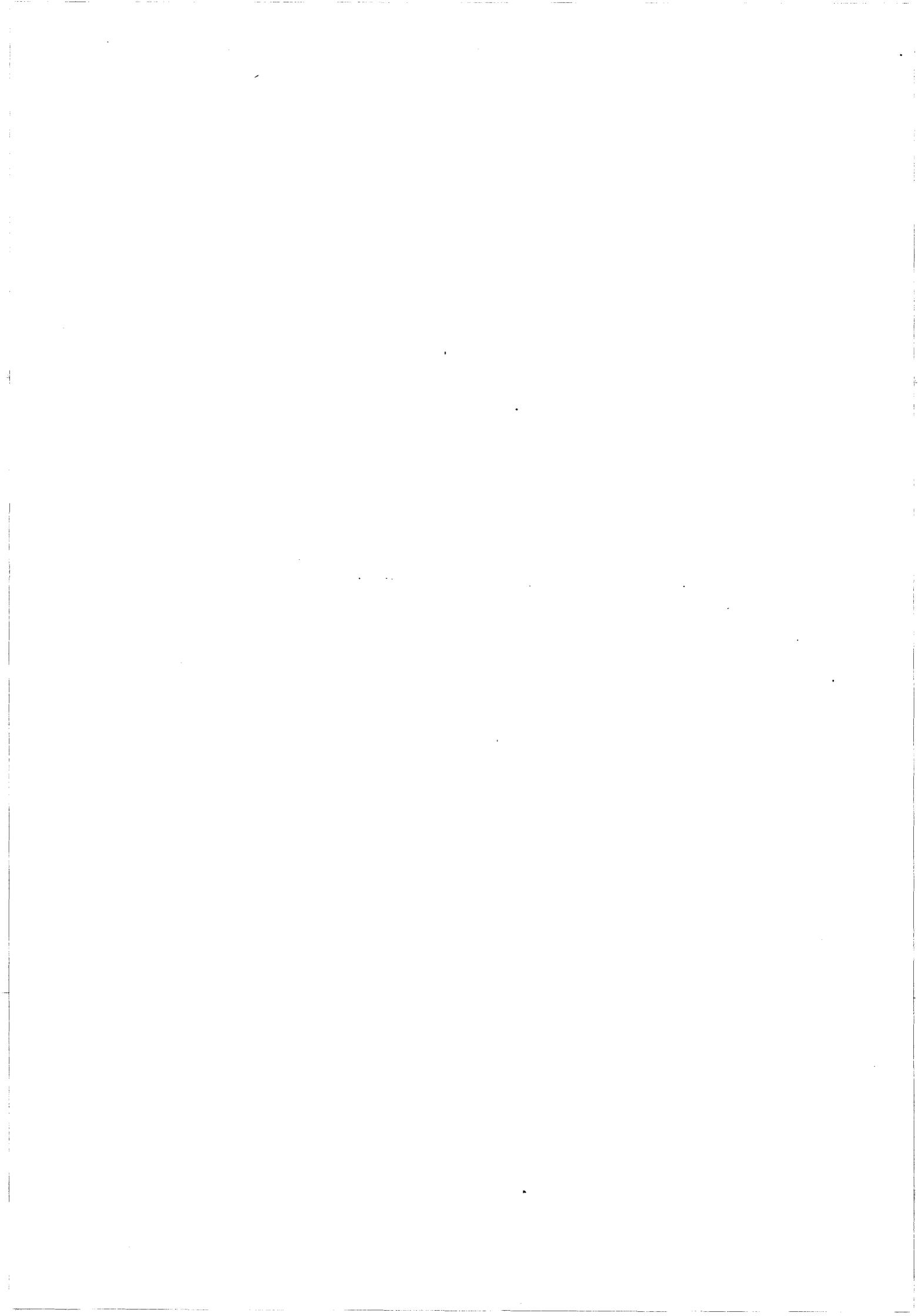
L'autre aspect de la mesure a consisté à tenter d'étudier l'effet de l'adaptation d'impédance. A partir de la relation (1), on peut prévoir une dépendance du facteur de bruit en fonction de l'impédance d'entrée du laser. Pour une diode laser munie d'un circuit d'adaptation purement réactif, la contribution totale du bruit devrait donc être réduite. Mais ceci n'a pas pu être mis en évidence dans nos mesures à cause de la faible amélioration de la transmission apportée par le circuit d'adaptation à l'entrée (1 dB).

Les niveaux de bruit des composants commerciaux actuels ne permettent pas d'espérer pour le moment, une diminution sensible du facteur de bruit à des valeurs raisonnables. C'est pourquoi, de nombreux auteurs utilisent à l'entrée de la chaîne de transmission, un amplificateur de gain important afin de réduire le facteur de bruit à quelques dB. En effet, à 1 dB d'amplification apporté par l'amplificateur correspond 1 dB de réduction du facteur de bruit de la liaison optique [26,42].

CONCLUSION

Nous avons étudié les possibilités d'amélioration du transfert en puissance d'une chaîne opto-hyperfréquence dans la bande de fréquence de 2 GHz - 2,4 GHz, par adaptation passive réactive des composants optoélectroniques d'extrémités. Des composants commerciaux fibrés ont été choisis pour leur facilité d'utilisation dans un système embarqué.

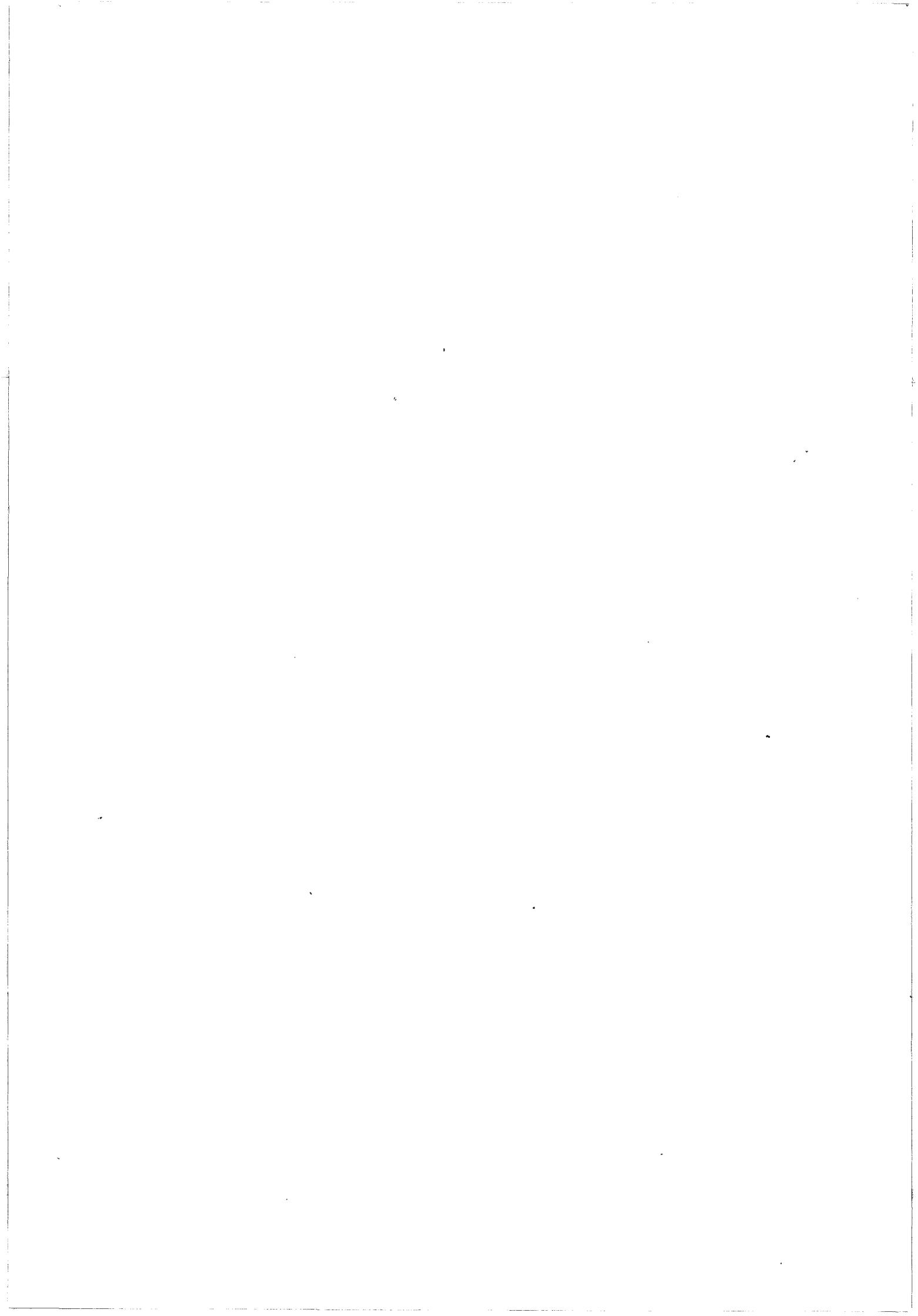
Leur caractérisation microonde (par la mesure du paramètre de réflexion S_{11}) a permis de déterminer, pour chacun d'entre eux, un schéma équivalent qui a servi de base à la conception des circuits d'adaptation, en s'appuyant sur un ensemble de logiciels mis au point au laboratoire et commerciaux (Touchstone-MDS). Une amélioration d'environ 7 dB (1 dB pour l'émetteur, 6 dB pour le récepteur) sur le transfert en puissance par rapport à la liaison non adaptée, est alors démontrée dans une bande de 400 MHz. Les différentes modélisations montrent que la majeure partie de la limitation de l'adaptation est apportée par les éléments parasites des composants. L'étude expérimentale réalisée à l'aide de circuits d'adaptation en éléments répartis vérifie totalement les résultats prévus par le calcul. Le concept d'amélioration de la



liaison opto-hyperfréquence dans une bande de fréquence relativement large a donc été démontrée. Une caractérisation la plus complète possible (pertes d'insertion, point de compression, dynamique, intermodulation, rapport signal sur bruit,...) de la liaison disposant d'un laser Fabry-Pérot ou DFB a ensuite été menée.

Pour la transposition à une gamme de fréquences supérieure (9 GHz en ce qui concerne les projets RADAR 2000 et SPOT 2000), le principe de l'adaptation est identique; il faudra dans ce cas disposer de composants optoélectroniques possédant une bande passante suffisante. De plus, les résultats des modélisations montrent que l'efficacité de l'adaptation sera d'autant meilleure que celle-ci est la plus "proche" possible du composant à l'intérieur du boîtier. L'utilisation de composants en puce est alors obligatoire, l'adaptation pouvant être réalisée soit en éléments répartis sur substrat hyperfréquence (intégration hybride), soit en éléments localisés directement sur la puce (intégration monolithique).

Le chapitre suivant sera essentiellement consacré à l'étude de la transmission d'un signal microonde à 2,2 GHz modulé par un signal digital bas débit.



BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

- [1] H. N. HERBERT, C. F. CLARKE : "*The performance of ridge waveguide laser packages*". STC Defense Systems (1987).
- [2] H. MATHIEU : "*Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*". Masson (1987).
- [3] J. M. SENIOR : "*Optical fiber communications- Principles and practice*". Prentice Hall International (UK) Ltd (1985).
- [4] D. DECOSTER : Communication GDR III-V (1991).
- [5] CH. COX : "*Analogue fiber-optic links with intrinsic gain*", Microwave Journal, Vol. 35, n° 90 (September 1992).
- [6] Hui-Pin HSU, M de LA CHAPELLE, J. J. GULICK : "*Fiber-optic links for microwave signal transmission*". Proceeding of SPIE "High Frequency Optical Communication"s, vol. 716, Cambridge (23-24 Septembre 1986).
- [7] S. MARICOT, J.P. VILCOT, D. DECOSTER : "*Improvement of microwave signal optical transmission by passive matching of optoelectronic devices*". Microwave and Optical Technology Letters, vol. 4, n°. 13 (1991).
- [8] M. de LA CHAPELLE, J. J. GULICK, Hui-Pin HSU : "*Analysis of low loss impedance matched fiber-optic transceivers for microwave signal transmission*". Proceeding of SPIE High Frequency Optical Communications, vol. 716, Cambridge (23-24 Septembre 1986).
- [9] H. BLAUVELT, D.B. HUFF, G.J. STERN, I.L. NEWBERG : "*Reduced insertion loss of X-band RF fiber-optic links*". IEEE MTT-38, n°. 5 (1990).
- [10] D. DECOSTER, J.P. VILCOT, H. EL KADI, S. MARICOT, E. DOGHECHE : "*On the improvement of microwave optical links*". 21st European Microwave Conference, Proceedings of Workshop on Microwave Optoelectronics, Stuttgart (1991).
- [11] E. DOGHECHE, J. P. VILCOT, D. DECOSTER, C. BOSCHET, I. PETITBON : "*Microwave and digital optical links for satellite phased array antennas*". ESA Workshop

on Advanced Beamforming Networks for Space Applications, ESA ESTEC Noordwijk, The Netherlands (26-28 November 1991).

- [12] R.S. TUCKER and D. POPE : "*Circuit modeling of the effect of diffusion on damping in a narrow-stripe semiconductor laser*". IEEE Journal of Quantum Electr. QE-19 (1983).
- [13] R. S. TUCKER and D. POPE : "*Microwave circuit models of semiconductor injection lasers*" : IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques MTT-31 (1983).
- [14] K. KAMITE, M. YANO, T. TANAHASHI, H. ISHIKAWA, S. YAMAKOSHI, H. IMAI : "*Analysis of the parasitic effective capacitance of buried-heterostructure lasers*". Electronic Letters, vol. 22, p. 407-409 (1986).
- [15] J. SCHLAFER and R. B. LAUER : "*Microwave packaging optoelectronic components*". IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°. 5, p. 518-523 (May 1990).
- [16] E. DOGHECHE, S. MARICOT, J. P. VILCOT, D. DECOSTER : "*Transmission optique de signaux microondes et digitaux pour antennes actives*". 2^{ème} Journées d'étude 'Microonde et Espace', Toulouse (14-15 Janvier 1992).
- [17] S. MARICOT, J.P VILCOT, D. DECOSTER, J.C. RENAUD, D. RONDI, P. HIRTZ, R. BLONDEAU and B. de CREMOUX : "*Monolithic integration of optoelectronic devices with reactive matching networks for microwave applications*". IEEE Photonics Technology Letter, Vol 4, n° 11, (November 1992).
- [18] A. S. DARYOUSH, E. ACKERMAN, R. SAEDI, R. KUNATH, K. SHALKHAUSER : "*High speed fiber optic links for distribution of satellite traffic*". IEEE MTT-38, n°. 5 (1990).
- [19] K. C. GUPTA, R. GARG and I. H. J. BAHL : "*Microstrip lines and slotlines*". Artech House Collection.
- [20] K. C. GUPTA, R. GARG and I. H. J. BAHL : "*Computer-aided design of microwave circuits*". Artech House Collection.
- [21] G. L. MATTHAEI, L. YOUNG and E. M. T. JONES : "*Microwave filters - Impedance modeling Networks and coupling structures*". Mc-Grow-Hill, Book Compagny.

- [22] A. GHIASI and A. GOPINATH : "*Novel wide-bandwidth matching technique for laser diodes*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n°. 5, p. 673-675 (May 1990).
- [23] P. M. LANE, L. R. WATKINS and J. J. O'REILLY : "*Distributed microwave filter realisation providing close to optimum performance for multigigabit optical communications*". IEE Proceeding-J, vol. 139, n°. 4, p. 280-287 (August 1992).
- [24] E. DOGHECHE, J. P. VILCOT et D. DECOSTER : "*Etude de faisabilité de la transmission optique simultanée d'un signal analogique hyperfréquence et digital bas débit*". Rapport final Contrat n°. 832/CNES/90/0816/00.
- [25] M. DE LA CHAPELLE, HUI-PIN HSU : "*Characterization of fiber-optic links for microwave signal transmission*". SPIE Optical Technology for Microwave Application III, vol. 789 (1987).
- [26] E. ACHERMAN, D. KASEMSET, S. WANUGA, R. BOUDREAU, J. SCLAFER and R. LAUER : "*A low-loss Ku-Band directly modulated fiber-optic link*". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 3, n°. 2, p. 185-187 (February 1991).
- [27] W. E. STEPHENS and T. R. JOSEPH : "*RF fiber optic links for avionics applications*". SPIE High Frequency Optical Communications, vol. 716 (1986).
- [28] E. ACKERMAN, D. KASEMSET, S. WANUGA, D. HOGUE and J. KOMIAK : "*A high-gain directly modulated L-Band microwave optical link*". IEEE MTT-Symposium Digest (1990).
- [29] A.S. DARYOUSH, A. P. S. KHANNA, K. BHASSIN and R. KUNATH : "*Fiber optic links for millimeter wave communication satellites*". IEEE MTT-Symposium Digest (1988).
- [30] R. SAEDI, A. DARYOUSH and P. HERCZFELD, "*Fiberoptic based recirculating memory loop*". IEEE MTT-Symposium Digest (1992)
- [31] I. KOFFMAN, P. R. HERCZFELD and A. S. DARYOUSH : "*High speed fiber optic links for short-haul microwave applications*". IEEE MTT-Symposium Digest (1988).

- [32] W.I. WAY, R.S. WOLF, M. KRAIN : "*A 1.3 μm 35 km fiber-optic microwave multicarrier transmission system for satellite earth stations*". JLT, vol. 5, n^o. 9 (1987).
- [33] K. PETERMAN : "*Laser diode modulation and noise*". Kluwer Academic Publishers (1988).
- [34] K. PETERMAN, G. ARNOLD : "*Noise and distortion characteristics of semiconductor lasers in optical fiber communication systems*". IEEE Journal of Quantum Electronics QE-18, n^o. 4 (1982).
- [35] A. MADJAR and O. MALZ : "*A balanced fiberoptic communication link featuring laser rin cancellation*". IEEE MTT-Symposium Digest (1992).
- [36] I. JOINDOT : "*Bruit relatif d'intensité des lasers à semiconducteur*". Ann. Télécommunications n^o. 3-4 (1991).
- [37] K. Y. LAU : "*Passive microwave fiber optic links with gain and a very low noise figure*". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 3, n^o. 6 (1991).
- [38] H. BLAUVELT and K. LAU : "*High signal to noise operation of fiber optic links to 18 GHz*". IEEE MTT-Symposium Digest (1988).
- [39] I. KOFFMAN, P. R. HERCZELD and A. S. DARYOUSH : "*Comparison of various architectures of microwave fiber-optic links. A system level analysis*". SPIE Fiber Optic Systems for Mobile Platform, vol. 840 (1987).
- [40] R. D. ESMAN, L. GOLDBERG and J. F. WELLER : "*0.83 and 1.3 micron microwave (2-18 GHz) fiber-optic links using directly modulated laser sources*". IEEE MTT-Symposium Digest (1988).
- [41] R. PILLAI, E. GARMIRE and P. MENENDEZ-VALDES : "*Relative intensity noise of laser-diode arrays*". IEEE Transactions photonics Technology Letters, vol. 3, n^o. 11, p. 968-970 (November 1991).
- [42] CH. COX : "*Gain and noise figure in analogue fiber-optic links*", IEE proceedings-Journal, Vol. 139, n^o 4, p. 238-242 (August 1992).

CHAPITRE III

TRANSMISSION OPTIQUE D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE PAR UN SIGNAL DIGITAL

CHAPITRE III

TRANSMISSION OPTIQUE D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE PAR UN SIGNAL DIGITAL

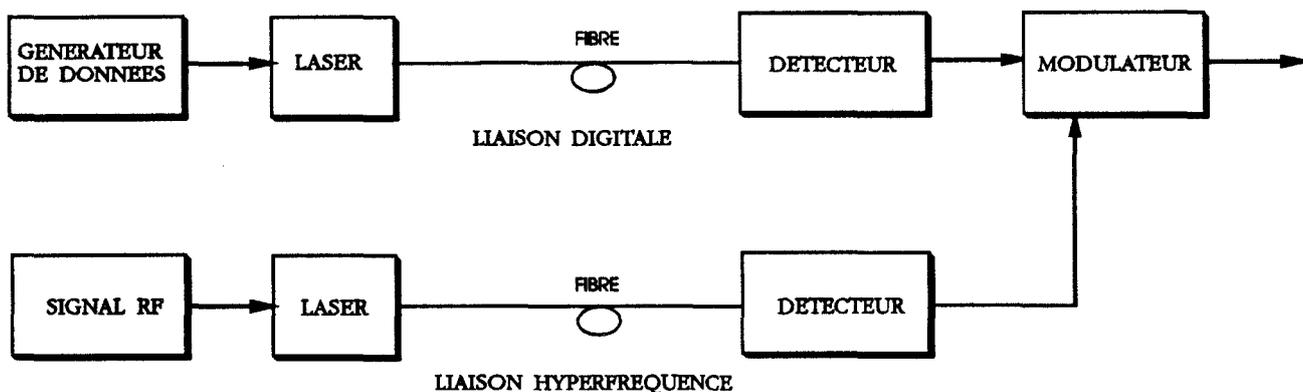


Figure III.1 : Transmission optique simultanée à partir de deux liaisons optiques

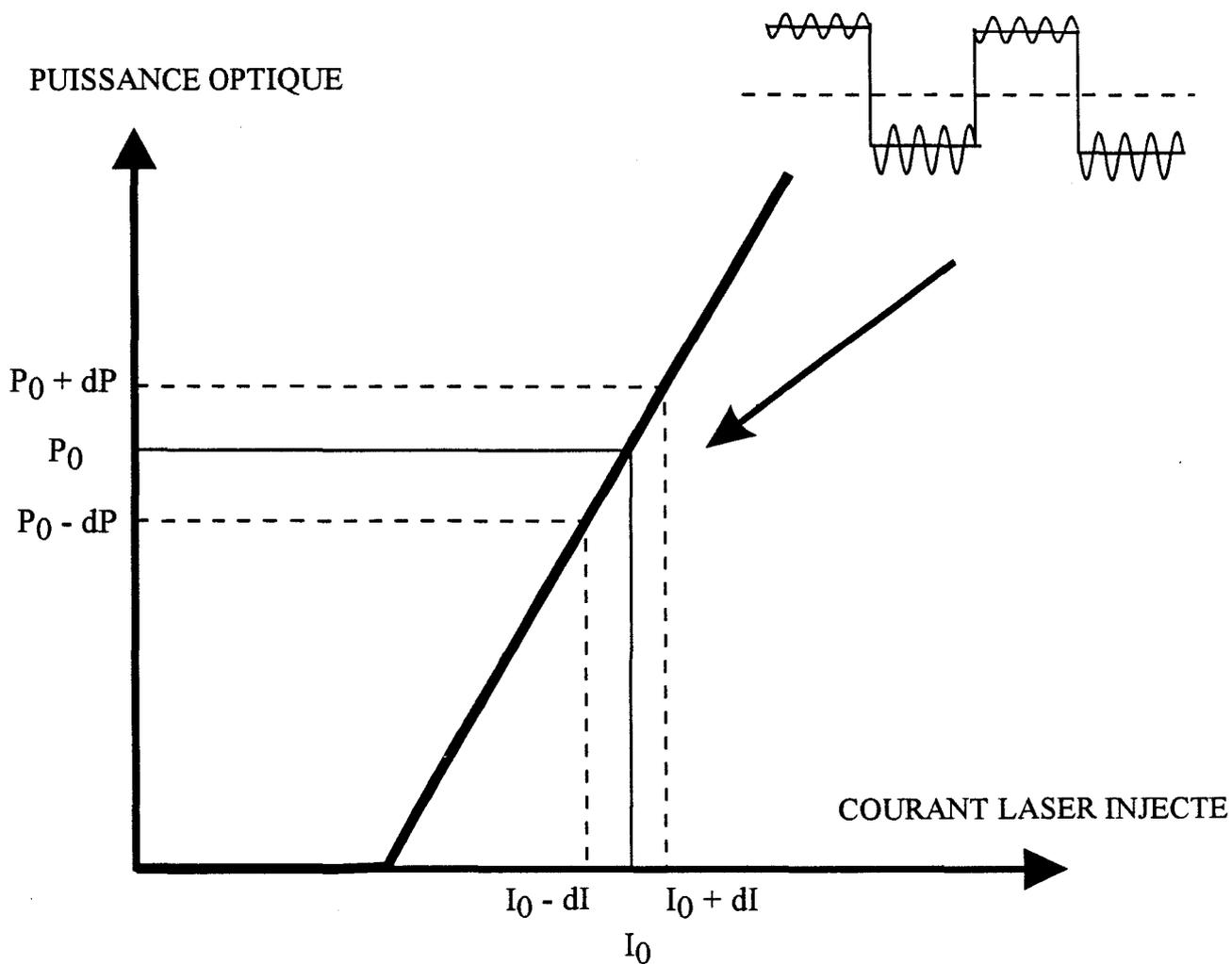


Figure III.2 : Transmission "simultanée" fondée sur la modulation du courant continu du laser par le signal modulant digital

Pour le principe de fonctionnement de l'antenne active, il est nécessaire d'acheminer à la fois des signaux hyperfréquences, des signaux digitaux notamment pour la commande de l'antenne, des signaux hyperfréquences modulés par des signaux digitaux, et éventuellement des signaux hyperfréquences simultanément au signal digital. Dans ce cas, nous aborderons tout d'abord la possibilité de transmettre un signal hyperfréquence et digital bas débit, puis nous développerons l'étude de la transmission d'un signal hyperfréquence modulé par un signal digital.

1. ESSAI DE TRANSMISSION OPTIQUE SIMULTANEE DE SIGNAUX ANALOGIQUE HYPERFREQUENCE ET DIGITAL BAS DEBIT

On peut penser utiliser la fibre optique pour transmettre simultanément entre le coeur du satellite et son antenne, un signal hyperfréquence d'émission et de réception ainsi qu'un signal digital de commande de l'antenne. Nous n'envisageons ici qu'un premier essai de réalisation de ce type de transmission, l'étude la plus importante à développer pour le CNES étant dans l'immédiat la transmission d'un signal hyperfréquence modulé par un signal digital.

1.1. Utilisation de deux liaisons optiques

La solution la plus simple consiste à doubler la liaison, l'une permettant la transmission du signal digital et l'autre celle du signal analogique hyperfréquence (figure III.1). C'est probablement la solution la mieux adaptée en terme de performances pour chacun des signaux à transmettre puisqu'elle permet d'optimiser séparément chacune des liaisons. Cette remarque a d'ailleurs été vérifiée par l'expérience par comparaison avec d'autres méthodes [1]. Elle a cependant le désavantage, pour notre application, de multiplier par 2 les liaisons optiques qui sont déjà fort nombreuses (64 liaisons pour les 3 panneaux, multipliées par deux pour la bidirectionnalité).

C'est pourquoi, nous avons recherché une autre méthode qui permette d'utiliser la même liaison optique à la fois pour le signal digital et le signal hyperfréquence. Ceci introduit le concept de liaison simultanée. La technique

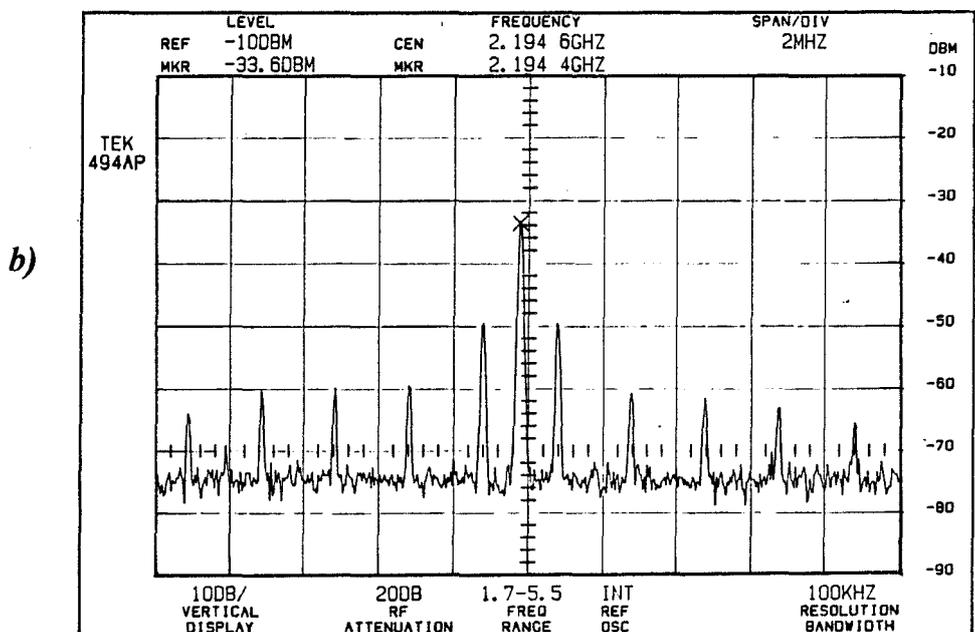
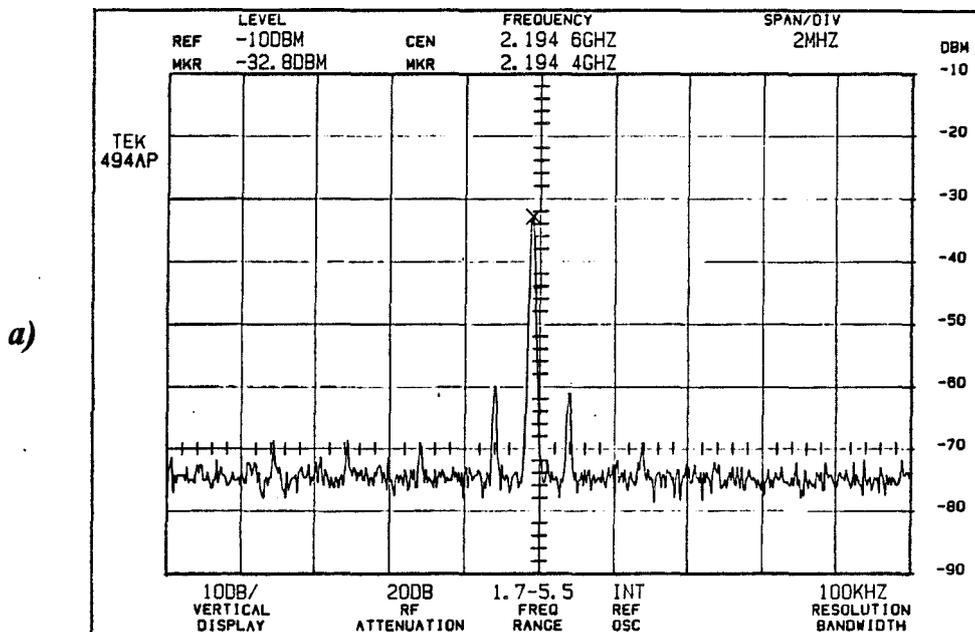


Figure III.3 : Spectre du signal de sortie d'une liaison "simultanée" pour deux indices de modulation: a) $m = 2\%$ et b) $m = 6\%$
Signal hyperfréquence $F = 2,2$ GHz
Signal digital à 2 Mbits/s

envisagée consiste à moduler le courant continu du laser modulé par le signal digital et à injecter en même temps, le signal hyperfréquence.

1.2. Transmission simultanée obtenue par la modulation du courant continu du laser par le signal digital

Nous avons abordé le transport d'un signal microonde et d'un signal digital carré dont la fréquence pour ce premier essai a été choisie égale à 2 MHz. Ce signal digital a été superposé au courant d'alimentation continu de la diode laser. Dans ce but, nous avons fabriqué un circuit électrique dont la fonction est la suivante : à partir d'un signal digital (-V/+V) de fréquence 2 MHz, il s'agit de moduler le laser autour d'une valeur de courant continu constante I_0 de telle sorte que le laser soit toujours en mode de fonctionnement normal ($I > I_{th}$); les deux états correspondant aux tensions -V/+V sont donc $I_0 - \Delta I$ et $I_0 + \Delta I$.

Nous donnons en annexe 2, plus de précisions sur le circuit complet destiné à réaliser cette fonction. Il en résulte, à l'issue de cette modulation du courant injecté dans le laser, que le niveau de la puissance optique issue sera elle aussi caractérisée par deux états $P_0 - \Delta P$ et $P_0 + \Delta P$ (figure III.2). Le signal hyperfréquence est alors superposé à $I_0 - \Delta I$ et $I_0 + \Delta I$. Le signal optique qui en résulte sera donc constitué de deux signaux optiques modulés en hyperfréquence autour de deux valeurs de puissances optiques moyennes $P_0 - \Delta P$ et $P_0 + \Delta P$. Le spectre du signal transmis est représenté figure III.3 pour deux taux de modulations différents. Pour ce qui nous concerne, nous avons défini le taux de modulation par le rapport $\Delta I/I_0$. Ces figures montrent la présence de la raie hyperfréquence à 2,2 GHz et de raies distantes de 2 MHz en 2 MHz représentant la présence du signal digital à 2 Mbit/s; ces spectres montrent la coexistence des deux signaux hyperfréquences et digitaux.

Cependant, cette façon de procéder a des limites qui sont essentiellement liées à la modification du point de fonctionnement du laser et aux variations qui peuvent en résulter, compte tenu des non-linéarités possibles de ce laser. Ceci peut se traduire notamment par une variation de l'efficacité du laser, et par conséquent par une modification de l'intensité du signal hyperfréquence transmis pour chaque demi-période du signal digital (ce phénomène est schématisé figure III.2). Les conditions de transmission du signal risquent donc d'être fortement modifiées (efficacité quantique, bruit) et le signal dégradé (rapport signal sur bruit, ...) et nous avons donc abandonné cette méthode. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés dans la suite de ce

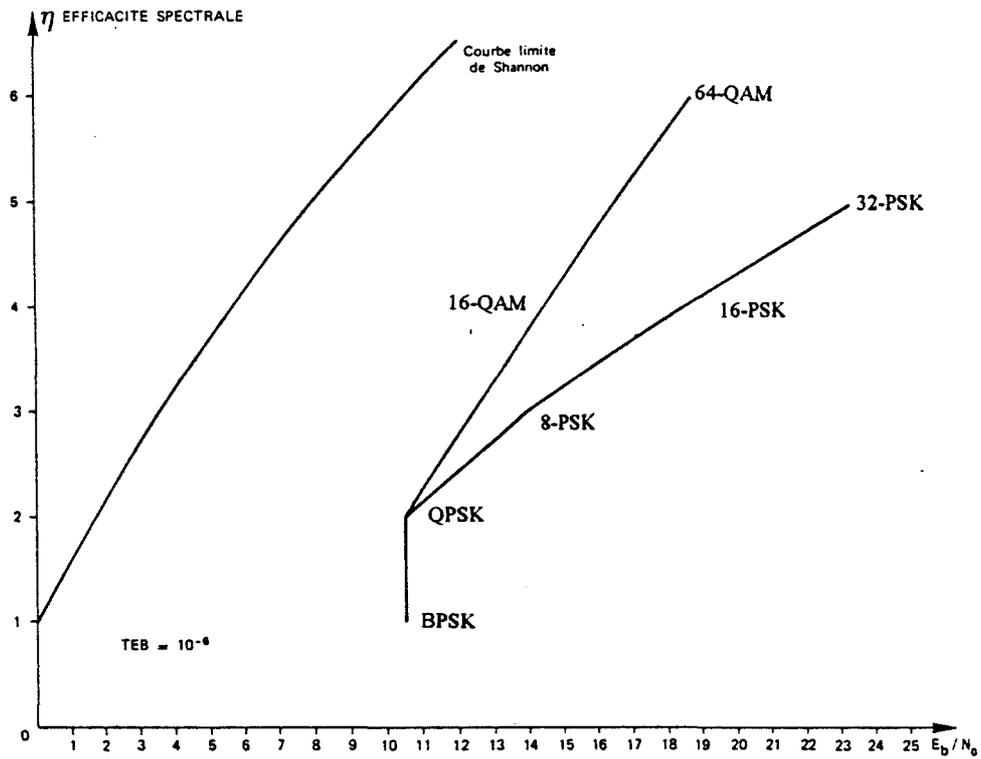


Figure III.4 : Efficacité spectrale des modulations

BPSK et QPSK: Modulation de phase à 2 et 4 états

16-QAM et 64-QAM : Modulation de phase à 16 et 64 états avec modulation d'amplitude de la porteuse pour chacuns des états donnés.

travail à la transmission d'un signal hyperfréquence modulé par un signal digital qui correspond à un intérêt manifesté par le CNES.

2. TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE PAR UN SIGNAL DIGITAL

2.1. Présentation

Il est possible de moduler le signal hyperfréquence par un signal digital selon différentes méthodes bien connues (modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase). En terminologie anglo-saxonne, ces méthodes s'appellent respectivement Amplitude Shift Keying (ASK), Frequency Shift Keying (FSK) et Phase Shift Keying (PSK). Nous étudierons ces trois types de modulation pour des débits d'information de l'ordre de quelques Mbits/s et pour un signal hyperfréquence de l'ordre de 2,2 GHz.

Auparavant, nous rappelons quelles sont les principales contraintes à prendre en compte pour le choix du type de modulation. Les principaux critères qui permettent d'orienter le choix sont : la sensibilité aux distorsions et aux perturbations et l'occupation spectrale.

L'occupation spectrale et la sensibilité aux perturbations peuvent être envisagées sous l'aspect complémentaire qu'est l'efficacité spectrale η . L'efficacité spectrale est essentiellement déterminée par la notion de bande minimale pour transmettre un signal modulé sans distorsion. Elle est exprimée en bits/Hz et mesure le débit que l'on peut transmettre par unité de bande de fréquence avec une modulation donnée. Le compromis entre la sensibilité aux perturbations et l'occupation spectrale est mis en évidence par la courbe représentant l'efficacité spectrale η pour différentes modulations de phase en fonction du rapport E_b/N_0 (rapport de l'énergie moyenne par bit E_b et de la densité de bruit N_0) avec pour paramètre un taux d'erreur sur les bits fixés. L'efficacité spectrale théorique maximale que l'on peut obtenir tout en garantissant un taux d'erreur de bits (TEB) aussi faible que possible est donnée par la relation suivante déduite du théorème de Shannon [2] :

$$\eta = \log_2 \left(1 + \eta \frac{E_b}{N_0} \right)$$

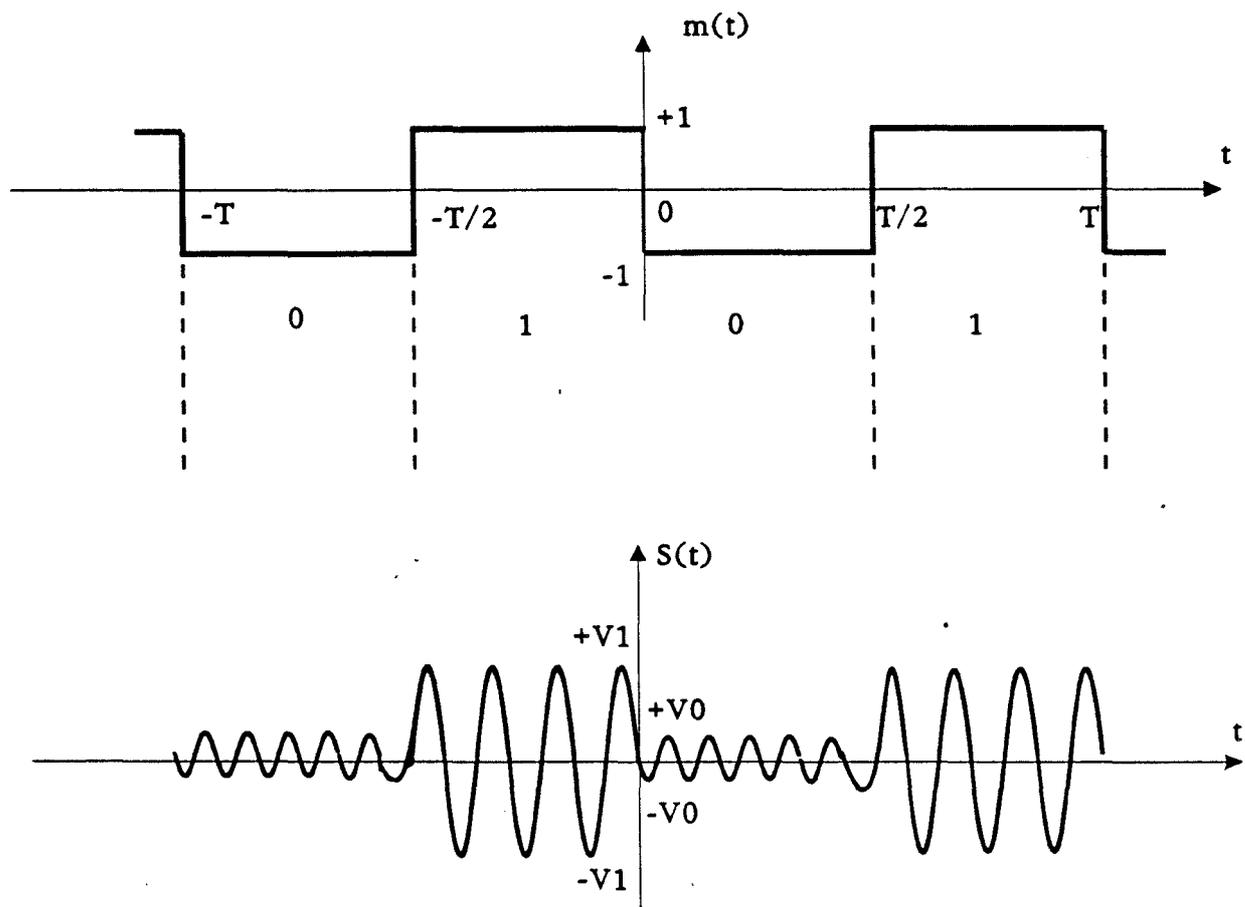


Figure III.5 : Principe de la modulation d'amplitude d'un signal hyperfréquence par un signal digital

La courbe présentée figure III.4 montre clairement que l'on ne peut améliorer l'efficacité spectrale qu'en augmentant le rapport E_b/N_0 et qu'inversement, on ne peut réduire ce rapport pour un taux d'erreur donné, qu'en diminuant l'efficacité spectrale. Les courbes correspondant à des modulations pratiques se situent en dessous de cette courbe limite théorique (courbe de Shannon) qui apparaît comme la courbe idéale à atteindre. Le facteur prépondérant est le nombre d'états de la modulation (2 états de phase pour la BPSK et 4 états de phase pour la QPSK), le nombre d'états étant égal au nombre de phases différentes. Le choix du compromis est fortement influencé par le type d'application visée. Nous exposerons plus en détail le principe des modulations d'amplitude, de fréquence et de phase dans les paragraphes suivants.

2.2. Simulation de la transmission optique du signal hyperfréquence modulé par un signal digital

Nous rappelons dans ce paragraphe le principe de la modulation d'amplitude, de fréquence et de phase. Un modèle de type circuit de la diode laser à semi-conducteur a été développé au laboratoire sur le logiciel PSpice par H. Elkadi [3]. Nous présentons en annexe 2, les principes de base de cette modélisation. Nous l'avons utilisée pour étudier la transmission optique du signal hyperfréquence modulé pour chaque type de modulation. L'objectif est ici d'établir une comparaison des performances de la transmission pour chaque type de modulation [4,5].

2.2.1. *Transmission optique du signal hyperfréquence avec modulation d'amplitude*

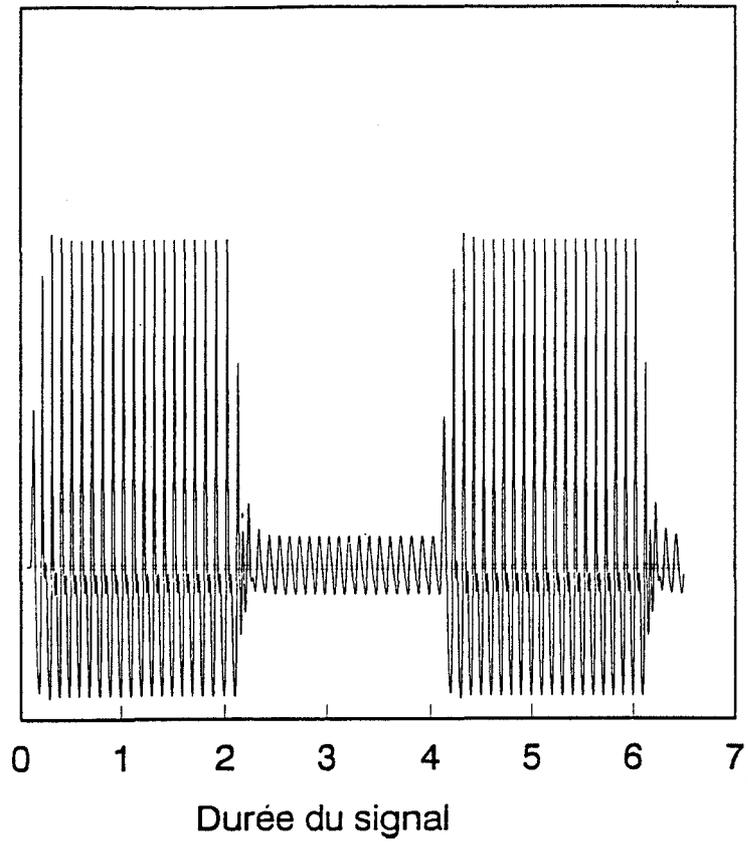
a) Rappels

Dans la modulation d'amplitude, le signal modulé a deux états d'amplitude V_0 et V_1 . L'information est représentée par le niveau de l'amplitude du signal. A chacun des éléments binaires "0" ou "1", on associe donc une certaine amplitude de la porteuse de fréquence f_0 pendant la durée $T/2$; T désigne la période de modulation du système. Nous aurons donc la correspondance suivante :

$$\begin{aligned} \text{"0"} &\rightarrow V_0 * \cos(2\pi f_0 t) && \text{pendant la demi-période } T/2 \\ \text{"1"} &\rightarrow V_1 * \cos(2\pi f_0 t) && \text{pendant la demi-période } T/2 \end{aligned}$$

a)

Niveau du signal (U.A)



b)

Niveau du signal (U.A)

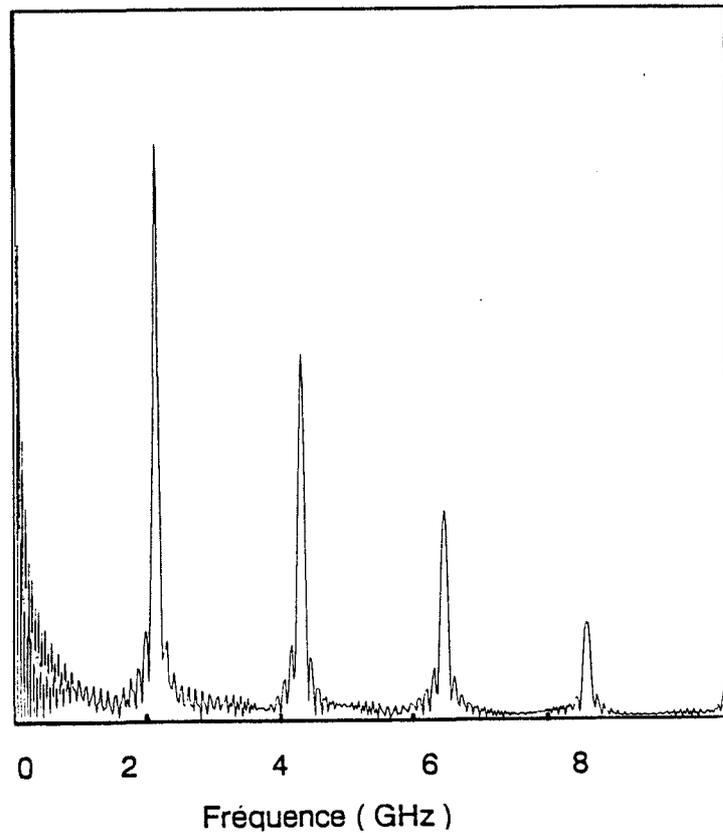


Figure III.6 : Simulation de la transmission optique d'un signal hyperfréquence ($F=2,2$ GHz) modulé en amplitude par un signal digital carré (50 Mbits/s):
a) réponse temporelle du signal issu de la liaison
b) distribution spectrale du signal issu de la liaison
(Laser Fabry-Pérot et $I_L = 1,5 I_{th}$)

Il s'agit d'une modulation d'amplitude au sens le plus classique du terme telle qu'elle est schématisée sur la figure III.5. On fait parfois référence à la modulation d'amplitude On/Off Keyed (OOK); dans ce cas la porteuse hyperfréquence possède deux états de modulation qui sont 0 et V. Si l'on s'intéresse à la distribution spectrale du signal modulé à la fréquence f_0 , elle est la même que pour le signal exprimé en bande de base, mais se trouve centré autour de la fréquence f_0 .

b) Résultats de la simulation

Nous proposons de mettre en évidence au moyen du modèle présenté précédemment, les limitations essentielles qu'amène l'utilisation d'une liaison à fibre optique. Un signal de fréquence 2.2 GHz est modulé en amplitude par un signal digital carré de quelques Mbits/s puis injecté à l'entrée de la chaîne de transmission. Nous présentons les résultats de la simulation figure III.6.a (l'émetteur laser est polarisé à un courant continu au dessus du courant de seuil). La modulation du laser par un signal hyperfréquence d'amplitude variable a pour conséquence l'apparition d'un phénomène de résonance lors de la transition du signal entre les deux niveaux d'amplitude; celle-ci s'atténue cependant très vite et n'affecte pas la transmission simultanée.

Comme nous l'avons déjà vu, la diode laser possède une caractéristique statique non-linéaire. La figure III.6.b met en évidence l'influence des non-linéarités amenées par la liaison optique sur le spectre du signal transporté. Une des premières conséquences de ces non-linéarités est l'apparition en sortie d'un nombre important de raies harmoniques d'amplitude élevée, d'où une réduction très nette de l'efficacité spectrale de la liaison. Ceci est bien entendu inhérent aux composants optoélectroniques utilisés et limite le domaine d'application de ce type de transmission [6,7]. C'est pourquoi, la modulation d'amplitude ne sera pas retenue pour nos expériences concernant la transmission optique d'un signal hyperfréquence modulé.

2.2.2. Transmission optique du signal hyperfréquence avec modulation de fréquence

De nombreuses études ont porté sur des liaisons optiques utilisant la modulation de fréquence. La faisabilité de ce type de transmission a déjà été démontrée [8,9].

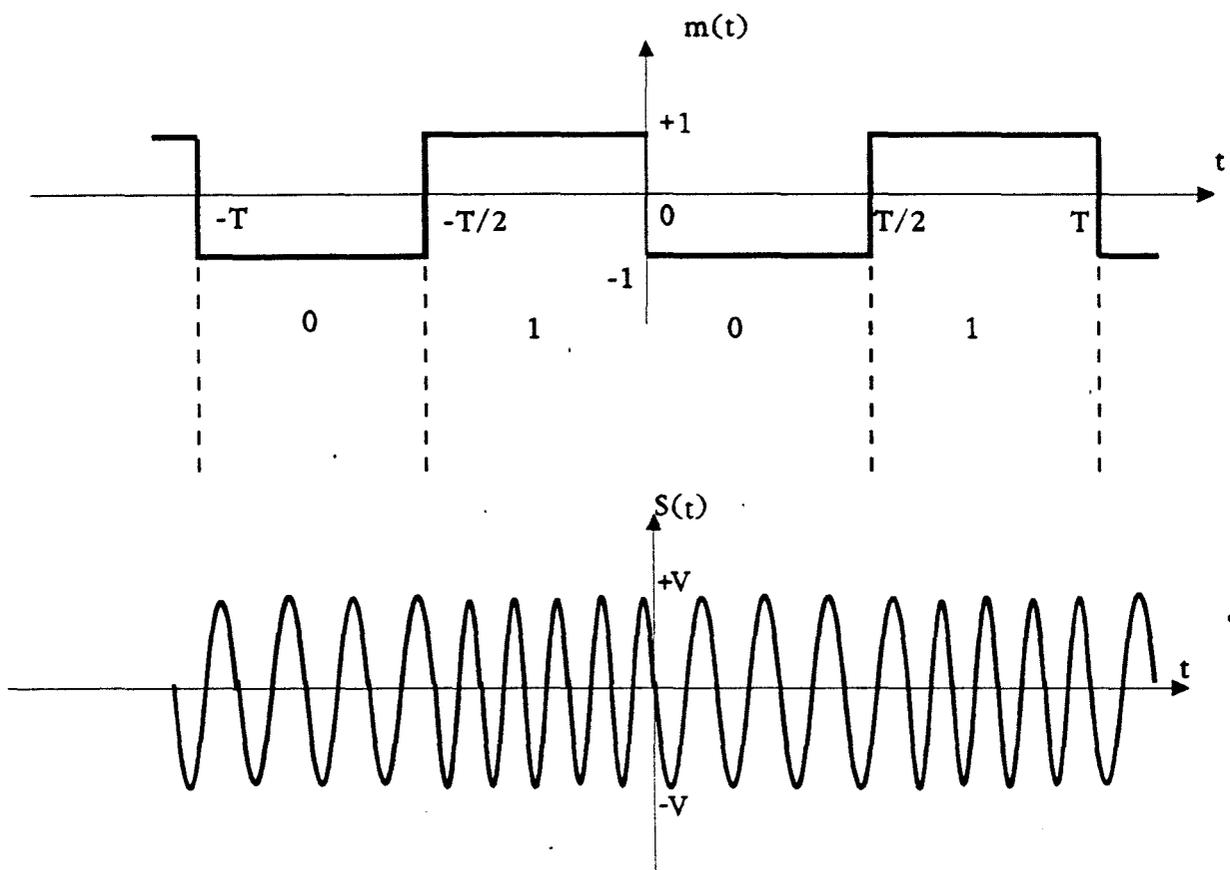


Figure III.7 : Principe de la modulation de fréquence d'un signal hyperfréquence par un signal digital

a) Rappels

Dans la modulation de fréquence, le signal modulé d'amplitude constante possède deux valeurs de fréquence f_0 et f_1 . L'information est ici représentée par la fréquence du signal. A chacun des éléments binaires "0" et "1", on associe pour la porteuse une valeur de fréquence f_0 ou f_1 pendant la durée $T/2$; T désigne là-aussi la période de modulation du système.

Ainsi, nous aurons la correspondance suivante :

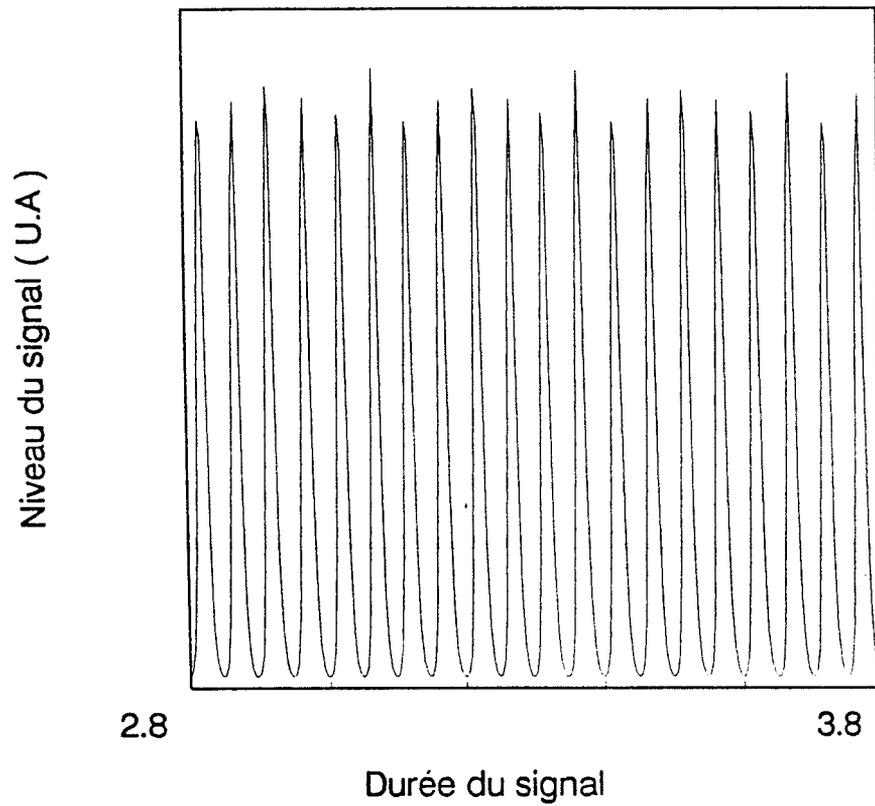
$$\begin{aligned} \text{"0"} &\rightarrow V * \cos(2\pi f_0 t) && \text{pendant la demi-période } T/2 \\ \text{"1"} &\rightarrow V * \cos(2\pi f_1 t) && \text{pendant la demi-période } T/2 \end{aligned}$$

Un message traduit dans ce type de modulation présente l'allure figure III.7. Le spectre du signal modulé en fréquence se caractérise par deux raies aux fréquences f_0 et f_1 . L'écart de fréquence entre ces deux raies est fonction de l'intensité du signal modulant, celui-ci fixant les fréquences f_0 et f_1 .

b) Résultats de la simulation

Les principales caractéristiques de la transmission sont analysées au moyen du modèle théorique de laser [3]. Le signal de fréquence 2.2 GHz est tout d'abord modulé en fréquence par un signal digital carré de quelques Mbits/s et injecté à l'entrée de la liaison utilisée. Nous présentons les résultats de la simulation sur la figure III.8. Ainsi qu'il a été dit précédemment, le spectre du signal issu du modulateur est caractérisé par deux raies hyperfréquences d'égale amplitude et espacées d'une valeur $\Delta f = |f_0 - f_1|$ dépendant de l'amplitude du signal digital. A cause des non-linéarités du laser, le spectre du signal en sortie de la liaison optique met en évidence des raies harmoniques. Cependant, l'étalement en fréquence est beaucoup moins important comparé à celui obtenu avec une modulation d'amplitude. L'efficacité spectrale se trouve donc améliorée grâce à l'utilisation de la modulation de fréquence. L'effet des distorsions amenées par le laser est ici considéré comme une des sources de dégradation de la transmission [10,11,12]. Ceci reste en accord avec les études publiées portant sur la comparaison de ces deux types de modulation [13,14]. Cependant, la sensibilité aux non-linéarités reste un élément important, et nous permet d'envisager l'étude d'une modulation qui soit performante sur le plan de l'efficacité spectrale et peu sensible aux non-linéarités de la liaison optique [15,16].

a)



b)

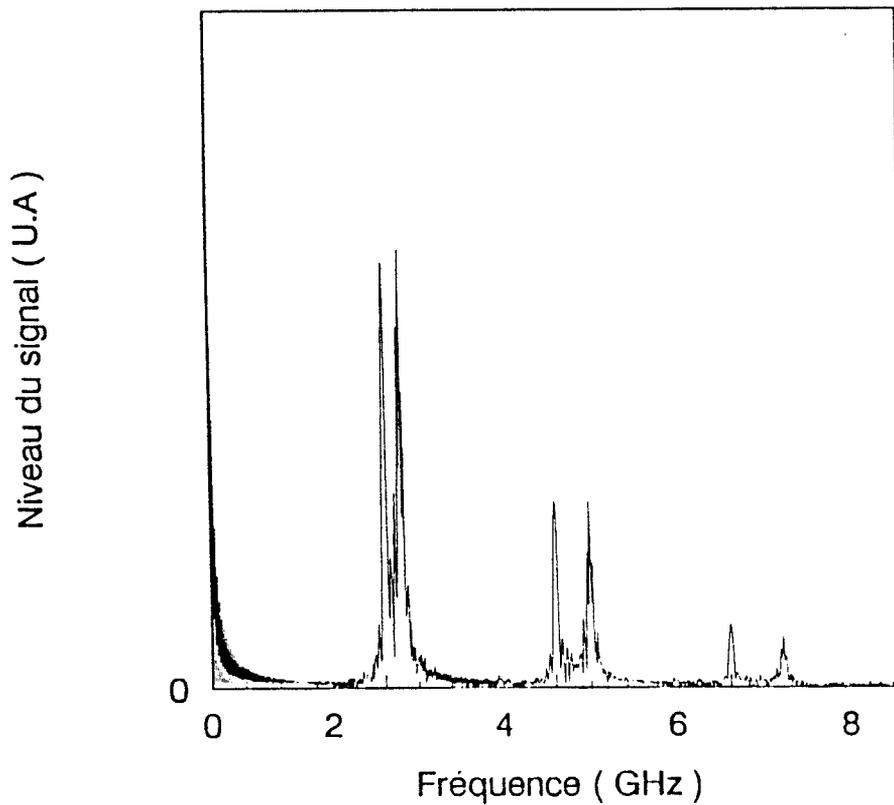


Figure III.8 : Simulation de la transmission optique d'un signal hyperfréquence ($F = 2,2$ GHz) modulé en fréquence par un signal digital carré (50 Mbits/s):
a) réponse temporelle du signal issu de la liaison
b) distribution spectrale du signal issu de la liaison
(Laser Fabry-Pérot et $I_L = 1,5 I_{th}$)

Des études déjà effectuées sur la comparaison de la modulation de fréquence et de phase montrent notamment que cette dernière est plus performante en terme d'efficacité spectrale [2]. Le prochain paragraphe sera donc consacré à la modulation de phase.

2.2.3. Transmission optique du signal hyperfréquence avec modulation de phase

La transmission de signaux par modulation de phase à travers une liaison à fibre optique fait l'objet d'un nombre croissant d'études utilisant la modulation de phase essentiellement axées sur le domaine des communications sur satellite [17,18].

a) Rappels

Dans la modulation de phase, le signal modulé peut s'écrire sous la forme :

$$s(t) = V * \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) \quad \text{avec } \Delta\varphi = \frac{2\pi i}{M}$$

où i est un entier et M représente le nombre d'états de phase de la modulation.

Dans le cas de la modulation biphase (BPSK), le signal modulé d'amplitude constante a deux états de phase équidistants ($0 - \pi$). L'information est représentée par l'état de phase ou par la transition entre les états. A chacun des éléments binaires "0" ou "1", on associe donc un certain état de phase de la porteuse de fréquence f_0 pendant une durée $T/2$; T désigne dans toute la suite la période de modulation du système. Ainsi, nous aurons la correspondance suivante dans le cas de la modulation à 2 états (figure III.9) :

$$"0" \rightarrow V * \cos(2\pi f_0 t) \quad \text{pendant la demi-période } T/2$$

$$"1" \rightarrow V * \cos(2\pi f_0 t + \pi) \quad \text{pendant la demi-période } T/2$$

Bien entendu, au lieu des deux états de phase 0 et π , nous pouvons, en utilisant quatre états de phase de la porteuse, transmettre un débit numérique deux fois plus élevé. Dans ce cas, les quatre valeurs choisies sont φ_0 , $\varphi_0 + \pi/2$, $\varphi_0 + \pi$, $\varphi_0 + 3\pi/2$. Il s'agit de la modulation quadriphase (QPSK); c'est une modulation d'amplitude à deux niveaux sur chacune des porteuses en quadrature. Le signal modulé a une amplitude constante et quatre états de phase équidistants $\pi/2$. L'information codée par le couple de bits (00, 01, 11, 10) est représentée par l'état de phase ou de transition. Le spectre du signal en modulation quadriphase est donc semblable au spectre du signal

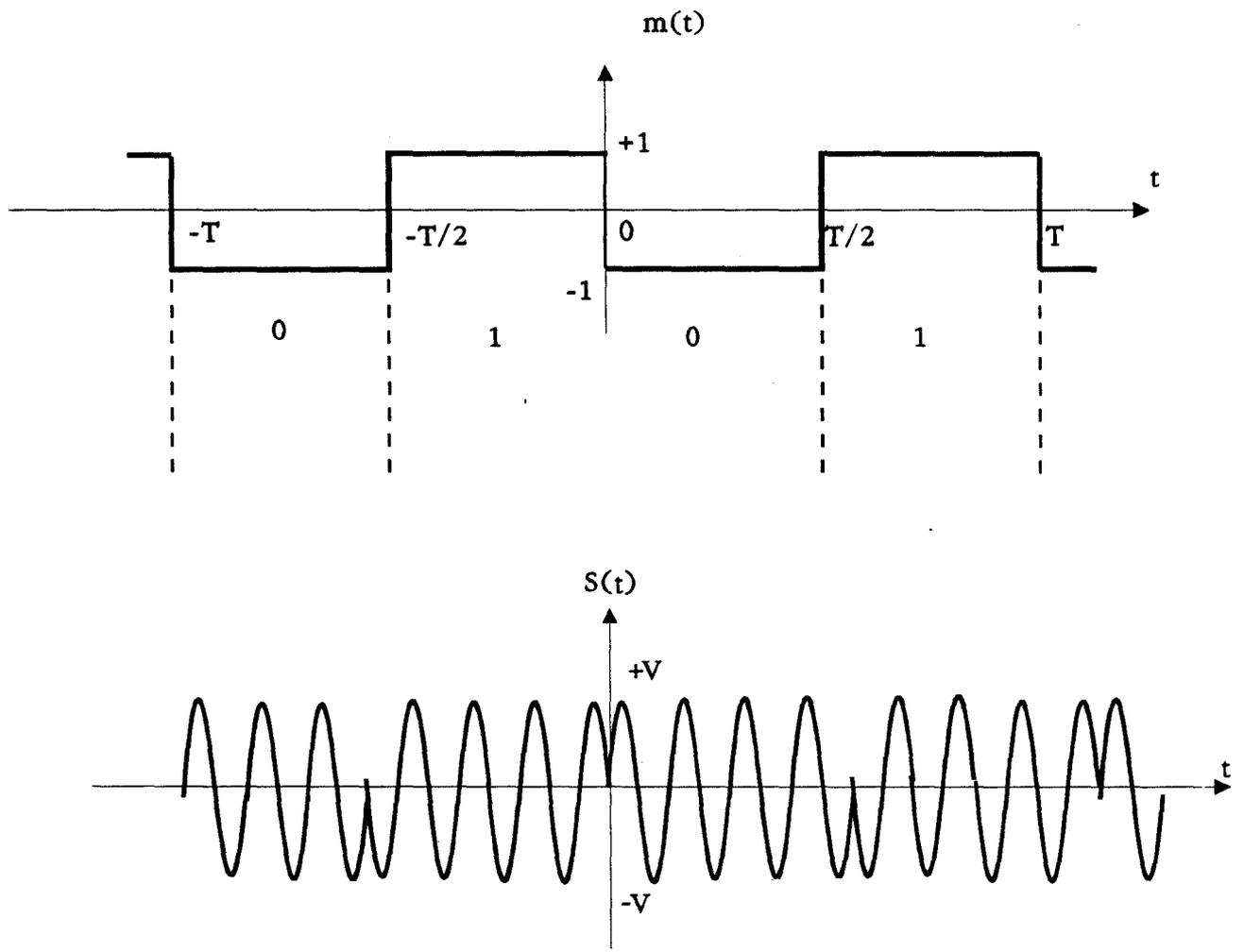


Figure III.9 : Principe de la modulation de phase d'un signal hyperfréquence par un signal digital

en modulation biphase, avec cependant une occupation spectrale deux fois plus faible. L'occupation spectrale est donc la même pour un débit double. A ce titre, les performances évaluées sur la figure III.4 représentant l'efficacité spectrale η en fonction de E_b/N_0 sont caractérisées par une occupation double en modulation BPSK qu'en modulation QPSK. Ceci explique que pour les transmissions à bande passante limitée, la modulation QPSK est souvent substituée à la modulation BPSK. Cependant, la sensibilité de la modulation quadriphase aux distorsions est toutefois plus forte que celle de la modulation biphase [2,19].

On peut même se demander pourquoi ne pas prendre des modulations de phase à huit états voire 16 états, espacées de $\pi/4$ voire $\pi/8$, afin de transmettre un débit triple ou quadruple pour une même durée T .

Dans la modulation comportant M états de phase (MPSK), la distribution spectrale est identique au cas envisagé précédemment, mais avec une réduction de la période T . Elle permet de faire passer dans la bande de fréquence donnée, identique pour chaque type de modulation, un débit plus élevé (débit noté m tel que $m = \ln(M)$, M désignant le nombre d'état). Ceci est réalisé au prix d'une augmentation de la complexité du système. En outre, pour séparer les différentes combinaisons de phase en réception, notamment en présence de bruit, il faut que les performances électriques de la liaison (rapport signal sur bruit) soient de plus en plus élevées au fur et à mesure que l'on augmente le nombre d'états de phase M . Aussi se limite-t-on à une modulation à deux ou quatre états de phase.

b) Résultats de la simulation

Le signal de fréquence 2,2 GHz est modulé en phase par un signal digital carré de quelques Mbits/s. Il est ensuite injecté à l'entrée de la liaison optique utilisé. Les résultats de la simulation sont présentés figure III.10 et 11. Ils permettent de vérifier que la liaison optique restitue de manière intégrale le signal modulé en phase et ne vient pas perturber les états de phase de modulation.

Dans le cas de la modulation biphase, la réponse spectrale (figure III.10) permet de mettre en évidence une étendue spectrale d'une centaine de MHz, autour de la fréquence porteuse, ce qui démontre la bonne efficacité spectrale obtenue avec ce type de modulation. Il est à noter, mais nous le verrons plus en détail dans la seconde partie, que la transmission se fait sans porteuse puisque la modulation a pour effet d'ajouter deux signaux en opposition de phase. On peut également remarquer sur la

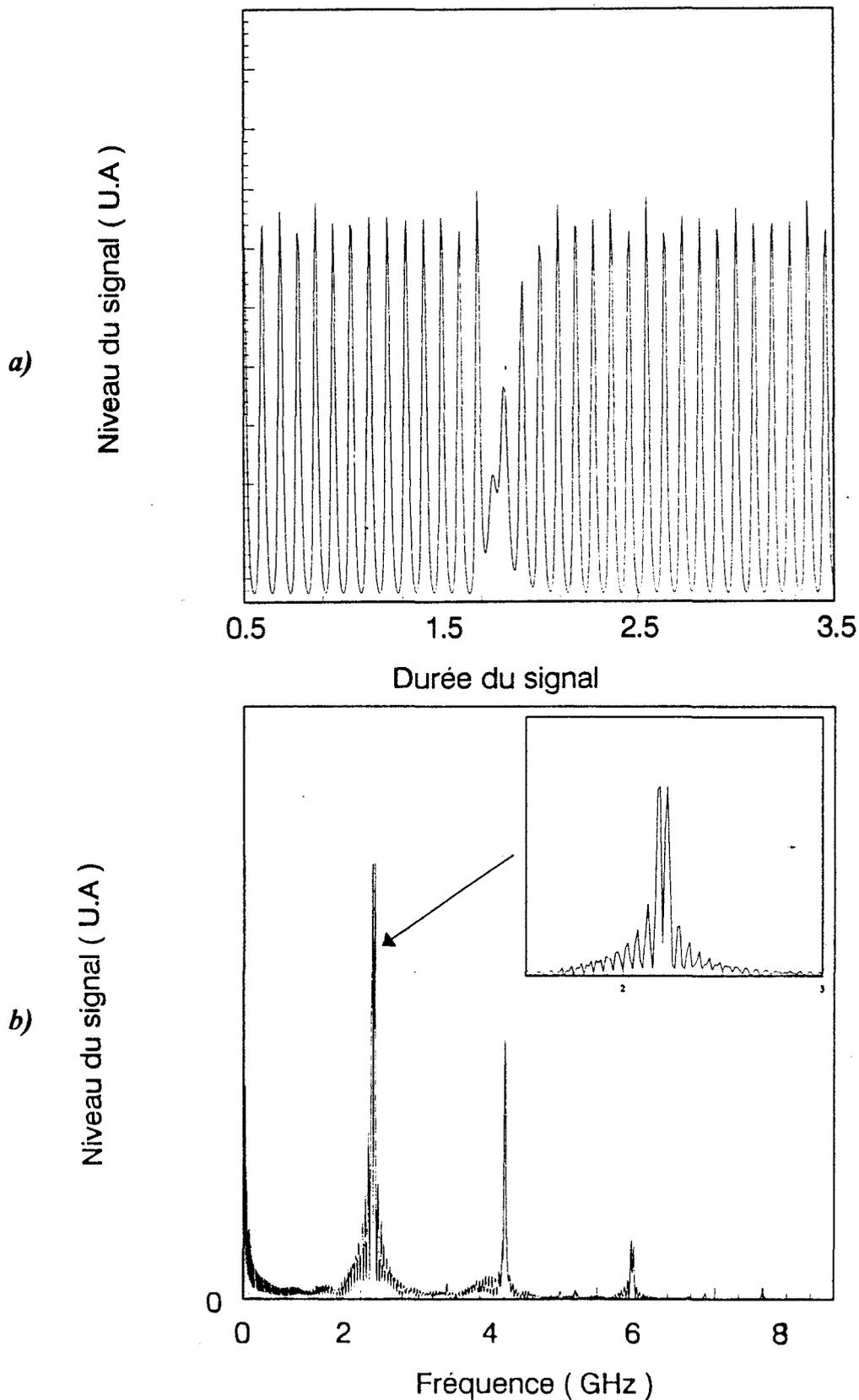


Figure III.10 : Simulation de la transmission optique d'un signal hyperfréquence ($F = 2,2$ GHz) modulé en phase BPSK par un signal digital carré (1010..) de 50 Mbits/s :

- a) réponse temporelle du signal issu de la liaison**
- b) distribution spectrale du signal issu de la liaison**
(Laser Fabry-Pérot et $I_L = 1,5 I_{th}$)

figure III.10 que les raies harmoniques sont alternativement caractérisées par l'existence d'une raie correspondant à la porteuse, ou au contraire dépourvues de cette raie. Cette propriété pourrait être mise à profit pour restituer la porteuse hyperfréquence à une fréquence plus importante (multipliée par le rang harmonique).

Si l'on considère maintenant le signal en modulation quadriphase (figure III.11), on peut transmettre deux fois plus d'informations qu'en utilisant la modulation biphase. La différence observée porte sur la nature des raies harmoniques : il faut en effet étendre l'observation à la quatrième harmonique, pour voir apparaître une raie correspondant à l'existence de la porteuse. La modulation utilisée ici a pour principales caractéristiques d'apporter un déphasage de $\pi/2$ à chaque digit "1" d'information; au bout du quatrième digit "1", le déphasage est ainsi équivalent à 2π , ce qui revient à retrouver un signal en phase avec la porteuse. On doit donc s'attendre à une disparition de la porteuse sauf pour les raies harmoniques dont la fréquence est égale ou bien est un multiple de quatre fois la fréquence de la porteuse, conformément aux résultats donnés sur la figure III.11.

3. ETUDE EXPERIMENTALE DE LA TRANSMISSION D'UN SIGNAL HYPERFREQUENCE MODULE EN PHASE (MODULATION BIPHASE) PAR UN SIGNAL DIGITAL

Nous aborderons dans ce paragraphe l'étude expérimentale détaillée de la modulation de phase à deux états (BPSK). Pour ce faire, nous disposons d'un modulateur de phase BPSK mis au point au Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse.

3.1. Description de la chaîne de transmission

La chaîne de transmission comparée à la liaison par fibre optique décrite au chapitre II, comprend en plus le modulateur de phase BPSK du CNES en entrée permettant la modulation biphase du signal hyperfréquence; ce signal modulé est ensuite injecté directement sur le laser polarisé en continu au travers d'un té de polarisation. La figure III.12 donne une représentation schématique de la nouvelle configuration de la liaison optique. La longueur de fibre n'est que de quelques mètres

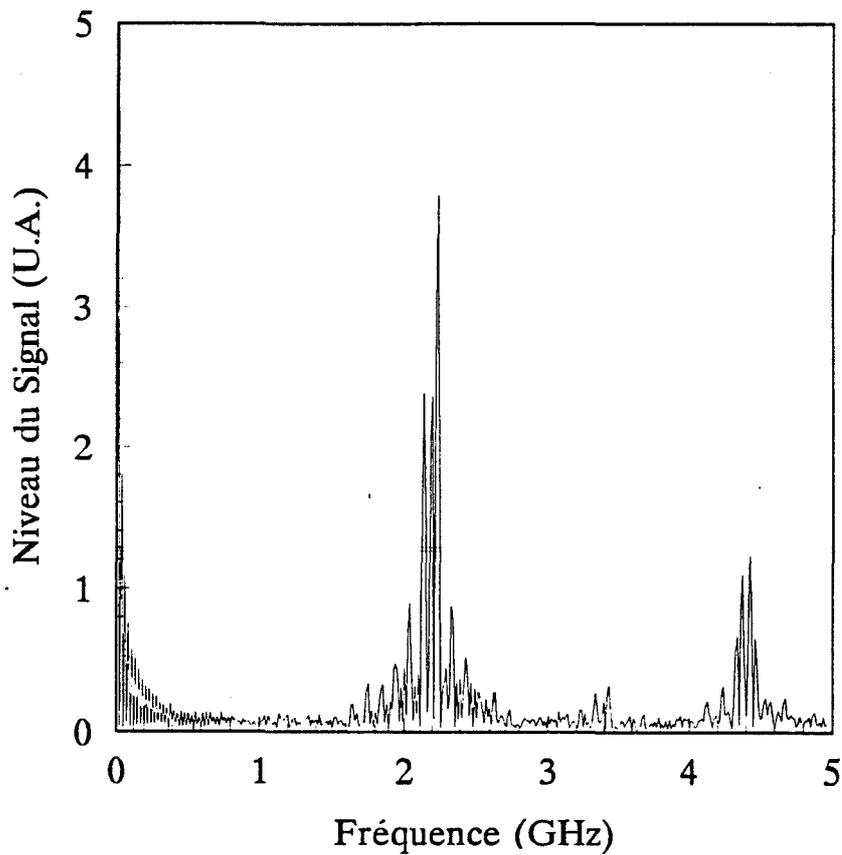


Figure III.11 : Simulation de la transmission optique d'un signal hyperfréquence ($F = 2,2$ GHz) modulé en phase QPSK par un signal digital carré (1010..) de 50 Mb/s - Distribution spectrale du signal issu de la liaison (Laser Fabry-Pérot et $I_L = 1,5 I_{th}$)

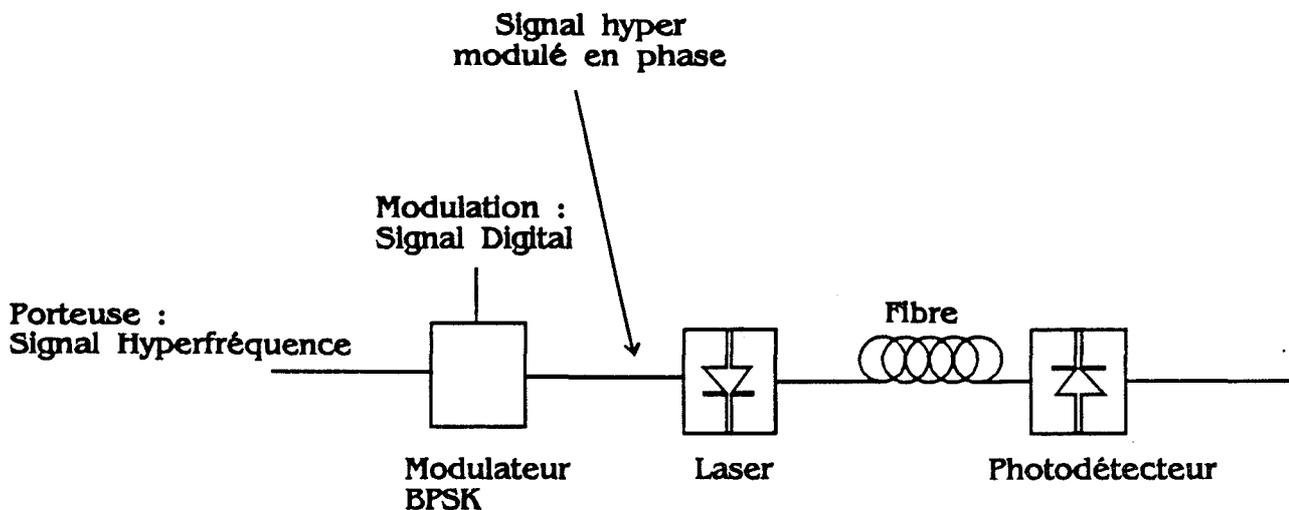


Figure III.12 : Représentation schématique de la nouvelle configuration de la liaison optique

puisque dans les projets du CNES SPOT 2000 et RADAR 2000, la longueur de la liaison est estimée à une vingtaine de mètres environ au maximum.

3.1.1. liaison par fibre optique

La présentation de la liaison optique a été faite de manière détaillée au chapitre II. Elle est constituée du laser Fabry-Pérot, fibré monomode et de longueur d'onde $1,3 \mu\text{m}$, ainsi que d'un photodétecteur PIN, fibré multimode et de longueur d'onde $1,3 \mu\text{m} - 1,55 \mu\text{m}$.

3.1.2. Modulateur de phase BPSK

a) Présentation

La chaîne de transmission comprend un modulateur de phase disposé à l'entrée de la liaison optique. Le modulateur de phase (BPSK) fabriqué au CNES, est un équipement qui impose à un signal analogique hyperfréquence une phase précise en fonction de l'information à transporter [20,21,22]. Deux oscillateurs locaux permettent également d'obtenir des signaux de fréquence 2,49 GHz ou 1,61 GHz. Dans le cas de la modulation biphase (BPSK), nous rappelons que deux états de phase sont possibles (0° et 180°) suivant l'état du digit d'information. Le principe de fonctionnement du modulateur est donné figure III.13.a. Un changement d'état du signal modulant (+V/-V) entraîne un changement d'état des diodes D1 et D2 (court-circuit ou circuit ouvert). Le signal hyperfréquence qui se présente dans la branche libre de la jonction passe dans la branche de la boucle dont la diode est en court-circuit. Selon le chemin suivi, le champ hyperfréquence s'inverse tel qu'il est décrit figure III.13.b. Pour plus de détail, nous renvoyons le lecteur aux références [21,22].

Des spécifications importantes sont assignées au modulateur, entre autre, une bonne symétrie de phase (à savoir $180^\circ \pm 1^\circ$), une large bande passante sur la sortie modulée (au moins 1 GHz). Cette dernière spécification est importante notamment pour des applications en spectre étalé. Le synoptique du modulateur et les spectres d'entrée et de sortie peuvent être représentés par la figure III.14.a.

Notons que pour la démodulation, nous pouvons réutiliser le même circuit à condition qu'il soit inséré dans une boucle qui réalise le synchronisme de la modulation par restitution de la porteuse (figure III.14.b). Le schéma de principe du démodulateur présente une forte analogie avec celui du modulateur biphase. Ainsi dans

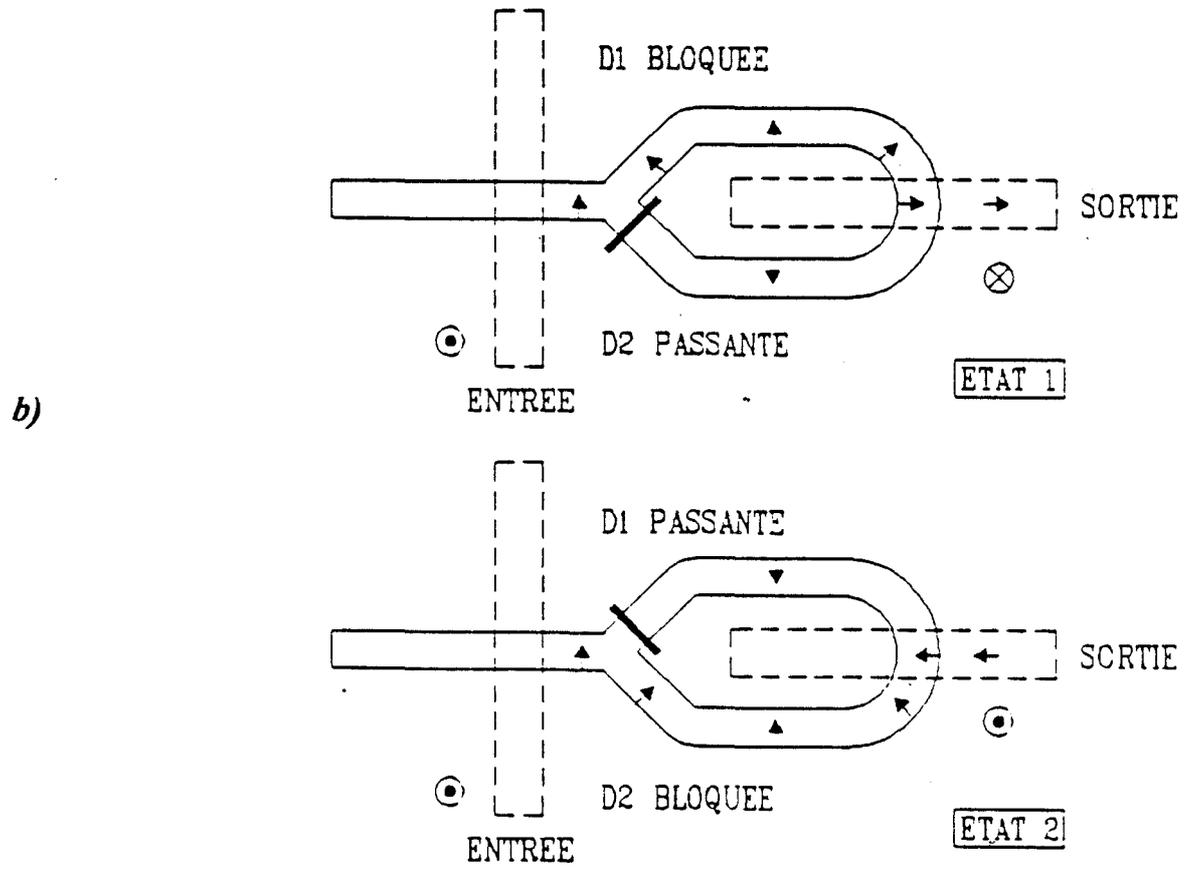
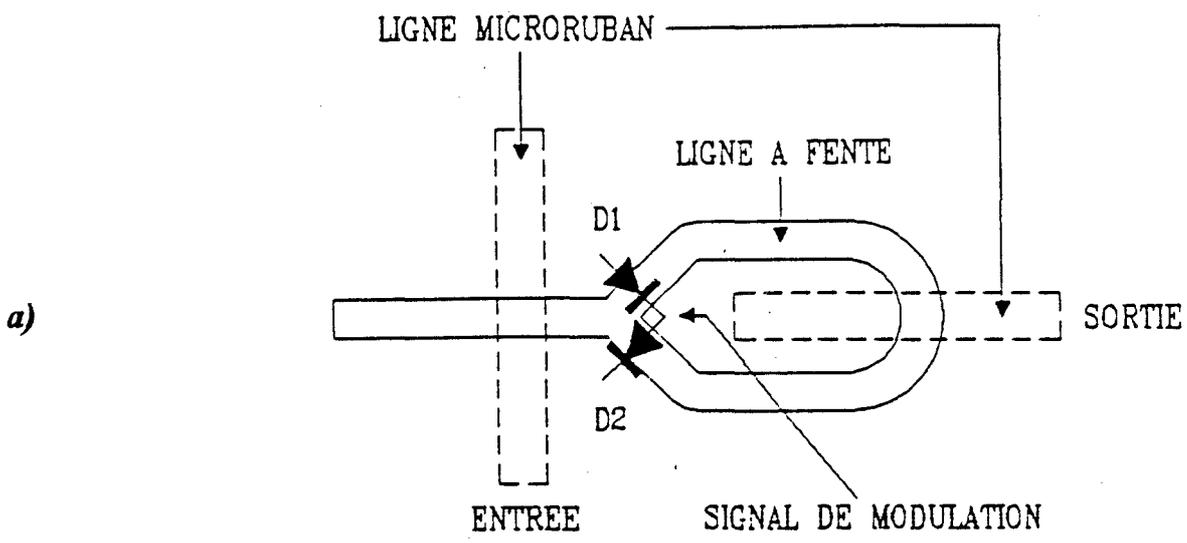


Figure III.13 : a) Vue schématique du modulateur de phase BPSK
b) Les deux états du modulateur de phase
(la flèche représente la direction du champ électrique)
selon la référence [21]

la littérature [20,21,22], les démodulateurs réalisés en technologie hybride présentent souvent l'avantage de pouvoir fonctionner en démodulateur biphase. En effet, dans tous ces circuits, l'utilisation des diodes comme éléments de commutation permet de garantir la réciprocité du fonctionnement modulateur/démodulateur.

b) Calcul de la distribution spectrale de puissance du signal modulé en phase [2,22]

En complément des résultats de modélisation déjà présentés au paragraphe 2.2.3, nous rappelons ici les résultats du calcul de la distribution spectrale d'un signal hyperfréquence modulé en phase.

Considérons tout d'abord un signal modulant digital pseudoaléatoire. Il peut être considéré comme une suite de mots binaires; il est représenté par une série de digits adjacents dans l'intervalle $[0, T]$ pour l'un ou l'autre des signaux $+V$ ou $-V$ si le message est du type NRZ.

Dans ce cas, la distribution spectrale du signal modulé biphase en bande de base s'écrit de la façon suivante (cas d'un message aléatoire type NRZ) :

$$S_0(f) = V^2 * T * \left(\frac{\sin \pi T f}{\pi T f} \right)^2$$

La composante continue du signal $S_0(f)$ est nulle; l'allure du spectre est en sinus cardinal carré $(\sin x/x)^2$ qui s'annule pour $f = \frac{k}{T}$ (k est entier).

Si l'on module maintenant la porteuse hyperfréquence avec le message pseudoaléatoire, le signal s'écrit comme nous l'avons déjà vu au paragraphe 2.2.3 :

$$S_j(t) = V * \cos(2\pi f_0 t + j\pi) \text{ avec } j = 0 \text{ ou } 1$$

où j représente le signal modulant d'amplitude $+V$ pour un digit "1" ($j = 1$) et $-V$ pour le digit "0" ($j = 0$).

La distribution spectrale du signal modulé s'écrit alors :

$$S_j(f) = V^2 T \left[\left(\frac{\sin \pi T (f-f_0)}{\pi T (f-f_0)} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi T (f+f_0)}{\pi T (f+f_0)} \right)^2 \right]$$

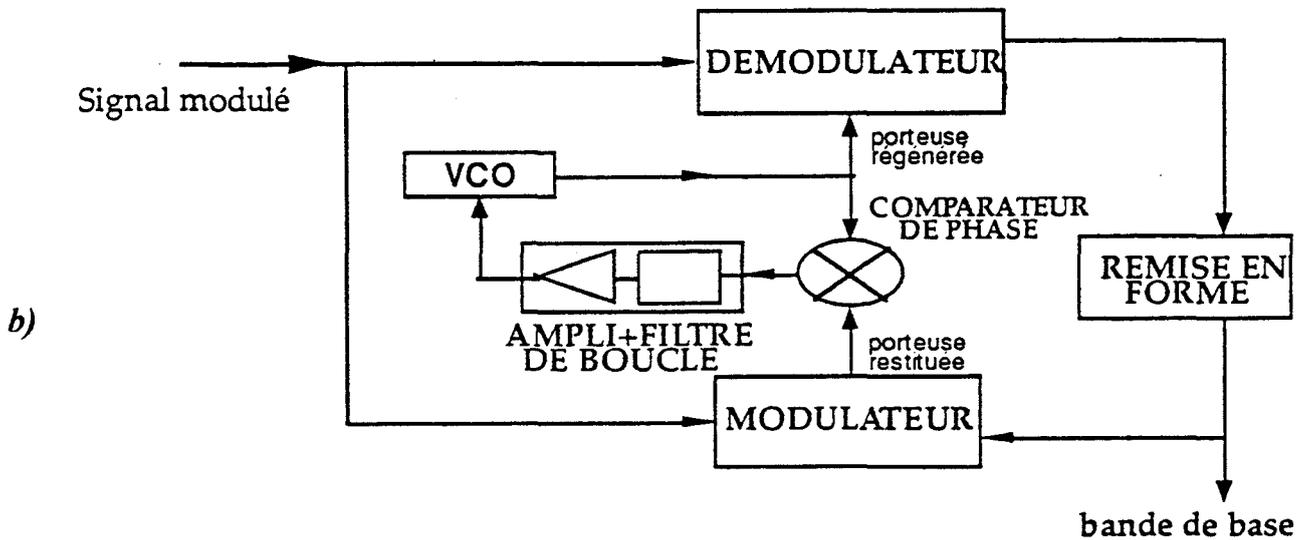
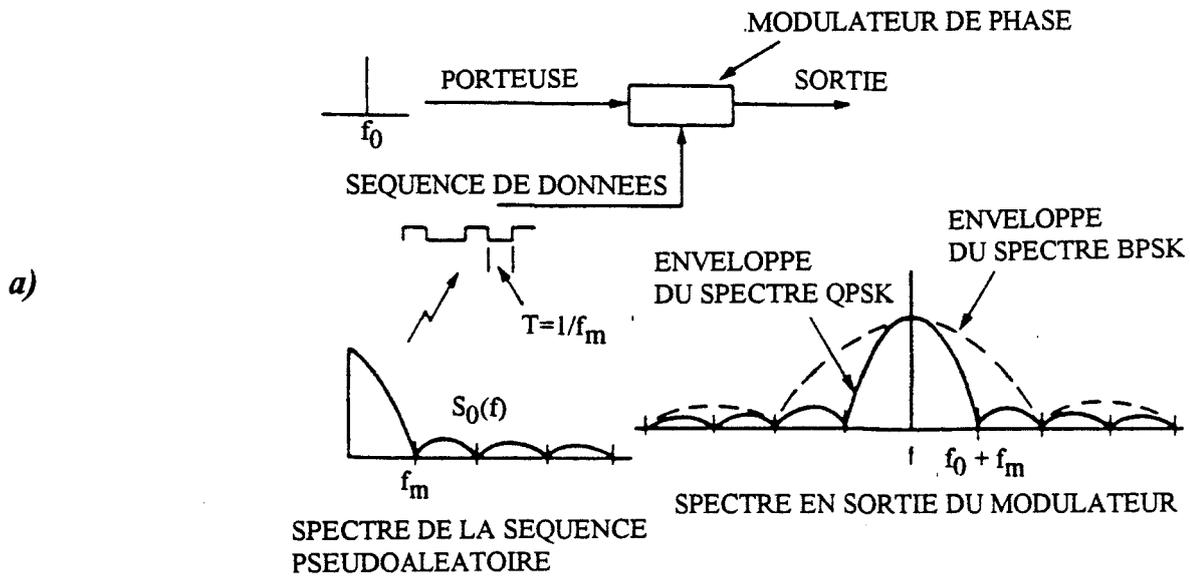


Figure III.14 : a) Synoptique du modulateur de phase BPSK et spectres d'entrée et de sortie

b) Boucle réalisant le synchronisme de la modulation par restitution de la porteuse

Le spectre du signal en bande de base est translaté identiquement à lui même en f_0 . L'allure du spectre modulé s'annule en $f = f_0 + k f_m$ avec $f_m = \frac{1}{T}$ et k entier est présenté figure III.15. La puissance moyenne est proportionnelle à V^2 ; 91% de cette puissance est contenue dans le lobe central entre les fréquences $f_0 - f_m$ et $f_0 + f_m$. La bande radiofréquence nécessaire pour passer le message est donc de l'ordre de $2 f_m$.

A la fréquence porteuse	$f = f_0$	$S(f) = V^2 T_m$
Aux fréquences	$f = f_0 + f_m$	$S(f) = 0$
	$f = f_0 + 1,5 f_m$	$S(f) = 0,0045 V^2 T_m$

L'atténuation du premier lobe par rapport au lobe principal est de 13,46 dB.

Nous allons aborder maintenant le cas particulier de la modulation biphasé pour un signal modulant digital carré.

Le signal modulé en phase s'écrit :

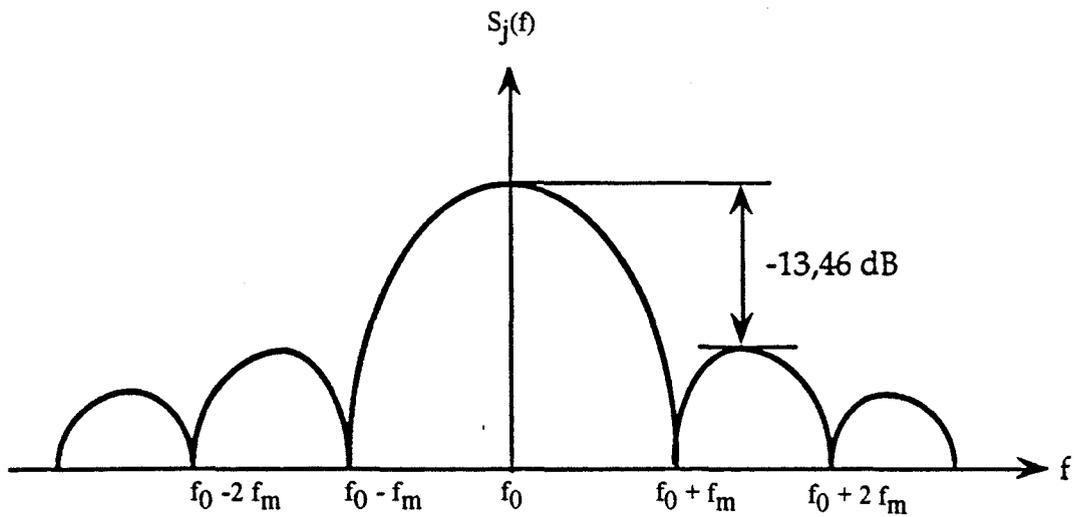
$$S(t) = V \cos(2\pi f_0 t + j\pi) \quad \text{avec } j = 0 \text{ ou } 1$$

Le signal modulant digital carré a pour valeur $+V$ pour le digit "1" et $-V$ pour le digit "0". Le signal modulant carré est périodique, sa décomposition en série harmonique et la nature harmonique de la porteuse vont générer un spectre de raies dont la distribution spectrale est donnée par l'expression suivante (n est impair) :

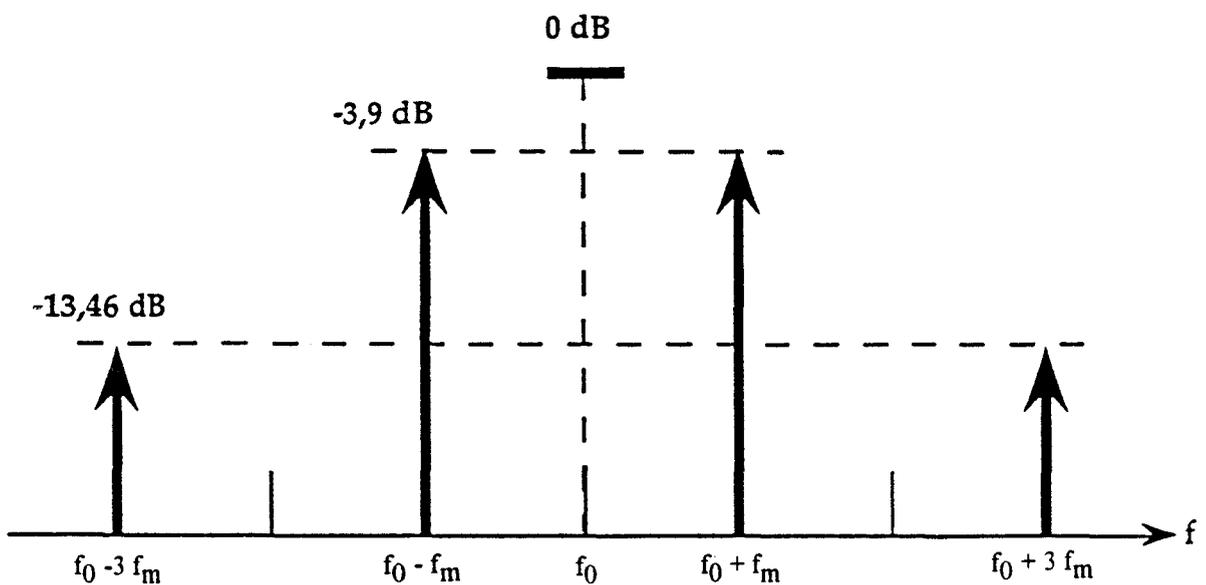
$$S(f) = \sum_n \frac{4V^2}{(n\pi)^2} * \left[\delta(f-f_0-nf_m) + \delta(f-f_0+nf_m) + \delta(f+f_0-nf_m) + \delta(f+f_0+nf_m) \right]$$

Le signal ne contient pas d'harmoniques paires ni de raie à la fréquence porteuse f_0 . La figure III.16 représente le spectre de raies du signal modulé par un signal périodique carré. La puissance moyenne totale du signal est proportionnelle à V^2 ; les deux premières raies apparaissent pour $n=1$ et $n=3$. Elles présentent les atténuations suivantes par rapport à V^2 :

Aux fréquences	$f = f_0 + f_m$	$S(f) = 4V^2/\pi^2$	soit 3,9 dB
	$f = f_0 + 3f_m$	$S(f) = 4V^2/(3\pi)^2$	soit 13,46 dB



*Figure III.15 : Représentation spectrale typique d'un signal modulé en phase par un signal digital pseudoaléatoire (de type NRZ)
 f_0 = fréquence de la porteuse, $f_m = 1/T$ (T période du signal digital)*



*Figure III.16 : Représentation spectrale typique d'un signal modulé en phase par un signal digital carré (de type 1010..)
 f_0 = fréquence de la porteuse, $f_m = 1/T$ (T période du signal digital)*

3.2. Caractérisation de la chaîne de transmission pour un signal hyperfréquence modulé en phase

Nous distinguons deux types de mesures de la chaîne de transmission :

* les mesures dites statiques réalisées à polarisation fixe (+V/-V) des entrées digitales du modulateur. Elles permettent de déterminer les paramètres S de la chaîne de transmission avec le modulateur pour un état donné de la phase et notamment les pertes d'insertion. Une mesure sur la précision des plots de phase sera également effectuée.

* les mesures dites dynamiques sont réalisées avec une modulation de phase à la fréquence porteuse 2,49 GHz, afin d'analyser le spectre du signal hyperfréquence modulé.

Ces diverses mesures sont effectuées pour une liaison ne comportant pas les circuits réactifs d'adaptation présentés au chapitre II, figures II.19 et II.20, mais chargée en sortie sur 50 Ω .

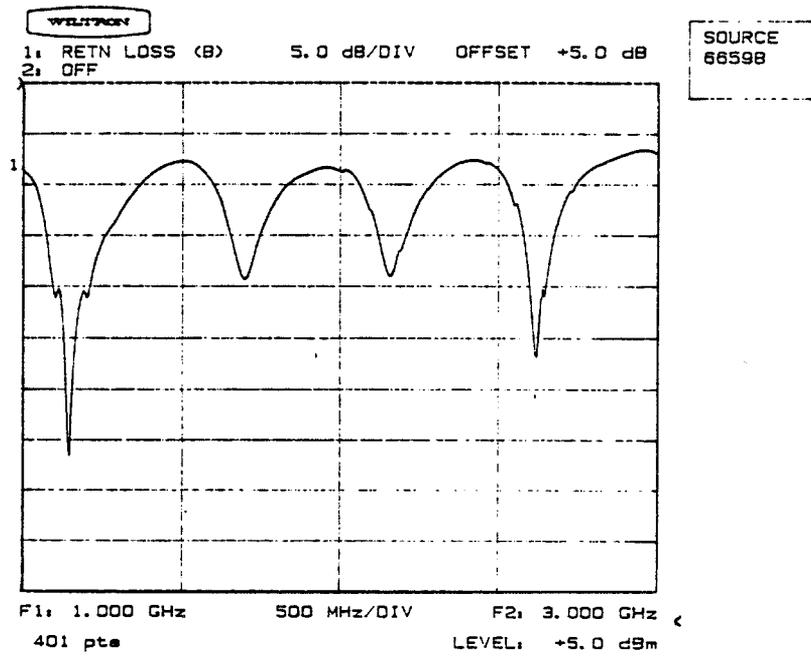
3.2.1. Mesures statiques

a) Paramètres S

Nous mesurons les paramètres S de la chaîne de transmission sur analyseur de réseau vectoriel HP 8510. Un circuit de polarisation extérieur permet de fixer les deux configurations +V / -V sur les entrées digitales du modulateur.

Nous présentons tout d'abord, figure III.17 l'évolution des paramètres S_{11} , S_{22} et S_{21} dans une large gamme de fréquence (1-3 GHz). Puisque la liaison n'est pas adaptée en entrée, le paramètre S_{11} (figure III.17.a) comporte une série de minima du coefficient de réflexion dans des bandes de fréquences définies par les impédances du laser et du modulateur placé en entrée (figure III.17.b). Au contraire, le paramètre S_{22} ne comporte aucune oscillation en fonction de la fréquence puisque la liaison est chargée sur 50 Ω . Quant au paramètre S_{21} , son évolution en fonction de la fréquence est bien sûr fortement liée à la réponse dynamique du laser. C'est ainsi qu'on constate la modification de S_{21} avec le courant de polarisation du laser, figures III.17.c et d. On obtient sur environ 2 GHz de bande passante centrée sur 2,2 GHz des pertes d'insertion d'environ 20 dB. Ceci correspond à la somme des pertes occasionnées par la liaison optique non adaptée et le modulateur pour les différentes polarisations des entrées

a)



b)

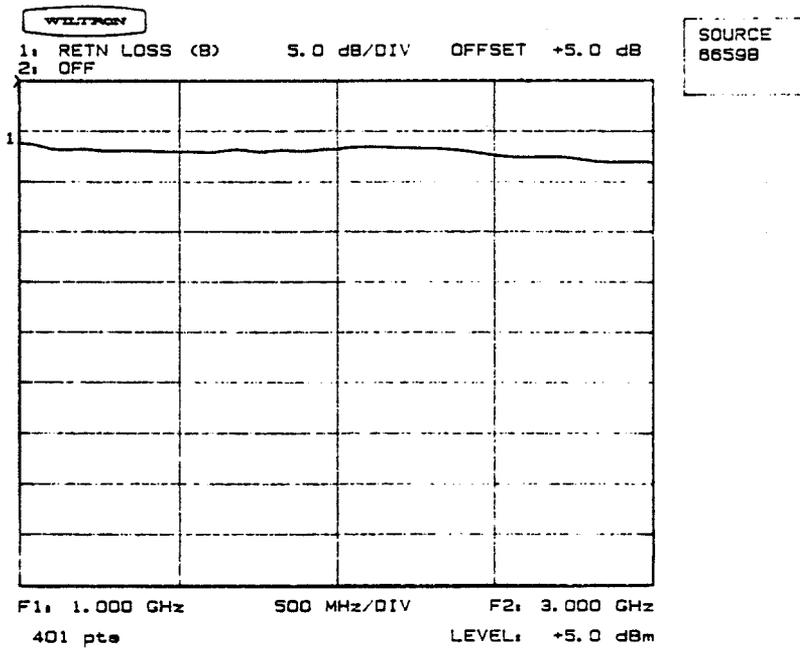
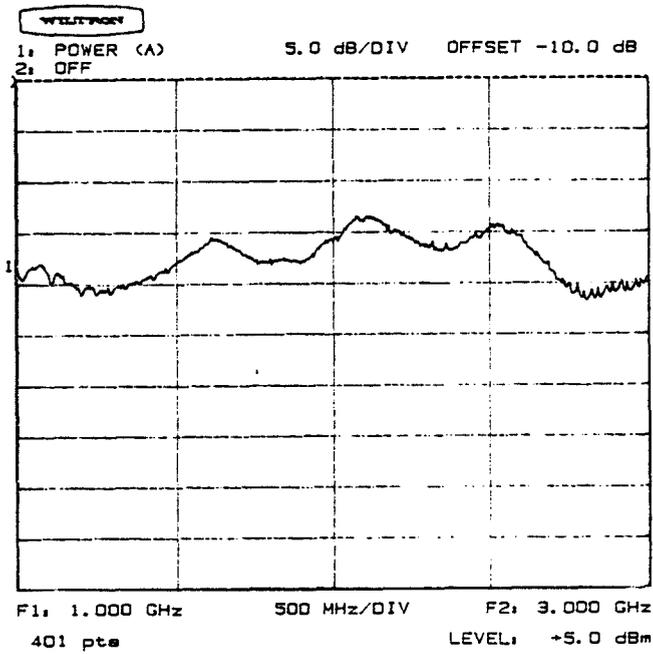


Figure III.17 : Paramètres S de la chaîne de transmission pourvue du modulateur de phase et pour un état de modulation fixé

a) S_{11}

b) S_{22}

c)



d)

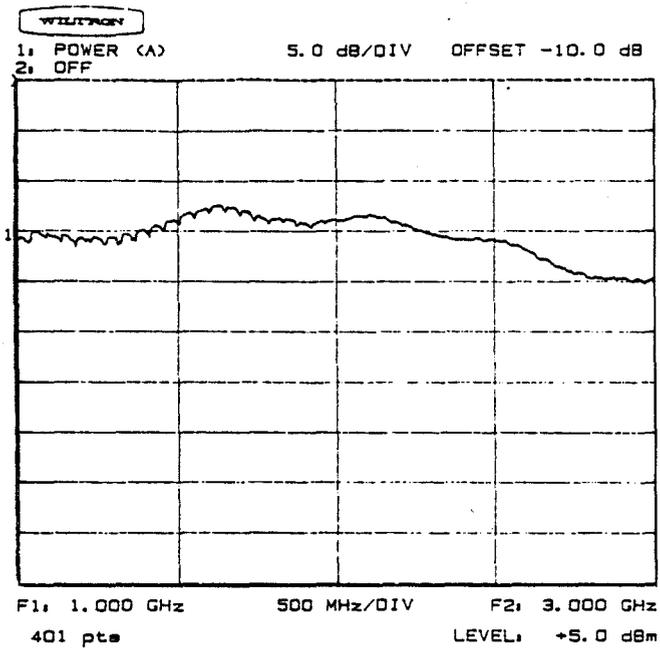


Figure III.17 : Paramètres S de la chaîne de transmission pourvue du modulateur de phase et pour un état de modulation fixé

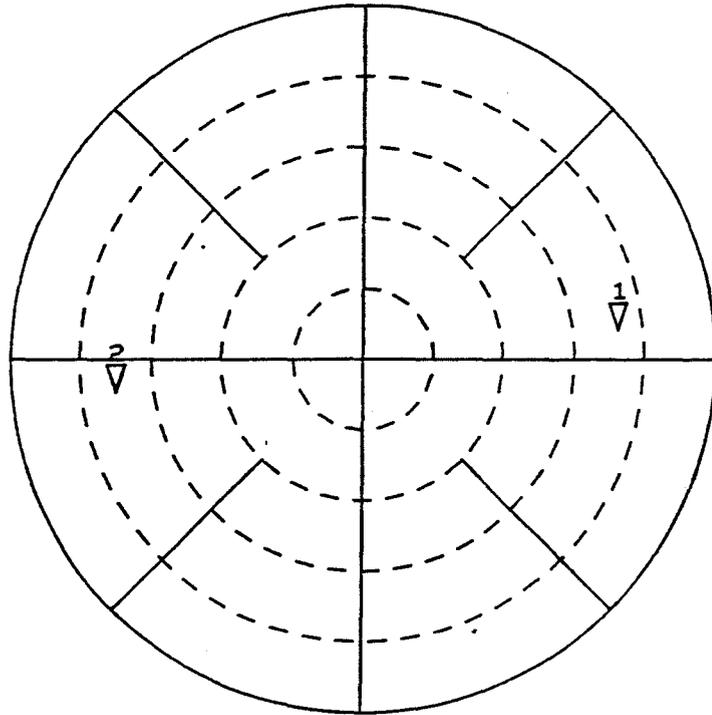
c) $S_{21} (I_{laser} = 1,3 I_{th})$

d) $S_{21} (I_{laser} = 2 I_{th})$

S12 REF 1.0 Units
 1 ▽ 200.0 mUnits/
 -2.7319 dB 6.6577 °

S12 REF 1.0 Units
 2 ▽ 200.0 mUnits/
 -3.0439 dB -172.49 °

C
A



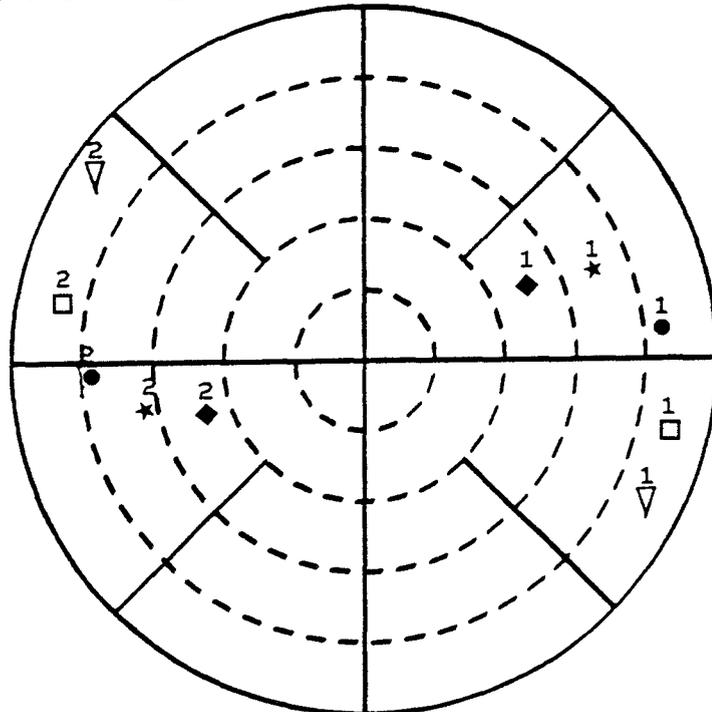
a)

START 2.499999900 GHz
 STOP 2.500000000 GHz

S12 REF 100.0 mUnits
 1 ▽ 20.0 mUnits/
 -20.772 dB -29.366 °

S12 REF 100.0 mUnits
 2 ▽ 20.0 mUnits/
 -20.891 dB 149.78 °

*
C
A



b)

START 2.499999900 GHz
 STOP 2.500000000 GHz

▽ I = 1,26 I_{th}
 □ I = 1,30 I_{th}
 ● I = 1,33 I_{th}
 ★ I = 1,37 I_{th}
 ◆ I = 1,46 I_{th}

Figure III.18 : Plots de phase indiquant les deux états de phase dus à la modulation

a) en sortie du modulateur

b) en sortie de la chaîne de transmission

digitales. La modulation d'amplitude résiduelle (écart maximum d'amplitude entre les états) a d'autre part été estimée de l'ordre de 1 dB.

b) Etats de phase

Nous nous sommes attachés, au cours de cette étude, à évaluer la précision de la transition de phase donc des états de phase. Cette mesure a été effectuée sur l'analyseur de réseau HP 8510. Ces performances sont visibles figure III.18, où l'on représente en module et en phase (états de phase) d'une part les deux points de fonctionnement du modulateur, d'autre part les différents points de fonctionnement en sortie de la liaison optique en fonction des conditions de polarisation continues de la diode laser. Nous avons vu au chapitre II que le bilan des pertes de la liaison dépend beaucoup du courant continu injecté dans l'émetteur laser. Les composants d'extrémités ainsi que la fibre optique amènent d'autre part un retard qui varie avec la polarisation continue des composants d'extrémités. On constate cependant que la différence de phase de 180° est conservée à 1° près, quelle que soit la polarisation continue du laser [23,24].

c) Réponse temporelle

Nous avons relevé la réponse temporelle du signal analogique à la fréquence de 2,2 GHz, issu de la liaison optique figure III.19.b, et nous l'avons comparée à un signal hyperfréquence injecté dans la liaison (porteuse à 2,2 GHz, figure III.19.a). On constate un changement de phase de près de 180° lié au choix de l'état de modulation de la phase, auquel il faut ajouter le déphasage dû à la liaison optique proprement dit.

Ces résultats statiques semblent corrects et montrent que la chaîne de transmission optique pourvue du modulateur présente une bonne symétrie de fonctionnement.

3.2.2. Mesures dynamiques

Nous utilisons pour ces mesures, un analyseur de spectre Tektronix 7549B, une source qui délivre la porteuse hyperfréquence (VCO ou synthétiseur Wiltron) et enfin un générateur de bits qui nous permet de disposer d'un signal modulant digital carré ou pseudoaléatoire. Nous utilisons dans une première étape une modulation digitale carrée (du type 1010...) d'amplitude $\pm 0,53$ V et de fréquence de quelques Mbits/s.

a) Analyse spectrale

Nous présentons dans ce paragraphe, les principaux résultats concernant la réponse spectrale de la chaîne de transmission. Cette étude est effectuée à la fréquence porteuse 2,49175 GHz, pour deux types de codage (pseudoaléatoire à 8 Mbits/s et digital carré de quelques Mbits/s).

La figure III.20.a présente le spectre du signal modulé, issu du modulateur de phase et pour le codage pseudoaléatoire. Le spectre obtenu est comparable au spectre théorique défini au paragraphe 3.1.2 avec notamment, une absence de porteuse ainsi que des raies à la fréquence horloge d'amplitude très faible. Le spectre en sortie de la liaison (figures III.20.b) montre qu'aucune dégradation imputable à la liaison optique n'est mesurable; cette constatation est vérifiée pour différentes conditions de polarisation ainsi qu'en utilisant les deux types d'émetteurs disponibles. On constate que l'amplitude du signal modulé évolue peu avec le courant de polarisation jusqu'aux abords de la fréquence de coupure du laser; ce phénomène pourrait être une conséquence d'un signal modulé sans porteuse. Notons que cette constatation a également été faite dans le cas d'une liaison optique munie d'un émetteur DFB.

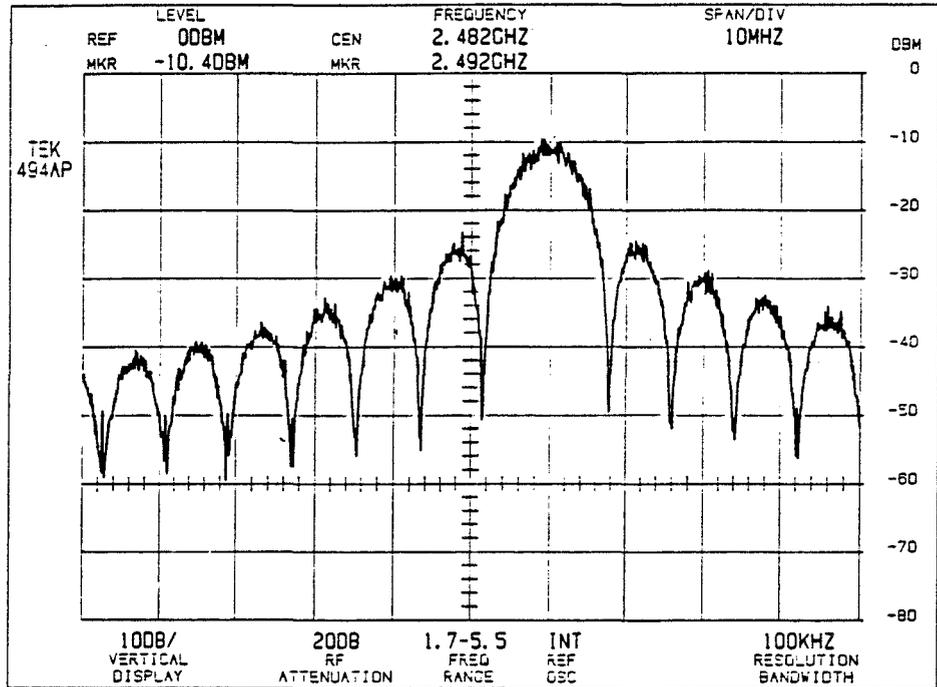
L'observation du spectre en sortie du modulateur montre que le signal s'étend sur une centaine de MHz. La même étendue spectrale a pu être observée en sortie de la liaison optique.

La figure III.21.a présente la réponse spectrale du signal issu du modulateur et de la chaîne de transmission, pour un signal modulant digital carré. Le spectre obtenu est ici aussi conforme aux prévisions théoriques. L'étalement en fréquence du signal modulé est beaucoup plus large autour de la fréquence porteuse comparé au signal pseudoaléatoire. Nous expliquons ceci par le choix et l'efficacité du codage utilisé (il est d'une efficacité moins grande comparée au signal digital pseudoaléatoire).

b) Niveaux de réjection de la porteuse

Les niveaux de réjection de la porteuse sont mesurés à l'aide d'un analyseur de spectre placé en sortie de la liaison optique. La réjection de porteuse est mesurée en

a)



b)

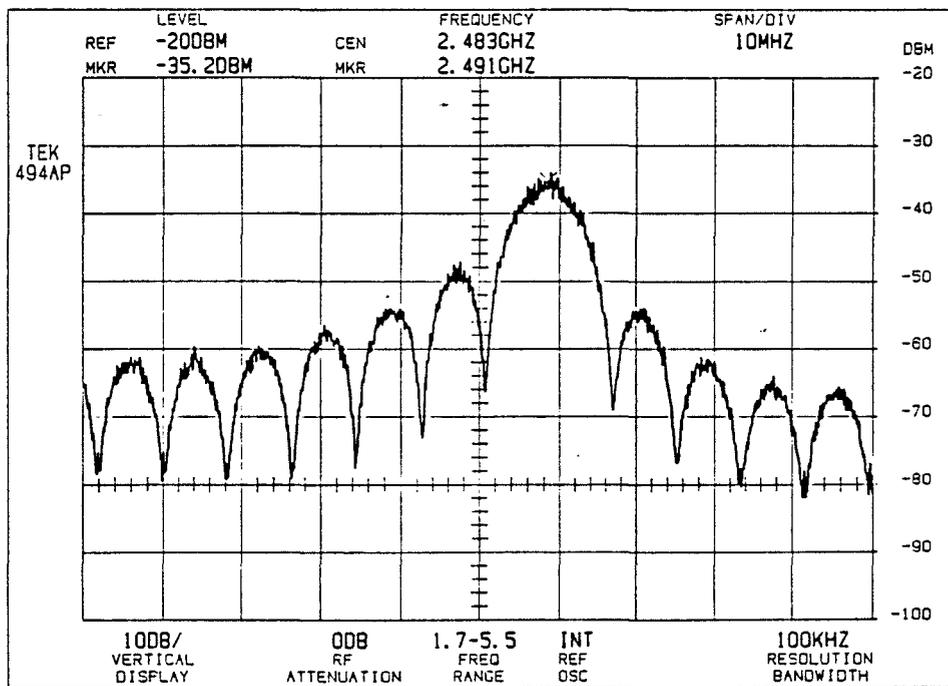
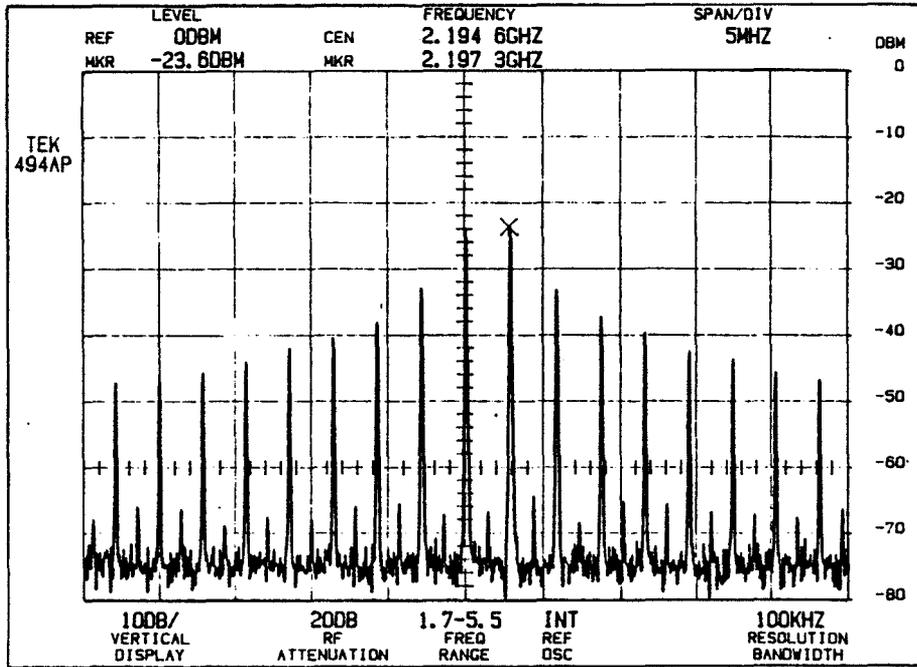


Figure III.20 : Spectre expérimental du signal hyperfréquence à 2,2 GHz modulé par un signal digital pseudoaléatoire 8 Mbits/s (Modulation de phase BPSK)

a) Spectre du signal issu du modulateur

b) Spectre du signal issu de la chaîne de transmission

a)



b)

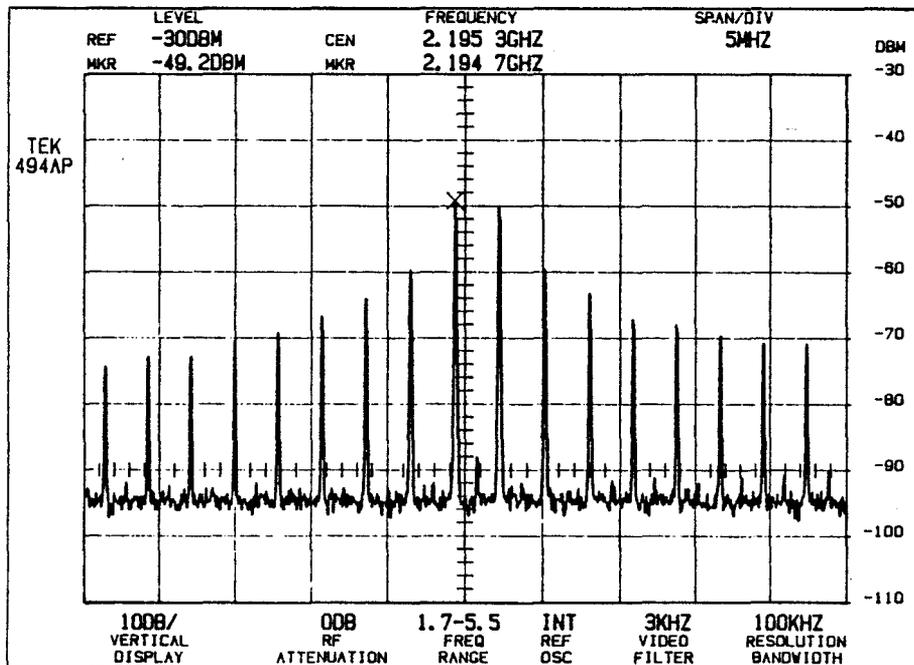


Figure III.21 : Spectre expérimental du signal hyperfréquence à 2,2 GHz modulé par un signal digital carré 8 Mbits/s (1010..) (Modulation de phase BPSK)

a) Spectre du signal issu du modulateur

b) Spectre du signal issu de la chaîne de transmission

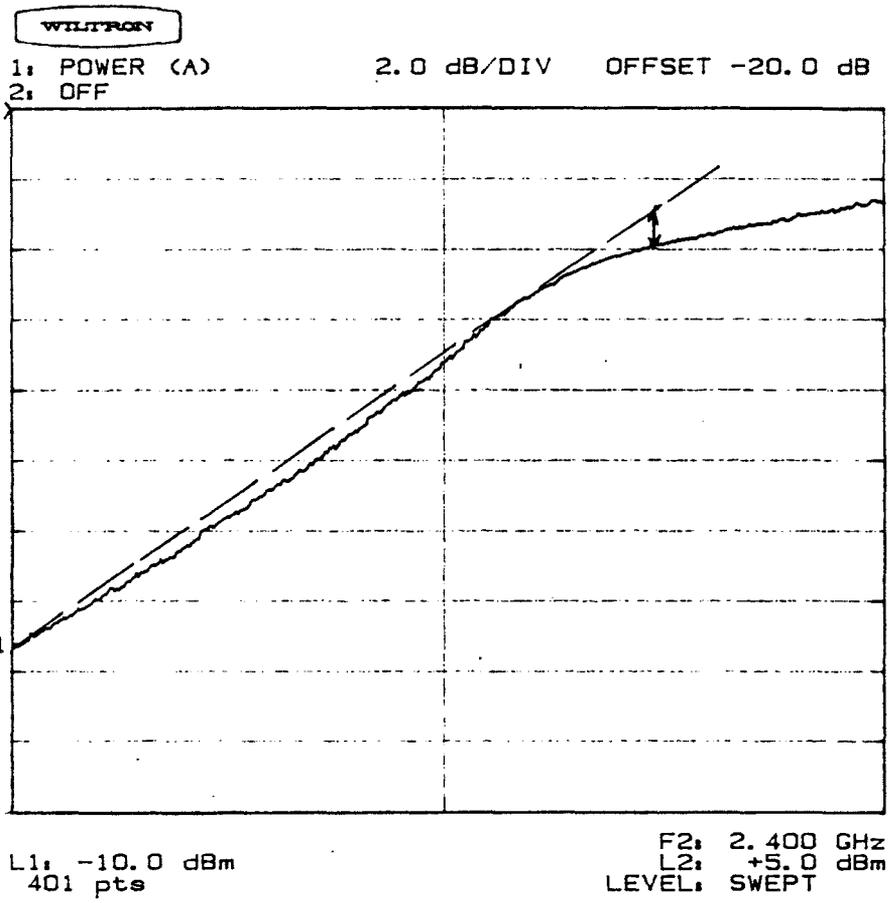


Figure III.22 : Caractéristique puissance de sortie / puissance d'entrée pour un signal hyperfréquence à la fréquence $F = 2,2$ GHz : Point de compression à -1 dB

appliquant un signal digital carré. La comparaison du niveau de puissance de la porteuse avec et sans modulation permet de calculer la réjection de porteuse dans le spectre. Ceci est une des caractéristiques importantes d'une liaison utilisant la modulation numérique de phase. La chaîne de transmission présente plus de 35 dB de réjection de porteuse à 2,2 GHz pour une modulation à 8 Mbits/s. Le niveau de référence sans modulation est de l'ordre -10 dBm.

c) Point de compression

Nous avons mesuré la puissance de sortie de la chaîne de transmission en fonction de la puissance d'entrée. Les résultats sont présentés figure III.22. Ils permettent d'obtenir le point de compression à -1dB de la chaîne de transmission. Ils sont comparables à ceux déjà présentés au chapitre II en y incluant ici l'effet du modulateur. Le niveau d'entrée au point de compression à -1dB est de l'ordre de +2 dBm et correspond à un niveau de sortie de -24 dBm.

3.3. Caractérisation de la transmission numérique

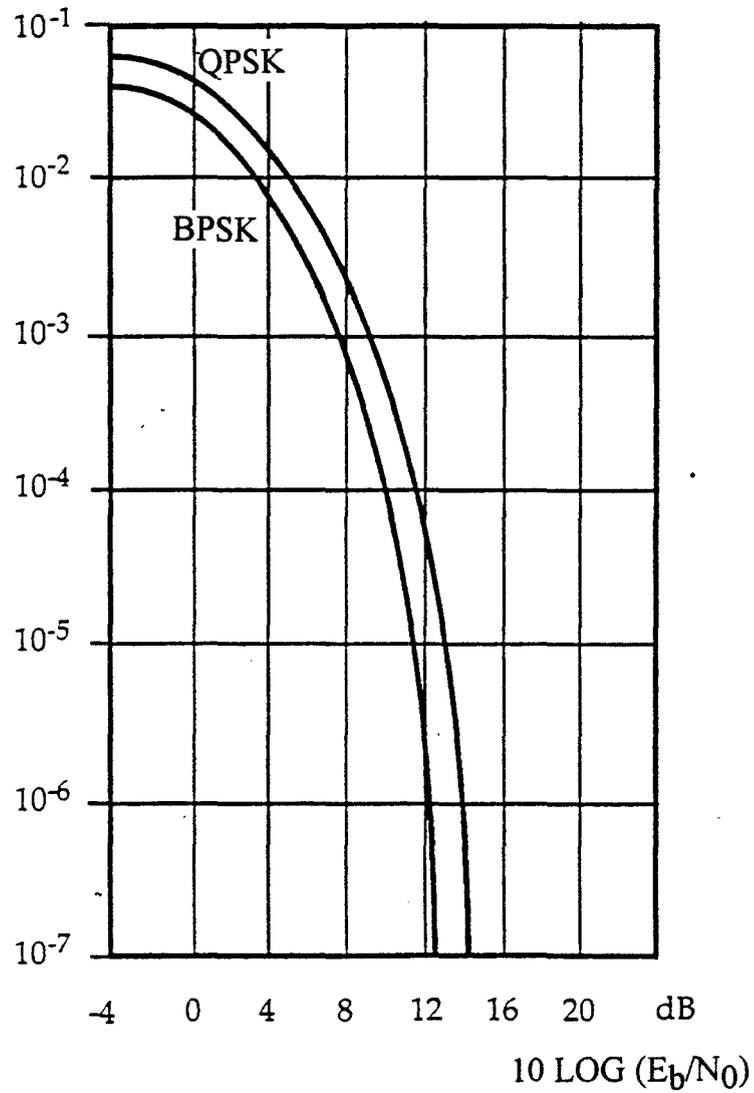
3.3.1. Taux d'erreur de bits (TEB)

Le taux d'erreur de bits constitue une grandeur caractéristique traduisant la qualité d'une transmission numérique. Il joue en cela le rôle analogue au rapport signal sur bruit dans une transmission hyperfréquence.

On appelle taux d'erreur de bits, la probabilité pour que le récepteur fasse une erreur durant la transmission. Par exemple, si la liaison à 2 Mbits/s présente un taux d'erreur de bits de 10^{-6} , cela veut dire que la probabilité de faire une erreur est égale à 10^{-6} , donc qu'en moyenne, il y a deux bits faux en une seconde. Le récepteur (photodiode PIN) recevant un signal mêlé de bruit, doit chercher à extraire de cet ensemble le signal seul. Le récepteur se contente de comparer la tension à une valeur de référence, ne recherchant qu'à la situer dans une certaine zone sans se préoccuper de sa valeur exacte. Il en résulte que le taux d'erreur de bits est moins exigeant que le rapport du signal sur bruit.

De nombreuses études ont été effectuées sur la transmission numérique d'un signal digital en bande de base [25] ou par modulation d'une porteuse [15,21]. La plupart suppose un bruit de type gaussien, et nous donnons figure III.23, à titre

TEB



$$\text{en modulation BPSK : } \text{TEB} = \frac{1}{2} \left[1 - \text{erf} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right]$$

$$\text{en modulation QPSK : } \text{TEB} = \frac{1}{2} \left[1 - \text{erf} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right]$$

Figure III.23 : Taux d'erreurs de bits calculés dans l'hypothèse d'un bruit gaussien pour une modulation de type BPSK et QPSK, en fonction du rapport E_b/N_0 , E_b : énergie du bit et N_0 : niveau du bruit

d'exemple, le taux d'erreur de bits calculé dans ces conditions pour une modulation BPSK et QPSK en fonction du rapport E_b/N_0 , où E_b représente l'énergie d'un bit et N_0 le niveau de bruit. Cette courbe montre la diminution du taux d'erreur de bit lorsque le rapport E_b/N_0 augmente.

Nous avons effectué les mêmes mesures du taux d'erreur de bits en bande de base sur notre liaison optique dépourvue du modulateur. Pour cela, nous avons utilisé un mesureur de taux d'erreur de bits prêté par la société Wiltron (ME520B) pendant quelques jours (caractéristiques fournies en annexe 2). Il est composé de deux modules :

- * un module émetteur qui délivre un message numérique (pseudoaléatoire du type NRZ dans notre application pour des débits d'information allant de 8 à 140 Mbits/s),

- * un module récepteur dont la fonction est de comptabiliser les dégradations intervenues au cours de la transmission, ce qui consiste à compter le nombre de bits reçus pendant un temps et à le comparer au nombre de bits émis pour en déduire la valeur du taux d'erreur de bits.

Nous avons donc injecté directement, à l'entrée de la liaison optique, le signal digital pseudo-aléatoire pour des débits variant de 8 à 140 Mbits/s. Le signal est transmis au niveau de la liaison optique puis recueilli au niveau de la photodiode de réception. Nous avons obtenu des valeurs de taux d'erreur de bits très largement inférieures à 10^{-10} (ce qui représente la valeur limite minimale mesurable par l'appareil). Ces valeurs du taux d'erreur de bits s'expliquent par la faible longueur de fibre optique prévue dans la liaison, puisqu'elle est estimée au maximum à une vingtaine de mètres dans les projets du CNES SPOT 2000 et RADAR 2000.

Pour la transmission du signal digital par modulation BPSK d'une porteuse à 2,49 GHz, la mesure du taux d'erreur de bits suppose non seulement l'utilisation du modulateur de phase mais également d'un démodulateur [26,27]. Pour retrouver le signal digital en bande de base, il faut réinjecter dans le démodulateur le signal de la porteuse à 2,49 GHz. Ceci ne peut être obtenu qu'à condition d'avoir accès à la porteuse ou en restituant le signal de porteuse à partir du signal de sortie. Le matériel dont on disposait ne nous a pas permis de nous placer dans ces conditions. C'est pourquoi, afin d'évaluer le mieux possible la qualité de la transmission digitale sur porteuse hyperfréquence, nous avons eu recours à la méthode du diagramme de l'oeil.

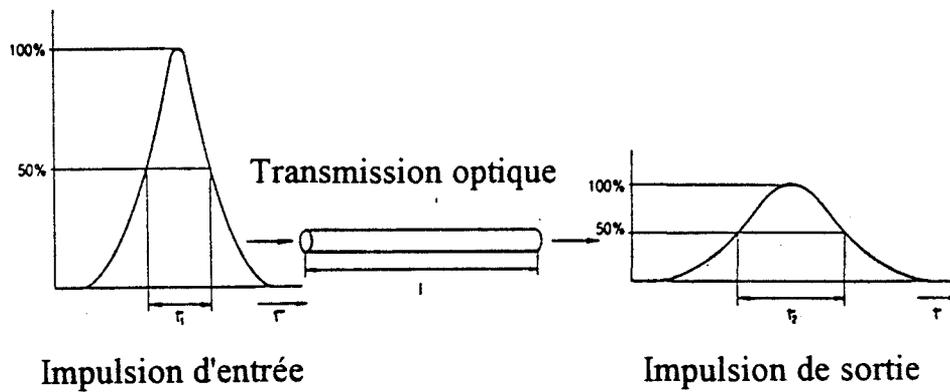


Figure III.24 : Effet sur une impulsion de la transmission dans une liaison optique

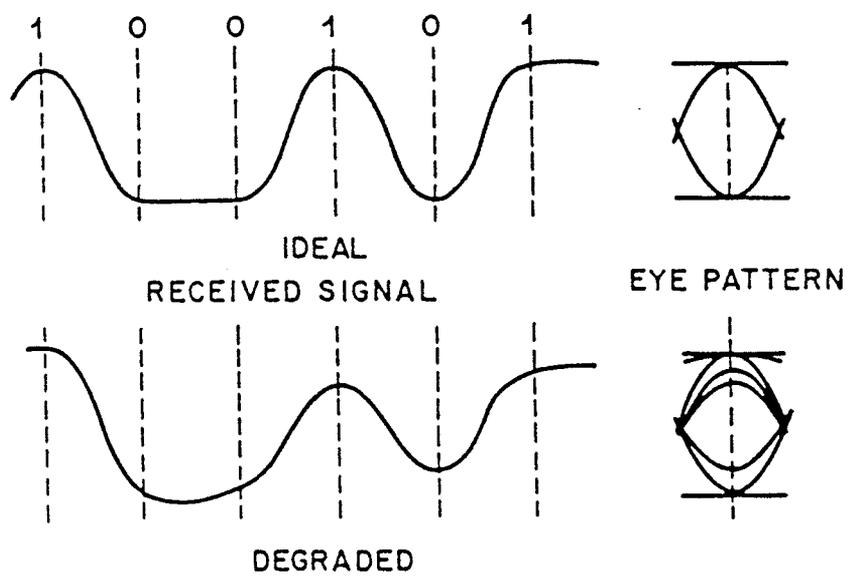


Figure III.25 : Phénomène de l'interférence intersymbole

3.3.2. Diagramme de l'oeil

Supposons que l'on transmette une impulsion au travers de la liaison optique, celle-ci se déformera au cours de la transmission à cause des divers éléments intervenant dans la liaison (émetteur, fibre et récepteur). La figure III.24 illustre ce phénomène. Chacun des signaux transmis viendra donc influencer le signal voisin provoquant un phénomène d'interférences intersymboles schématisé figure III.25. Toutes ces courbes (impulsions déformées s'étendant en dehors de l'intervalle) associées forment une figure appelée à cause de sa forme : "le diagramme de l'oeil" [2,10,22].

Cette méthode d'évaluation de la qualité d'une transmission numérique est qualitative; elle a cependant l'avantage d'être commode d'emploi. Cette figure s'observe en effet très facilement à l'oscilloscope, en appliquant sur l'une des entrées le signal à observer (sortie de la chaîne de transmission), puis sur une seconde entrée le même signal avec un retard. On observe alors une zone sombre et claire où se superposent toutes les traces correspondant aux impulsions qui précèdent et qui suivent. Lorsque l'oeil a tendance à se fermer complètement, cela signifie que les impulsions sont très déformées et difficiles à reconnaître; le système de transmission est de mauvaise qualité. Au contraire lorsque l'oeil est ouvert, ce système de transmission a des chances d'être de bonne qualité. Ne disposant pas de moyens permettant une démodulation du signal en bande de base, nous avons effectué une mesure du diagramme de l'oeil à la fréquence de la porteuse (2,49 GHz).

Cette méthode étant essentiellement qualitative, il nous a paru intéressant de comparer le diagramme de l'oeil en sortie de la liaison (photodétecteur), au diagramme de l'oeil obtenu directement en sortie du modulateur, c'est-à-dire correspondant au signal injecté dans le laser. Cette mesure est présentée figure III.26 pour le signal digital pseudo-aléatoire de 8 Mbits dont le diagramme de l'oeil est présenté figure III.26.a. Nous avons relevé le signal en sortie du modulateur. Le signal est constitué comme on peut le prévoir de la superposition de deux signaux hyperfréquences à 2,49 GHz déphasés de 180° (figure III.26.b). Considérons maintenant le diagramme de l'oeil en sortie de la liaison optique; nous avons fait cette expérience pour deux courants de polarisation du laser. Les résultats sont présentés figure III.27. On constate que pour une valeur de courant laser égale à 1,3 fois le courant de seuil (I_{th}), le diagramme de l'oeil est complètement déformé, traduisant ainsi la déformation du signal hyperfréquence due très vraisemblablement au comportement non linéaire du laser (figure III.27.a). En effet, les signaux hyperfréquences issus du modulateur ont

une puissance relativement élevée (+ 5 dBm), il en résulte probablement que l'excursion de courant sur la caractéristique $P(I)$ du laser englobe une région non linéaire et en particulier la zone correspondant au seuil du laser. Pour s'en éloigner, nous avons donc augmenté la valeur du courant de polarisation du laser. La figure III.27.b, obtenue dans le cas où le courant de polarisation vaut deux fois le courant de seuil, montre cette fois-ci de façon très claire que le diagramme de l'oeil est très ouvert. Ce résultat démontre tout d'abord que l'effet des non-linéarités devient quasiment négligeable et ensuite que l'on peut attendre de cette liaison un comportement tout à fait correct pour la transmission d'un signal digital sur porteuse hyperfréquence à 2,49 GHz en modulation BPSK

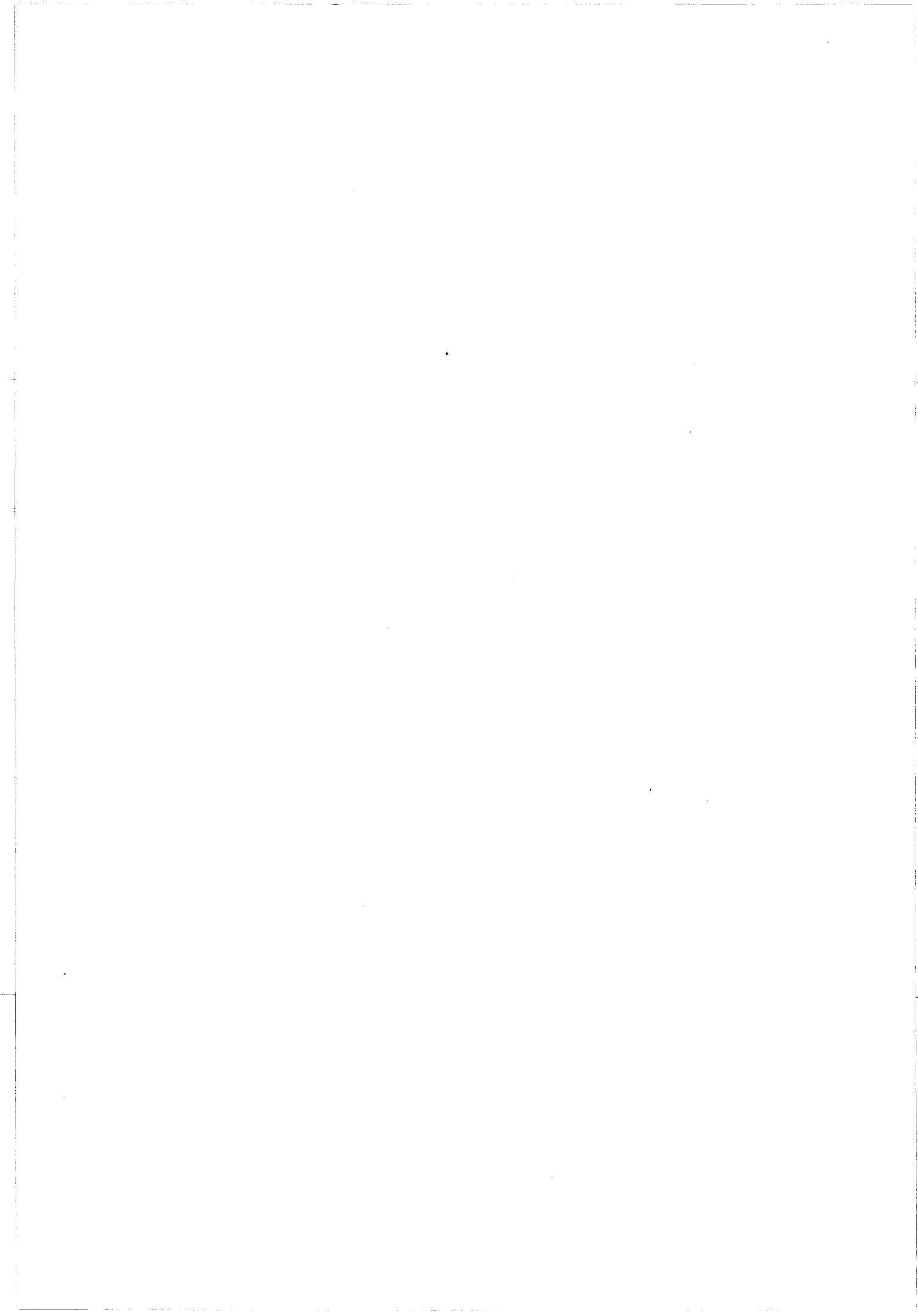
CONCLUSION

Dans ce chapitre, après avoir abordé l'aspect transmission optique simultanée d'un signal hyperfréquence et d'un signal digital bas débit, nous nous sommes essentiellement consacrés à l'étude de la transmission d'un signal hyperfréquence modulé par un signal digital. Dans une première étape, en utilisant un logiciel de modélisation de laser à semi-conducteur mis au point au laboratoire, nous avons simulé la transmission optique du signal hyperfréquence modulé par un signal digital. Les trois types de modulation (amplitude, fréquence et phase) ont été envisagés. Il est apparu au cours de ces modélisations que la méthode la moins sensible aux non-linéarités du laser est celle reposant sur la modulation de phase.

Nous avons ensuite étudié expérimentalement la transmission du signal hyperfréquence modulé en phase (modulation biphase) pour un signal digital. Cette étude a été réalisée grâce à un modulateur de phase BPSK mis à notre disposition par le CNES de Toulouse. Dans une première partie, nous avons effectué tout un ensemble de mesures hyperfréquences (paramètres S, plots de phase, réponse temporelle, réponses spectrales, point de compression, ...). Les résultats correspondants ont montré une bonne symétrie des états de phase pour la liaison complète (0° - 180° à 1° près) et une transmission quasi intégrale du spectre du signal modulé.

Dans une seconde étape, nous avons cherché à caractériser la qualité de la liaison numérique. La mesure la plus convaincante reste bien sûr la mesure directe du taux d'erreur de bits que nous n'avons pu effectuer que pour une modulation digitale en bande de base. En effet, pour des problèmes de disponibilité d'appareil, nous n'avons

pas pu étendre cette mesure au cas de la transmission numérique sur porteuse hyperfréquence. Nous avons donc caractérisé la liaison numérique à l'aide du diagramme de l'oeil. Nos mesures montrent qu'avec le modulateur utilisé, qui délivre une puissance hyperfréquence relativement élevée, la liaison souffre des non-linéarités du laser pour des valeurs de courant de polarisation du laser trop proches du courant de seuil. Ce phénomène disparaît dès que le point de polarisation s'écarte suffisamment de la valeur du courant de seuil du laser. Dans ce cas, on mesure un diagramme de l'oeil dont l'allure semble indiquer un bon comportement de la liaison numérique.

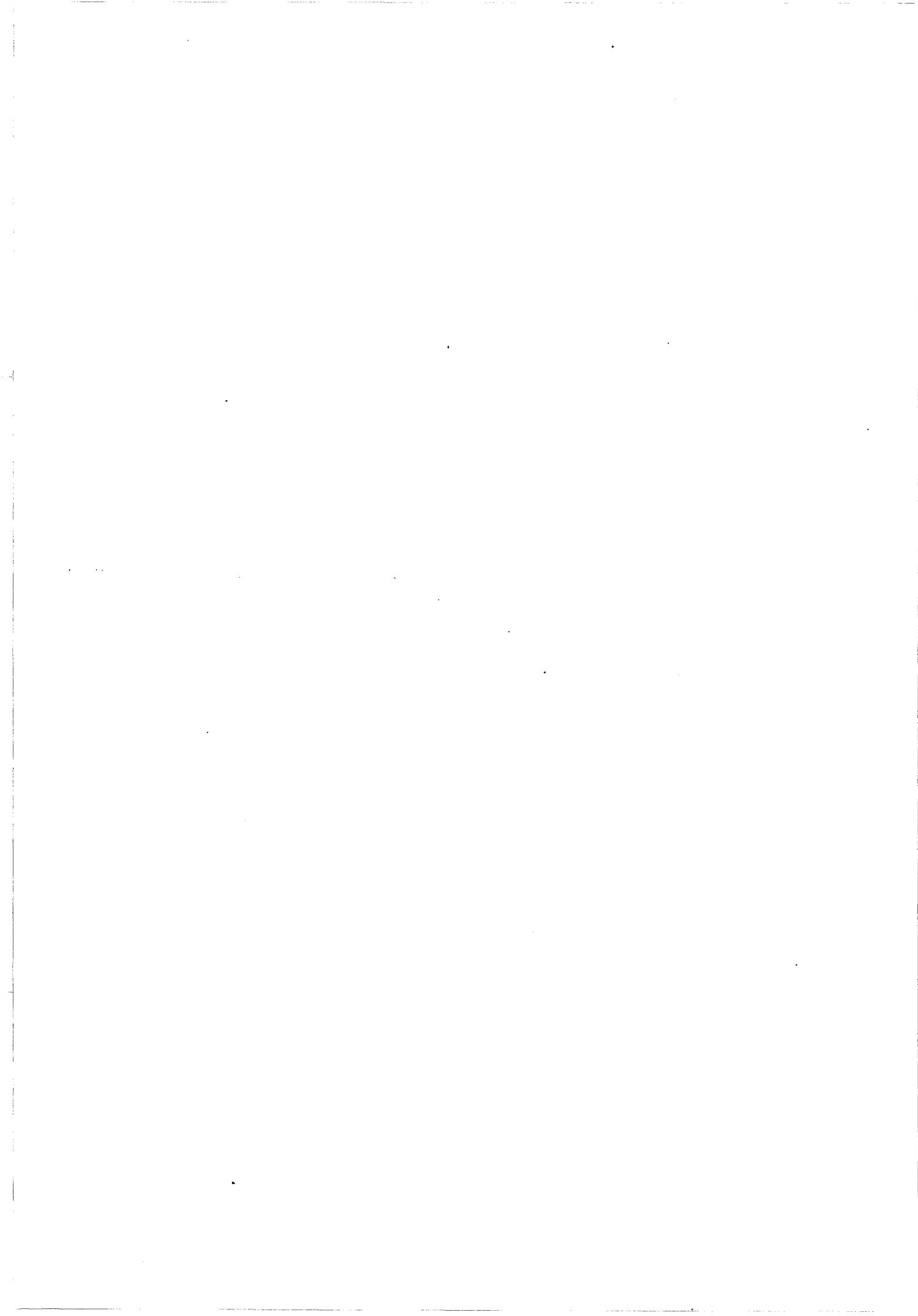


BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [1] I. KOFFMAN, P. R. HERCZFELD and A. S. DARYOUSH : "*Comparison of various architectures of microwave fiber-optic links - A system level analysis*". SPIE Fiber Optic Systems for Mobile Platforms, vol. 840, p. 136-142 (1987).
- [2] J.C BIC, D. DUPONTEIL et J.C. IMBEAUX : "*Elements de communications numériques*". Dunod (1986).
- [3] H. ELKADI, J. P. VILCOT, S. MARICOT and D. DECOSTER : "*Microwave circuit modeling for semi-conductor lasers under large and small signal conditions*". Microwave and Optical Technology Letters, vol. 3, n° 11, p. 379-382 (November 1990).
- [4] A. H. GNAUCK, K. C. REICHMANN, J. M. KAHN, S. K. KOROTKY, J. J. VESELKA and T. L. KOCH : "*4-Gb/s heterodyne transmission experiments using ASK, FSK, and DPSK modulation*". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 2, n° 12, p. 908-910 (December 1990).
- [5] R.S. VODHANEL : "*Performance of directly modulated DFB Lasers in 10 Gb/s ASK, FSK and DPSK lightwave systems*". Journal of Lightwave Technology, vol. 8, n° 9, p.1379-1386 (1990).
- [6] C. J. CHUNG and I. JACOBS : "*Practical TV channel capacity of lightwave multichannel AM SCM systems limited by the threshold nonlinearity of laser diodes*". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 4, n° 3, p. 289-292 (March 1992).
- [6] M. SHIKADA, K. EMURA, S. FUJITA, M. KITAMURA, M. ARAI, M. KONDO and K. MINEMURA : "*100 Mbit/s ASK heterodyne detection experiment using 1.3 μm DFB-laser diodes*". Electronics Letters, vol. 20, n° 4, p. 164-165 (February 1984).
- [7] A. A. SALEH : "*Fundamental limit on number of channels in SCM lightwave CATV system*". Electronics Letters, vol. 25, n° 12, p. 776-777 (1989).
- [8] P. J. HEIM and C. P. McCLAY : "*Frequency division multiplexed microwave and baseband digital optical fiber link for phased array antennas*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n° 5, p. 494-500 (May 1990).
- [9] W. I. WAY and C. CASTELLI : "*Simultaneous transmission of 2 Gbit/s digital data and ten FM-TV analogue signals over 16.5 km SM fibre*". Electronics Letters, vol. 24, n° 10, p. 611-613 (May 1988).
- [10] J. L. GIMLETT, R. S. VODHANEL, M. M. CHOY, O. F. ELREFAIE, N. K. CHEUNG and R. E. WAGNER : "*A 2-Gbit/s optical FSK heterodyne transmission experiment using a 1520-nm DFB laser transmitter*". IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 5, n° 9, p. 1315-1323 (September 1987).
- [11] I. WAY, M. KRAIN and R. S. WOLFF : "*1.3 μm and 35 km fibre-optic microwave multicarrier transmission system for satellite earth stations*". Electronics Letters, vol. 23, n° 8, p. 400-402 (April 1987).

- [12] P. M. HILL and R. OLSHANSKY : "A 20-channel optical communication system using subcarrier multiplexing for the transmission of digital video signals". IEEE Journal of Lightwave, vol. 8; n°. 4, p. 554-560 (April 1990).
- [13] C. BAACK; G. ELZE, G. GROßKOPF, F. KRAUS, W. KRICK and L. KÜLLER : "Analogue optical transmission of 26 T.V. channels". Electronics Letters, vol. 15, n°. 10, p. 300-301 (May 1979).
- [14] F. V. C. MENDIS : "Bandwith of FM video signals". Electronics Laetters, vol. 28, n°. 16, p. 1551-1553 (July 1992).
- [15] J. E. BOWERS, A. C. CHIPALOSKI, S. BOODAGHIANS and J. W. CARLIN : "Direct fibre-optic transmission of entire microwave satellite antenna signals". Electronics Letters, vol. 23, n°. 5, p. 185-187 (February 1987).
- [16] R. GROSS, B. ENNING and R. OLSHANSKY : "Four-level heterodyne video systems : A comparison of DQSK and 4-FSK". IEEE Photonics Technolgy Letters, vol. 4, n°. 3, p. 284-285 (March 1992).
- [17] J. E BOWERS : "Optical transmission using PSK-modulated subcarriers at frequencies to 16 GHz". Electronics Letters, vol. 22, n°. 21, p. 1119-1121 (October 1986).
- [18] R. A. LINKE, B. L. KASPER, N. A. OLSSON and R. C. ALFERNESS : "Coherent lightwave transmission over 150 km fibre lengths at 400 Mbit/s and 1 Gbit/s data rates using phase modulation". Electronics Letters, vol. 22, n°. 1, p. 30-31 (January 1986).
- [19] P. HILL and R. OLSHANSKY : "Optical transmission performance analysis of multi-Gbit/s QPSK on microwave subcarrier". Electronics Letters, vol. 25, n°. 11, p. 751-753 (May 1989).
- [20] H. OGAWA, M. AIKAWA and M. AKAIKE : "Integrated balanced BPSK and QPSK modulators for the Ka-band". IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, vol. 30, n°. 2, p. 227-234 (March 1982).
- [21] J. LARROQUE, J. SOMBRIN and J.-F. SAUTEREAU : "Etude et réalisation de modulateurs et de démodulateurs directs quadriphases pour la régénération à bord des satellites relais". Ann. Télécomm., vol. 43, n°. 5-6, p. 299-305 (1988).
- [22] J. LARROQUE : "Etude, conception et réalisation d'un démodulateur à remodulation quadriphase". Thèse de Doctorat, Toulouse (1988).
- [23] R. S. VODHANEL : "5 Gbit/s direct optical DPSK modulation of a 1530-nm DFB laser". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 1, n°. 8, p. 218-220 (August 1989).
- [24] B. W. HAKKI, F. BOSCH and S. LUMISH : "Dispersion and noise of 1.3- μ m multimode lasers in microwave digital systems". IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 7, n°. 5, p. 804-811 (May 1989).
- [25] S. D. PERSONICK : "Receiver design for digital fiber optic communications systems, I and II". The Bell System Technical Journal, vol.52, n° 6 (1973)

- [26] R. PETSCHACHER, J. GRUBER and M. HOLZ : "*Error-rate measurements on a 1 Gbit/s fibre-optic communications link*". Electronics Letters, vol. 14, n°. 22, p. 711-713 (October 1978).
- [27] A. PRIMEROSE : "*Conception et intégration monolithique de modulateurs et démodulateurs quadriphase haut débit en bande X*". Thèse de doctorat, Toulouse (1992)



CHAPITRE IV

QUELQUES PROLONGEMENTS POSSIBLES

CHAPITRE IV

QUELQUES PROLONGEMENTS POSSIBLES

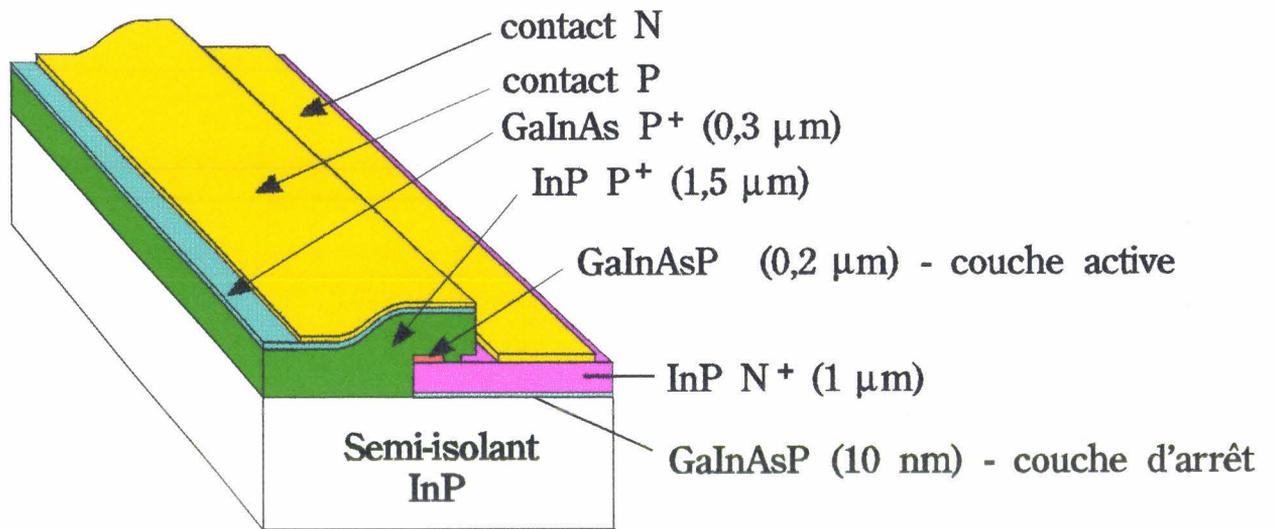


Figure IV.1 : Structure du laser THOMSON utilisé dans ce travail

Le prolongement le plus immédiat est celui qui consiste à augmenter la fréquence du signal microonde. La méthode la plus naturelle consiste à utiliser des composants optoélectroniques dont la fréquence de coupure est élevée. Cette technique fera l'objet de la première partie de ce chapitre, en utilisant en particulier des composants optoélectroniques fabriqués au LCR-THOMSON. Nous étudierons la transmission du signal microonde à l'aide de ces composants, notamment à une fréquence de 6 GHz. Nous présenterons l'effet dû à l'adaptation d'impédance développée par ailleurs [1,2], et nous nous attacherons à effectuer une caractérisation la plus exhaustive possible. Nous nous intéresserons ensuite à la transmission du signal microonde modulé en phase par un signal digital.

La seconde partie sera consacrée à l'intérêt des non-linéarités dues essentiellement à l'émetteur laser, pour générer des harmoniques et ainsi multiplier la fréquence du signal reçu en sortie de la liaison. Nous considérons ceci, dans une certaine mesure comme une autre façon de procéder pour augmenter la fréquence du signal microonde de la liaison.

Enfin, dans la troisième partie de ce chapitre, nous suggérons une méthode fondée sur l'utilisation d'un commutateur optique pour moduler la phase du signal hyperfréquence par un signal digital.

1. AUGMENTATION DE LA FREQUENCE DU SIGNAL MICROONDE

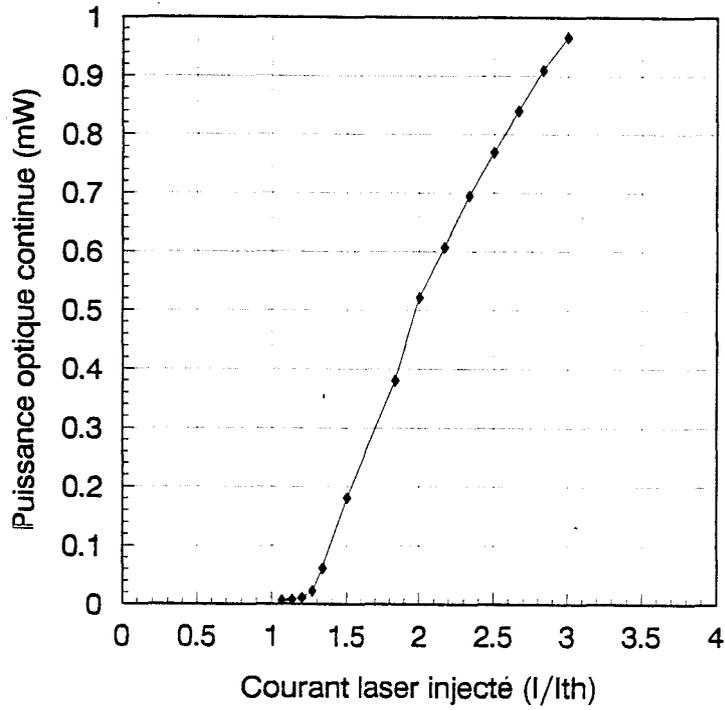
1.1. Etude de la transmission du signal microonde

1.1.1. Composants optoélectroniques

Pour atteindre ces fréquences, nous avons utilisé des composants fabriqués au LCR-THOMSON, dont les fréquences de coupure sont comprises entre 15 et 20 GHz. Il s'agit de diodes lasers et de photodiodes PIN de la filière des matériaux GaInAsP fabriquées sur substrat InP semi-isolant, afin de réduire l'effet des éléments (capacités...) parasites. Ces composants ont été présentés en détail dans la thèse de S. MARICOT ou dans un certain nombre d'articles de THOMSON [3,4]; nous nous contentons de rappeler ici brièvement la structure et les principales performances de



a)



b)

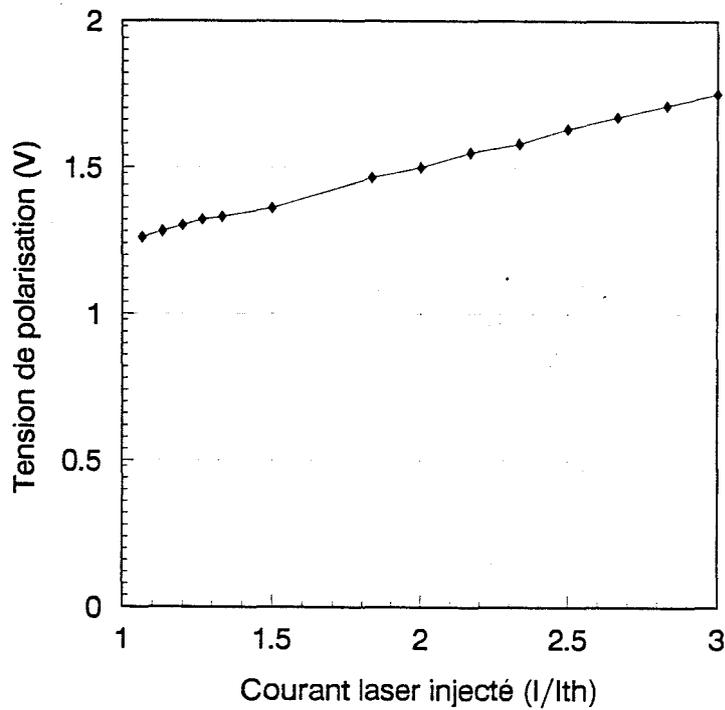


Figure IV.2 : Caractéristiques statiques du laser THOMSON

a) Puissance optique- courant continu injecté $P(I)$

b) Tension directe appliquée - courant continu injecté $V(I)$

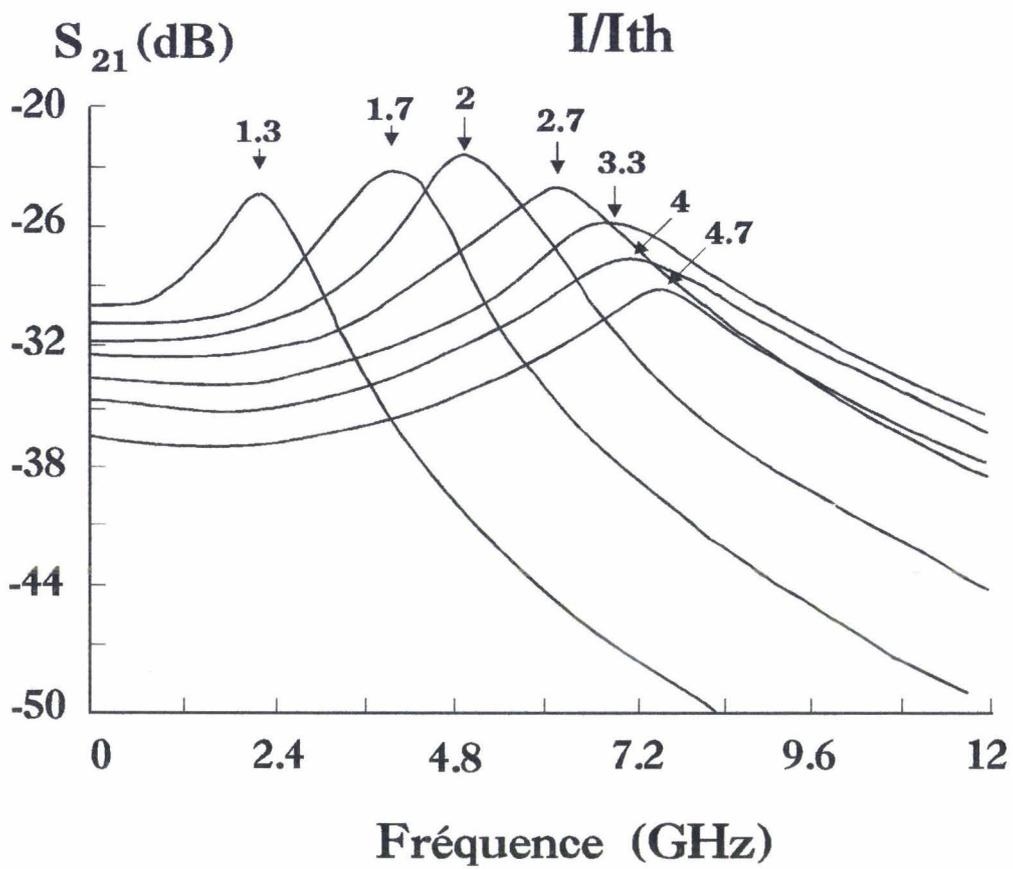


Figure IV.3 : Réponse fréquentielle du laser THOMSON pour différents courants de polarisation I/I_{th}

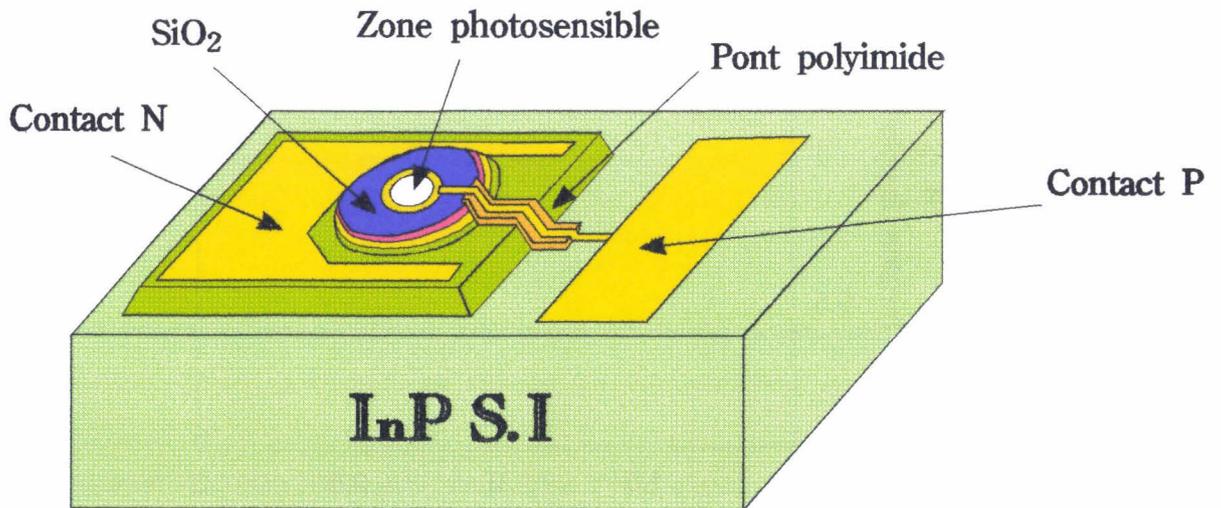


Figure IV.4 : Structure de la photodiode PIN réalisée au LCR-THOMSON

ces dispositifs. Le laser est un Fabry-Pérot à double hétérostructure GaInAsP/InP du type BRS (à ruban enterré) présenté figure IV.1; le quaternaire GaInAsP de la couche active est prévu pour une émission à la longueur d'onde 1,3 μm . Les caractéristiques statiques P(I) et V(I) du laser sont données figure IV.2. Elles montrent un courant de seuil de l'ordre de 36 mA avec une efficacité externe de 0,12 W/A par facette. La figure IV.3 présente un exemple typique de la caractéristique dynamique du laser obtenue pour plusieurs courants de polarisation situés au dessus du seuil (I_{th}); celle-ci montre que la fréquence de coupure peut se situer au-delà de la bande X pour des courants suffisamment élevés. Ce type de laser convient donc parfaitement pour la liaison envisagée. Pour permettre la montée en fréquence de ce composant, la puce semi-conductrice est montée sur un boîtier hyperfréquence BMH modifié de façon à permettre un couplage optique relativement aisé avec un photodétecteur ou une fibre optique.

« Dans l'expérience que nous avons montée, la transmission s'effectue en espace libre, sans l'aide d'une fibre optique. Le photodétecteur est une photodiode PIN de la filière GaInAsP dont la structure est relativement classique. Elle est constituée d'une couche fenêtre supérieure en GaInAsP à grand gap, d'une couche absorbante en $\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$ non dopée et d'une couche conductrice InP de type N pour la fabrication des contacts ohmiques, déposée sur un substrat de type semi-isolant. Les dimensions ont été conçues de façon à permettre un fonctionnement à fréquence élevée (fréquence de coupure de l'ordre de 20 GHz). La représentation schématique de cette photodiode est donnée figure IV.4. Le coefficient de réponse du photodétecteur est estimé à 0,7 A/W. La capacité équivalente est de l'ordre de 0,15 pF avec un courant d'obscurité inférieur à 30 nA pour une polarisation inverse de -5 Volts. Dans toute l'étude, la photodiode sera polarisée à cette valeur.

1.1.2 : Présentation de la liaison

Le banc de mesure utilisé pour cette caractéristique est schématisé figure IV.5. La diode laser est montée sur une embase hyperfréquence modifiée permettant un fonctionnement optoélectronique du composant. La photodiode est montée directement sur un substrat duroid et alimentée par une ligne 50 Ω . Un té de polarisation extérieur permet l'alimentation simultanée en courant continu et signal hyperfréquence des composants. Un système de focalisation optique composé de lentilles convergentes permet d'amener le faisceau lumineux sur la surface photosensible de détecteur. La partie mécanique de l'émission est fixe; la mécanique de support du système de focalisation ainsi que celle du bloc de réception sont pourvues de micro-déplacements

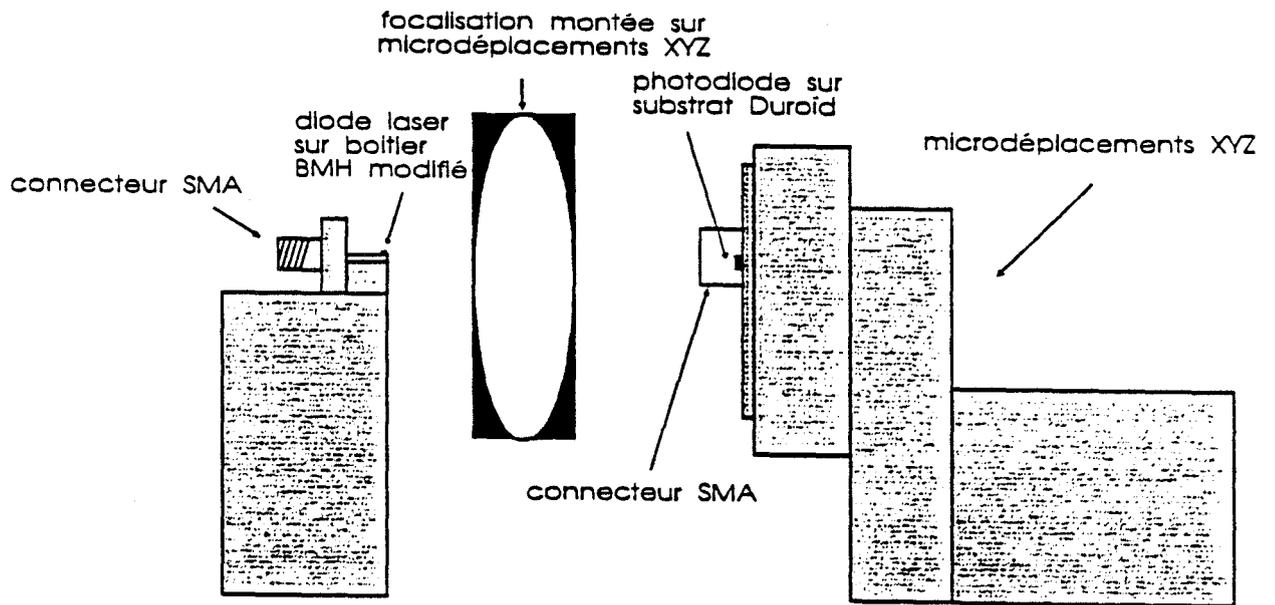


Figure IV.5 : Schéma du banc de caractérisation hyperfréquence de la liaison

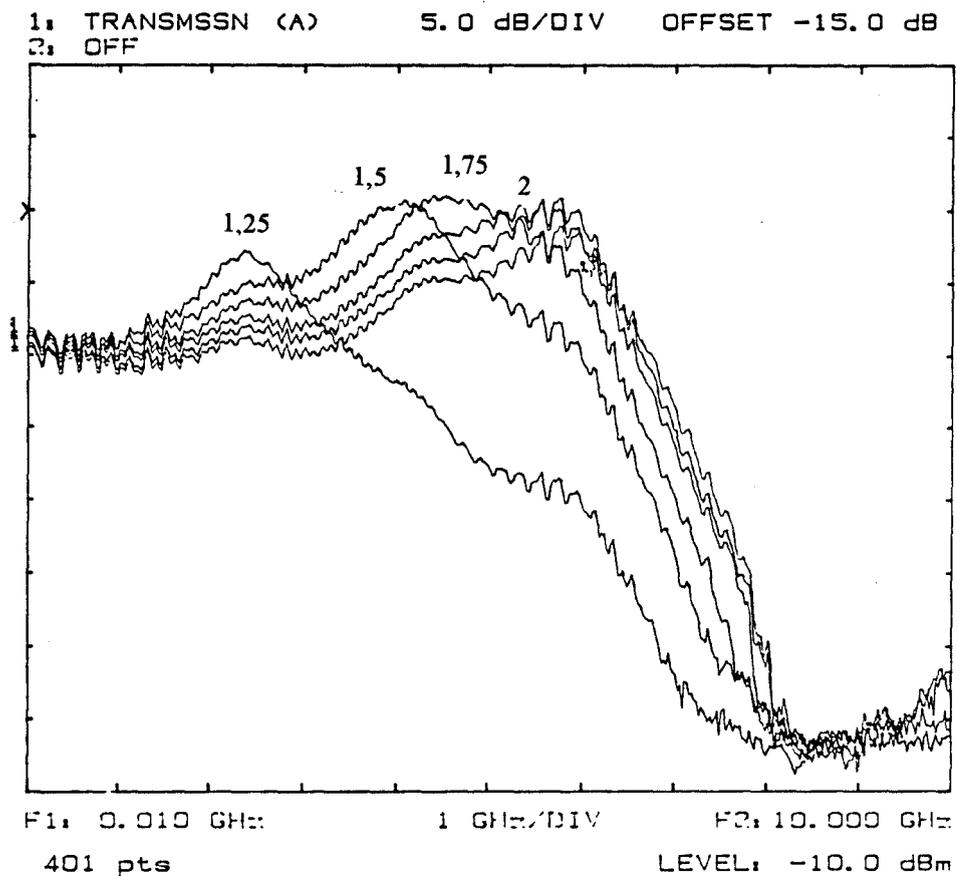
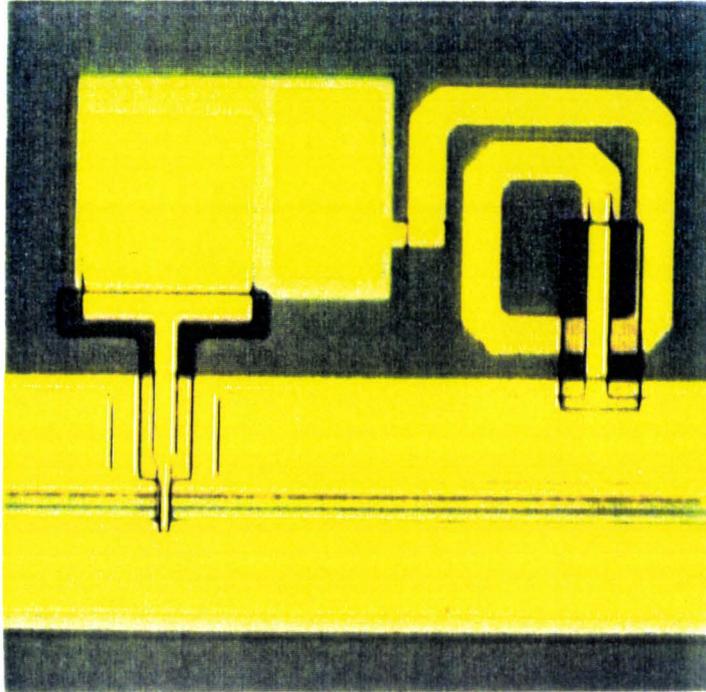


Figure IV.6 : Transmission hyperfréquence de la liaison comportant les composants THOMSON (laser et photodiode PIN), pour différents courants de polarisation I/I_{th}

a)



b)

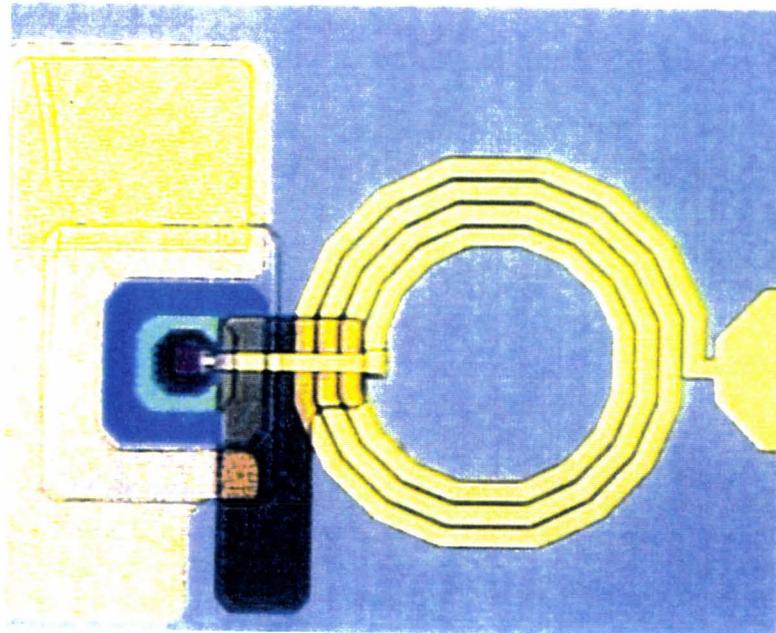


Figure IV.7 : Laser (a) et Photodétecteur PIN (b) munis des circuits d'adaptation d'impédance intégrés monolithiquement pour un fonctionnement à 6 GHz



XYZ, à butées différentielles permettant une résolution sur le déplacement mécanique inférieure au micron. Ces systèmes permettent d'optimiser le couplage entre l'émetteur et le détecteur, en les éloignant suffisamment pour éviter un couplage direct des signaux hyperfréquences. Rappelons que cette fois-ci, la liaison s'effectue en espace libre, sans fibre optique.

Par la mesure du photocourant détecté et la connaissance du rendement de la diode laser et du coefficient de réponse de la photodiode, les pertes optiques du dispositif ont pu être évaluées à environ +5 dB. La puissance hyperfréquence délivrée par le générateur microonde a été maintenue constante à -10 dBm dans toutes les mesures de transmission.

Nous donnons figure IV.6, quelques mesures de la transmission hyperfréquence pour différents courants de polarisation du laser. On retrouve le phénomène de résonance du laser, et une fréquence de coupure qui se situe cette fois-ci aux environs de 6 GHz. La valeur de cette fréquence s'explique probablement par l'effet d'éléments parasites dus au montage expérimental.

1.1.3 : Amélioration par adaptation d'impédance

Comme pour la liaison réalisée à 2,2 GHz, il est possible d'améliorer le bilan de transmission de la liaison à l'aide de l'adaptation d'impédance des composants optoélectroniques d'extrémité. Les circuits réactifs d'adaptation pourraient être conçus en technologie hybride, pour ensuite être associés aux composants optoélectroniques. Cependant, étant donnée la fréquence envisagée (6 GHz), il est nécessaire de réduire au maximum les effets parasites dus aux interconnexions électriques. Dans ces conditions, on a tout avantage à réduire l'effet de ces interconnexions et la solution idéale consiste à intégrer monolithiquement le circuit réactif d'adaptation avec le composant optoélectronique. Cette méthode a été étudiée et développée par S. MARICOT [2] en collaboration avec THOMSON-CSF pour les composants présentés au paragraphe précédent. Nous rappelons simplement que pour une adaptation à 6 GHz, ces circuits d'adaptation sont constitués d'une inductance de 0,38 nH et d'une capacité de 1,73 pF pour l'émetteur et, d'une inductance de 3,5 nH pour le récepteur [1]. Une vue schématique de ces circuits intégrés est présentée figure IV.7.

Il est possible d'obtenir une amélioration de la transmission hyperfréquence S_{21} d'environ 11,4 dB (figure IV.8) dont 7 dB proviennent de l'adaptation en réception, à la

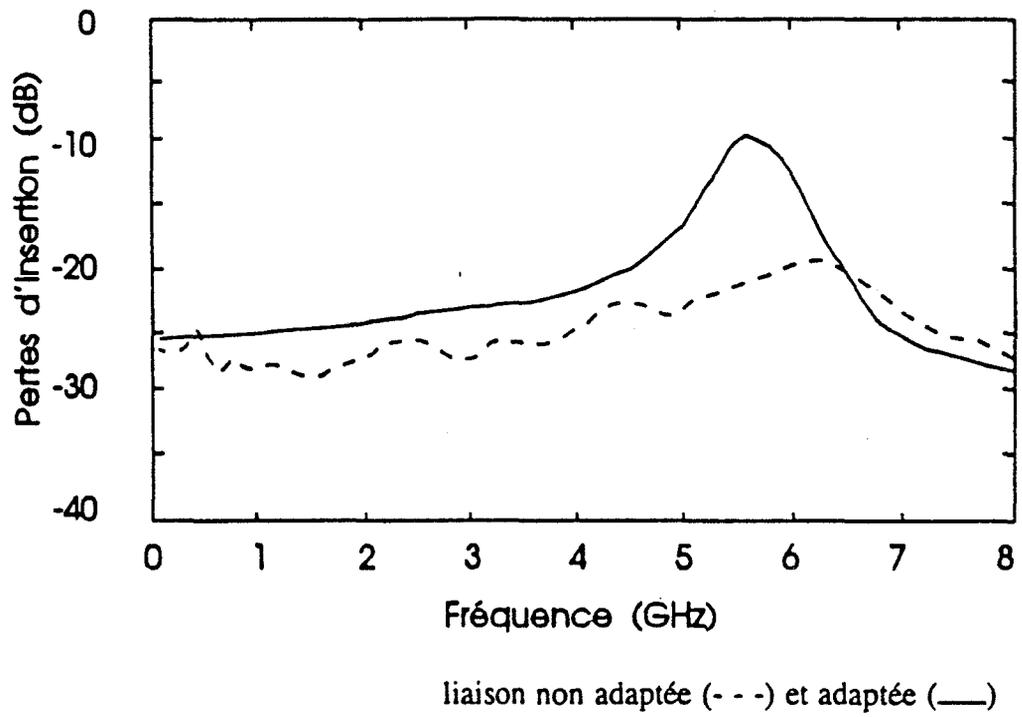


Figure IV.8 : Amélioration de la transmission hyperfréquence par adaptation d'impédance du laser et de la photodiode PIN

fréquence de 5,6 GHz. La bande de fréquence correspondante est de l'ordre de 600 MHz malgré l'utilisation d'un circuit d'adaptation à une seule cellule. Remarquons que cette bande de fréquence est compatible avec l'objectif des 400 MHz recherché pour la liaison à 2,2 GHz.

1.1.4 : Caractérisation hyperfréquence de la liaison

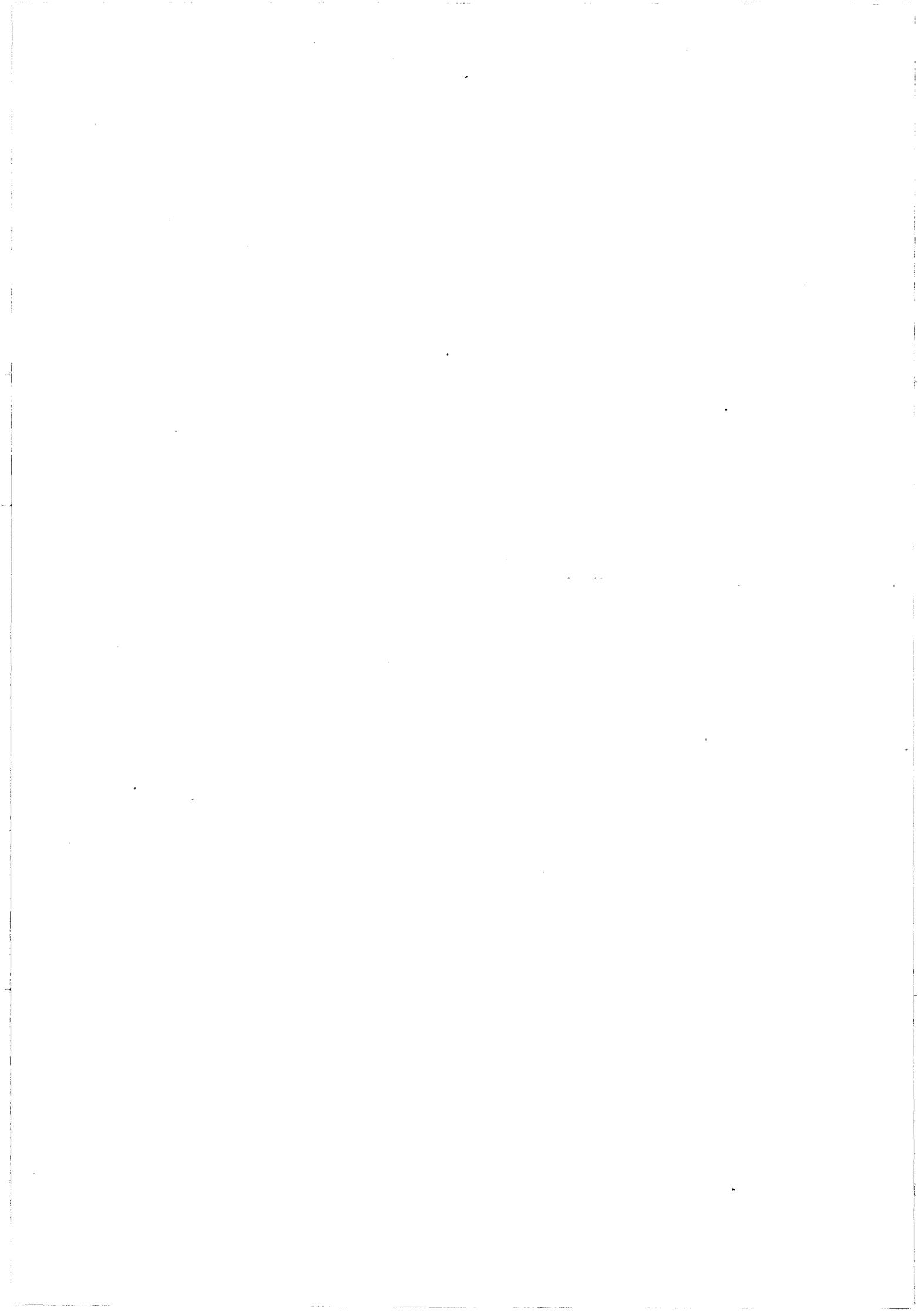
En ce qui concerne les pertes d'insertion, nous venons de montrer que l'adaptation d'impédance permet d'améliorer le bilan de transfert, ce qui conduit à un bilan de la liaison optique de l'ordre de -10 dB à 5,7 GHz dans une bande de 600 MHz.

Nous présentons figure IV.9, la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de la liaison non adaptée, pour deux fréquences du signal microonde (4 GHz et 6 GHz). Nous avons déduit de cette mesure, le point de compression à -1 dB qui correspond à la saturation du signal de sortie. A 6 GHz, le point de compression se situe à -24 dBm et -14 dBm, respectivement pour un courant de polarisation du laser I/I_{th} de 1,5 et 2,2. A titre de comparaison, le point de compression à 4 GHz apparaît pour des puissances de sortie de -22 dBm et -8 dBm, respectivement pour un courant de polarisation du laser I/I_{th} de 1,5 et 2,2.

La dynamique se déduit par la connaissance du point de compression et de celle du niveau de bruit (N en dBm/Hz), que nous avons mesuré en faisant battre le bruit hyperfréquence issu de la liaison, avec un signal issu d'un oscillateur local de façon à recueillir un signal à 30 MHz. Ce dernier représente le niveau de bruit que l'on a pu amplifier avec un minimum de bruit (figure IV.10).

Nous avons obtenu un niveau de bruit de l'ordre de -83 dBm dans une bande de 1 MHz. Il faut noter que cette mesure a été obtenue pour un courant de polarisation du laser $I/I_{th}=1,5$ telle que la fréquence de mesure de 6 GHz se situe en dehors de la résonance du laser. Ceci conduit à une dynamique en sortie de l'ordre de 58 dB.MHz, comme l'indique la figure IV.11. Pour un courant de polarisation du laser $I/I_{th}=2,2$ tel que la fréquence de travail se situe à l'intérieur de la résonance laser, le niveau de bruit augmente considérablement pour atteindre environ -69 dBm. La dynamique se trouve donc dégradée pour cette même fréquence et ne vaut plus que 36 dB.MHz [5].

Le même phénomène a été constaté à la fréquence de 4 GHz. Nous avons relevé une dynamique de 75 dB.MHz pour un courant de polarisation du laser I/I_{th} de 2,2 c'est à dire hors de la résonance (figure IV.12), et une dynamique de 56 dB.MHz pour



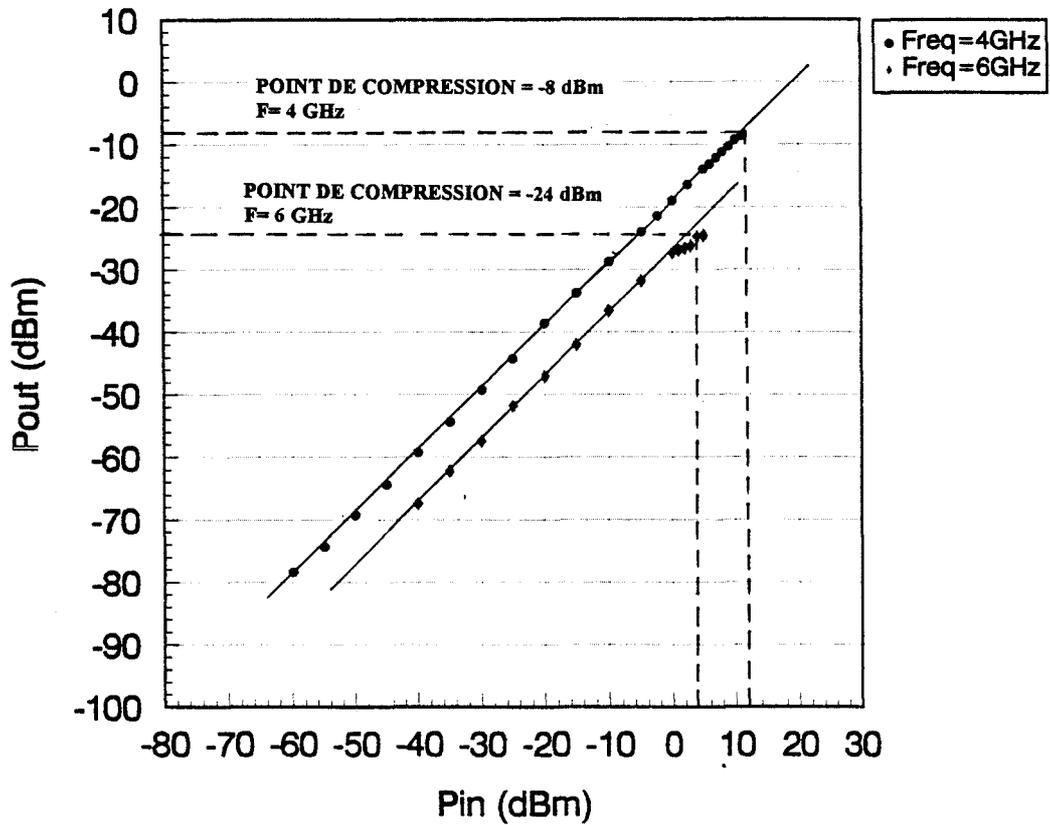


Figure IV.9 : Point de compression à -1dB de la liaison utilisant les composants THOMSON pour $f=4$ GHz ($I/I_{th}=2,2$) et $f=6$ GHz ($I/I_{th}=1,5$).

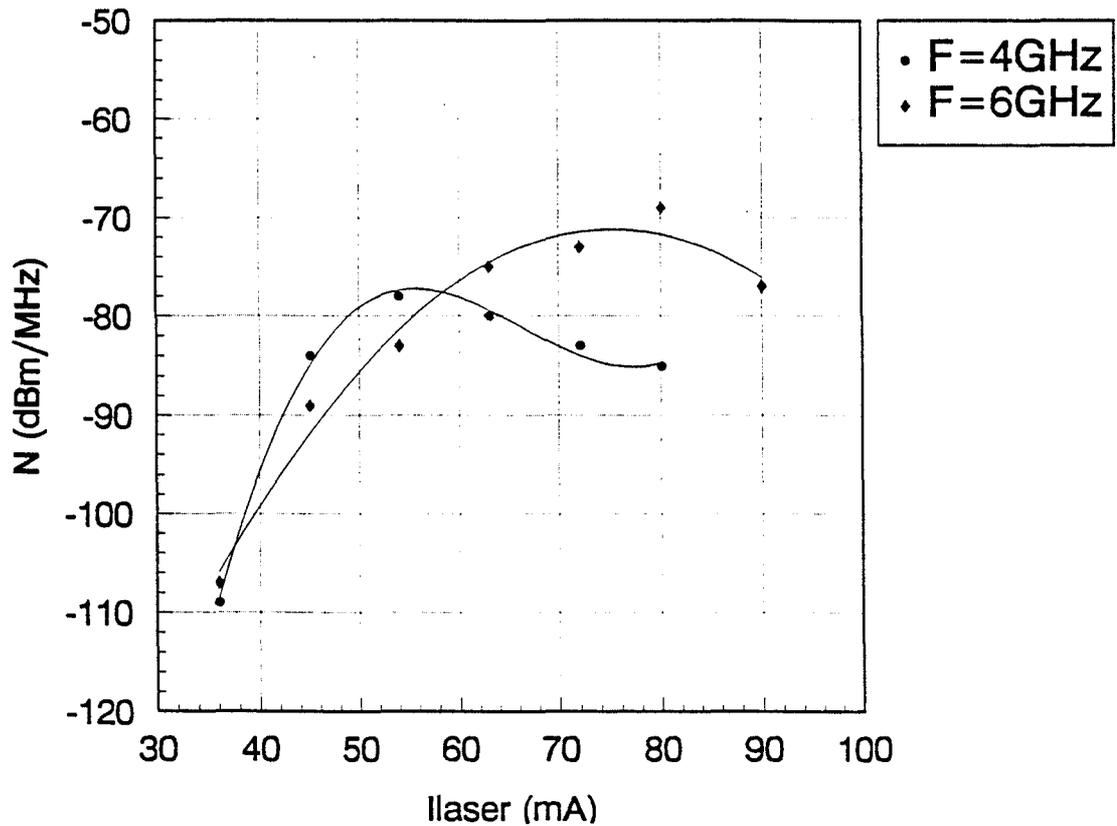


Figure IV.10 : Niveau de bruit de la liaison utilisant les composants THOMSON pour $f=4$ GHz et $f=6$ GHz

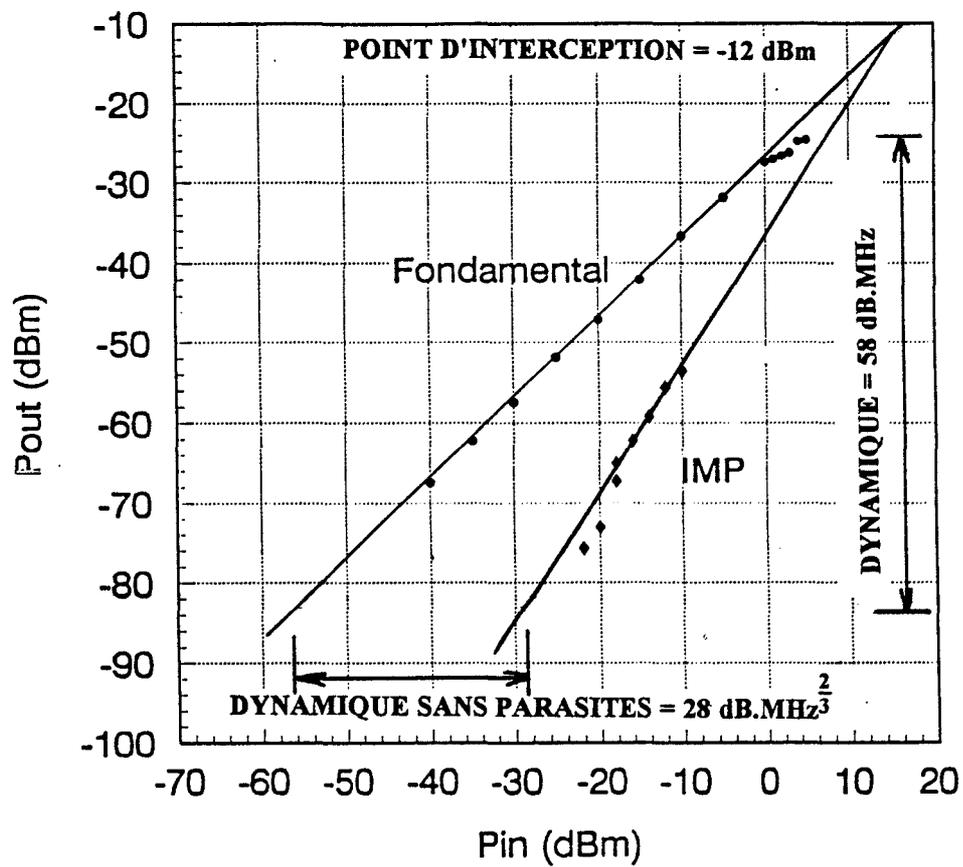


Figure IV.11 : Dynamique et intermodulation d'ordre 3 de la liaison utilisant les composants THOMSON pour $f = 6$ GHz ($I/I_{th} = 1,5$).

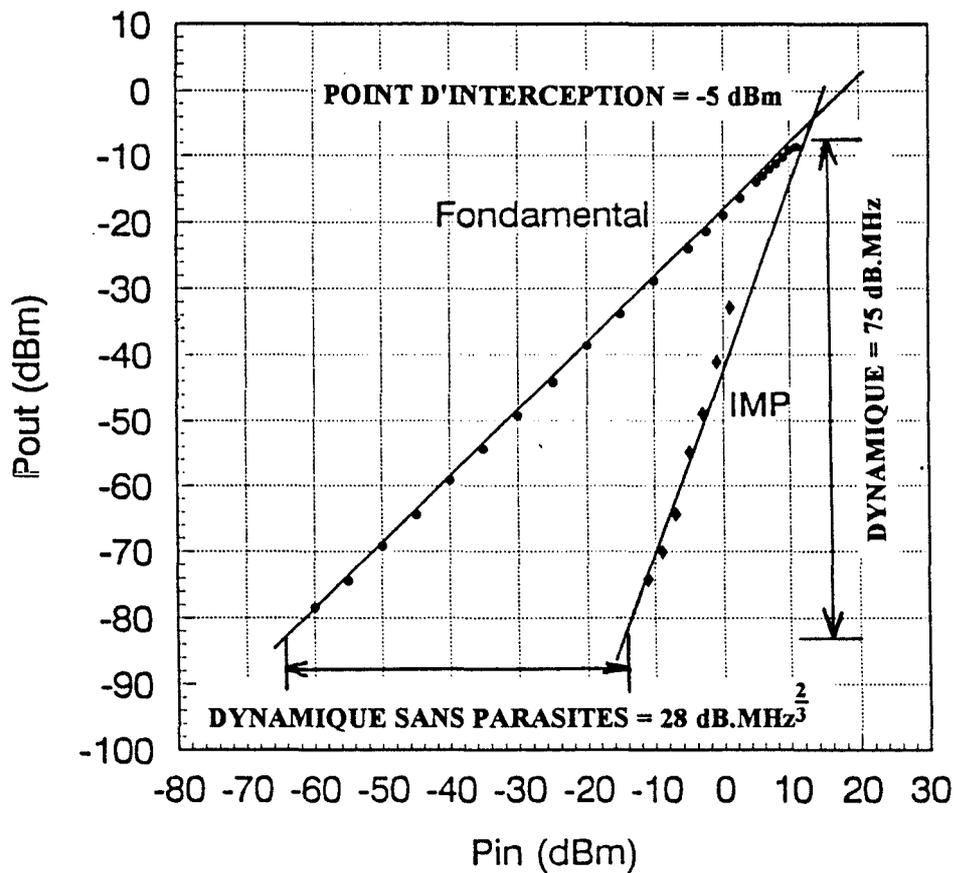


Figure IV.12 : Dynamique et intermodulation d'ordre 3 de la liaison utilisant les composants THOMSON pour $f = 4$ GHz ($I/I_{th} = 2,2$).

un courant de polarisation du laser I/I_{th} de 1,5, c'est à dire dans la résonance du laser. Ce résultat montre qu'il sera utile de choisir la polarisation du laser en fonction du paramètre de la liaison qui semblera le plus utile.

La mesure du produit d'intermodulation a été effectuée à 6 GHz, en injectant dans la liaison deux signaux de fréquence très proche (distants de 200 MHz). On mesure la puissance de sortie des raies en fonction de la puissance d'entrée, pour des fréquences $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$ avec un courant de polarisation du laser I/I_{th} de 1,5 (de façon à être en dehors de la résonance). Nous déduisons de la figure IV.11, le point d'interception qui traduit les phénomènes d'intermodulation dans la liaison optique; il est caractérisé par une puissance de sortie de -12 dBm. Toujours à titre de comparaison, nous avons relevé une point d'interception de -5 dBm à 4 GHz (figure IV.12).

1.2 : Transmission du signal microonde modulé en phase par le signal digital

1.2.1 : La liaison optique avec le modulateur de phase

La liaison optique présentée au paragraphe 1.1.2 est cette fois-ci pourvue d'un modulateur de phase en entrée de la liaison (figure IV.13), dont la fonction est la modulation biphase ($0^\circ - 180^\circ$) d'un signal microonde en bande X. Ce modulateur a été conçu, étudié et décrit en détail par ailleurs [6,7], et nous reprenons ici quelques indications correspondant essentiellement à son principe de fonctionnement et à la façon de l'utiliser.

Le principe du modulateur biphase schématisé figure IV.14.a, est de laisser passer le signal soit par un filtre passe-haut (HPF) qui fournit une avance de phase, soit par un filtre passe-bas (LPF) qui fournit un retard de phase (déphaseur de type LC), à l'aide d'un commutateur cadencé par le signal de modulation. Ce principe permet d'obtenir une structure large bande grâce à l'utilisation d'éléments localisés. Ce composant a été réalisé en intégration monolithique sur GaAs par THOMSON-TCM selon une conception du Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse. L'interrupteur est constitué de deux transistors de type MESFET, qu'il est nécessaire de commander par deux signaux digitaux complémentés. Chaque signal digital commande un transistor permettant la transmission du signal hyperfréquence dans l'un des deux filtres précédemment mentionnés (figure IV.14.b).

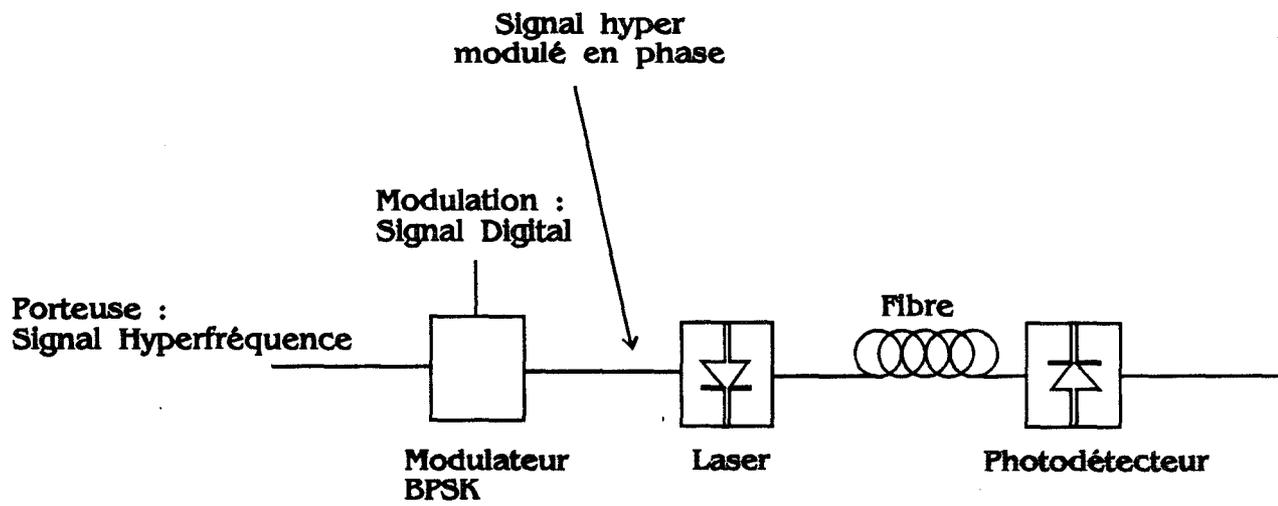
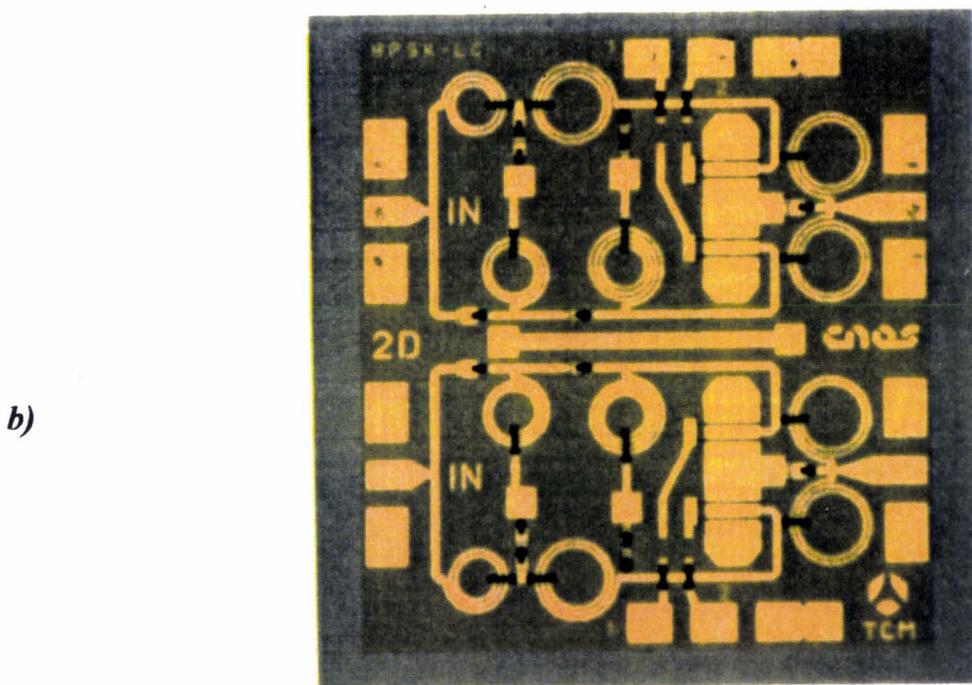
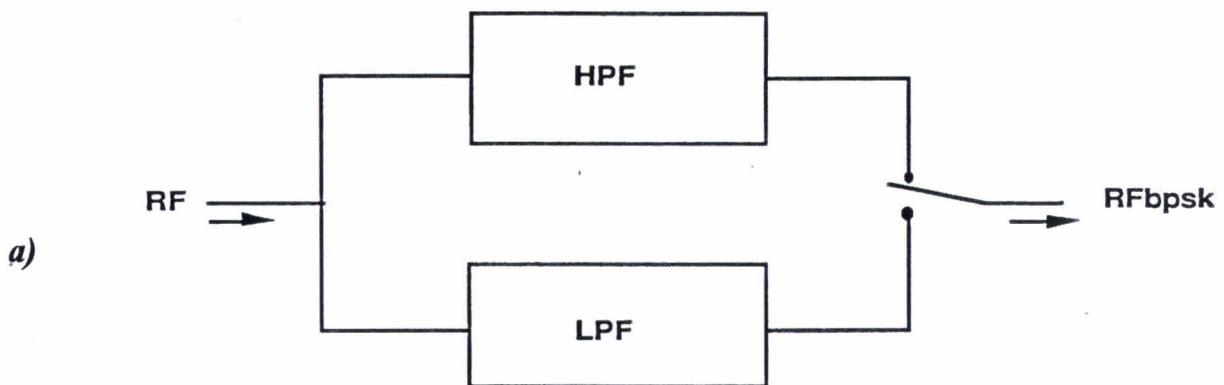
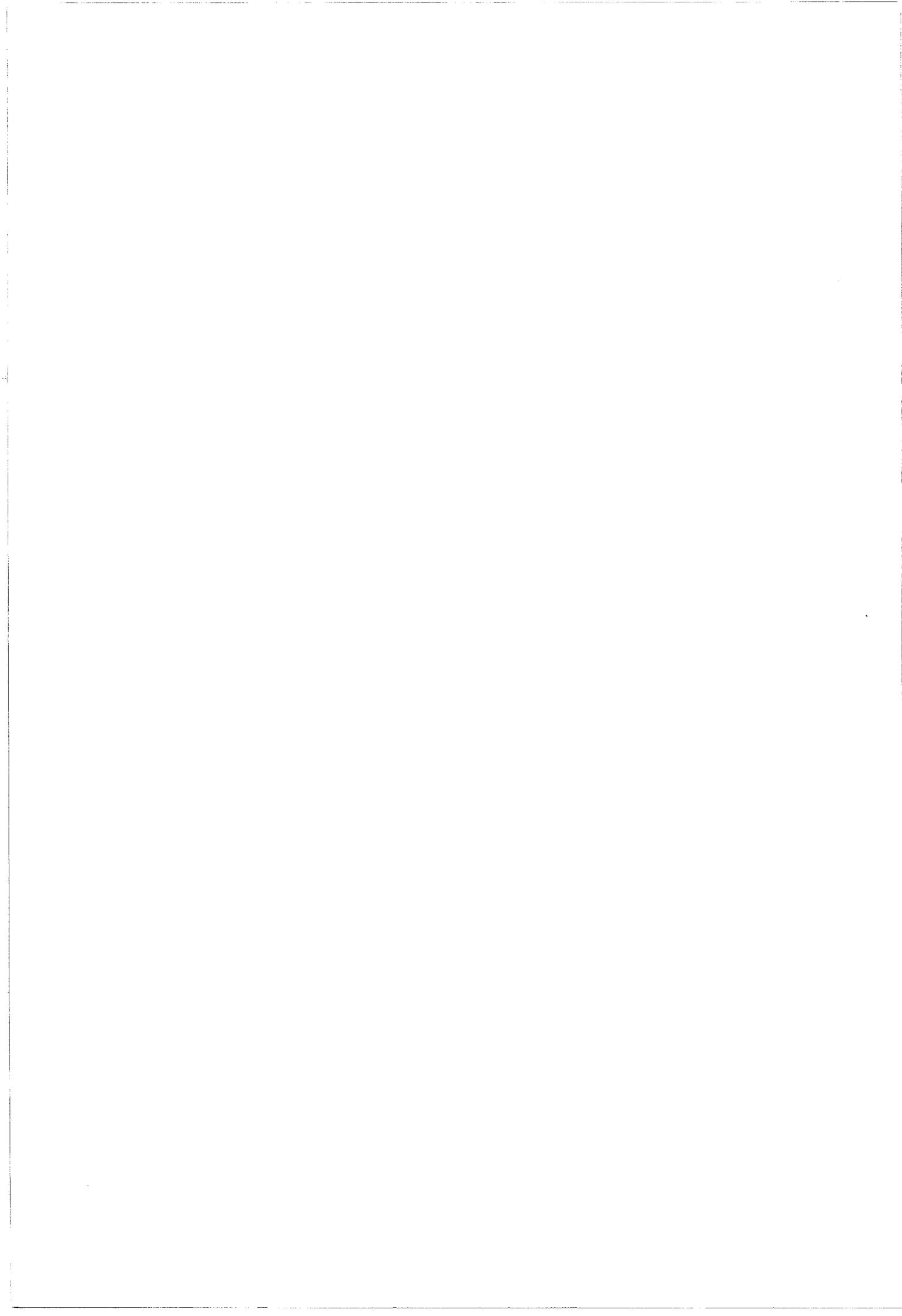


Figure IV-13 : Description de la liaison THOMSON munie du modulateur de phase BPSK



**Figure IV.14 : a) Principe du modulateur de phase BPSK conçu au CNES
 b) Photographie de la puce modulateur de phase BPSK fabriqué
 à THOMSON-TCM**



Pour monter ce modulateur de phase, il a été nécessaire de concevoir et réaliser un boîtier à vocation hyperfréquence possédant à la fois une connectique hyperfréquence et deux entrées pour les signaux digitaux. Nous avons donc été amenés à monter la puce sur un substrat duroid comportant un certain nombre de lignes de transmission hyperfréquence et d'amenée des signaux digitaux. Un soin tout particulier doit être apporté pour la mise à la masse de la puce.

1.2.2 : Caractérisation numérique de la liaison

Comme pour la liaison à 2,2 GHz, nous procédons ici aussi à des caractérisations statiques et dynamiques. Toutes nos caractérisations ont été faites à la fréquence de 6 GHz, qui est un compromis entre la fréquence maximale susceptible d'être transmise par la liaison et qui est encore utilisable pour le modulateur. A titre d'exemple de caractérisation statique, nous avons observé le signal, à une fréquence de 6 GHz, à l'entrée du modulateur de phase et à la sortie de la liaison pour un état de phase fixé. Nous avons constaté que le déphasage de 180° est lié au choix de l'état de phase, modifié par le déphasage propre de la liaison. Ceci est conforme avec les résultats présentés au chapitre III. Du point de vue des caractéristiques dynamiques, nous présentons (figure IV.15) la réponse spectrale en sortie de la liaison pour un signal hyperfréquence à 6 GHz modulé par un signal digital carré d'environ 100 Mbits/s. La comparaison avec le signal en sortie du modulateur montre qu'aucune dégradation n'est perceptible à l'issue de la transmission dans la liaison hyperfréquence, ce qui est accord avec le diagramme de l'oeil obtenu. Tout ceci laisse envisager là aussi une bonne transmission du signal numérique.

2. UNE AUTRE FAÇON D'AUGMENTER LA FREQUENCE : UTILISATION DES NON-LINEARITES POUR LA MULTIPLICATION DE FREQUENCE

2.1 : Rappels sur les non-linéarités

Nous avons déjà vu au chapitre II, que les non linéarités du laser peuvent être génératrices d'harmoniques lors de la transmission du signal analogique hyperfréquence. Cet aspect peut être considéré comme négatif pour le bilan de la transmission hyperfréquence, si l'on ne considère que la porteuse, ou bien si l'on considère les intermodulations possibles pour des transmissions de signaux de

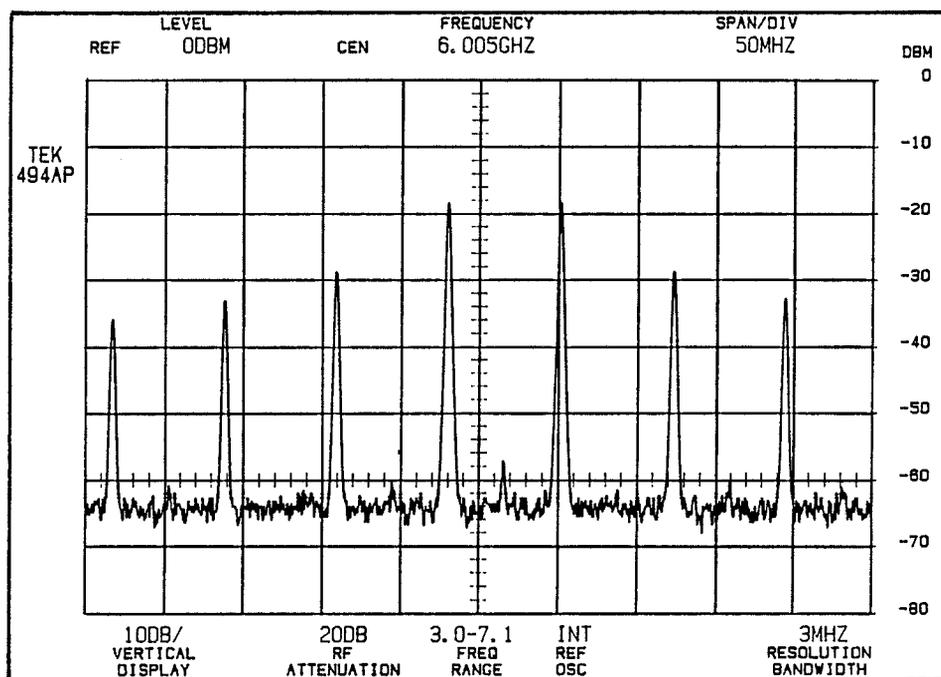


Figure IV.15 : Spectre expérimental du signal hyperfréquence à 6 GHz modulé en phase par un signal digital carré de 100 Mbits/s (Modulation BPSK) (Laser et Photodiode PIN fabriqués au LCR-THOMSON)

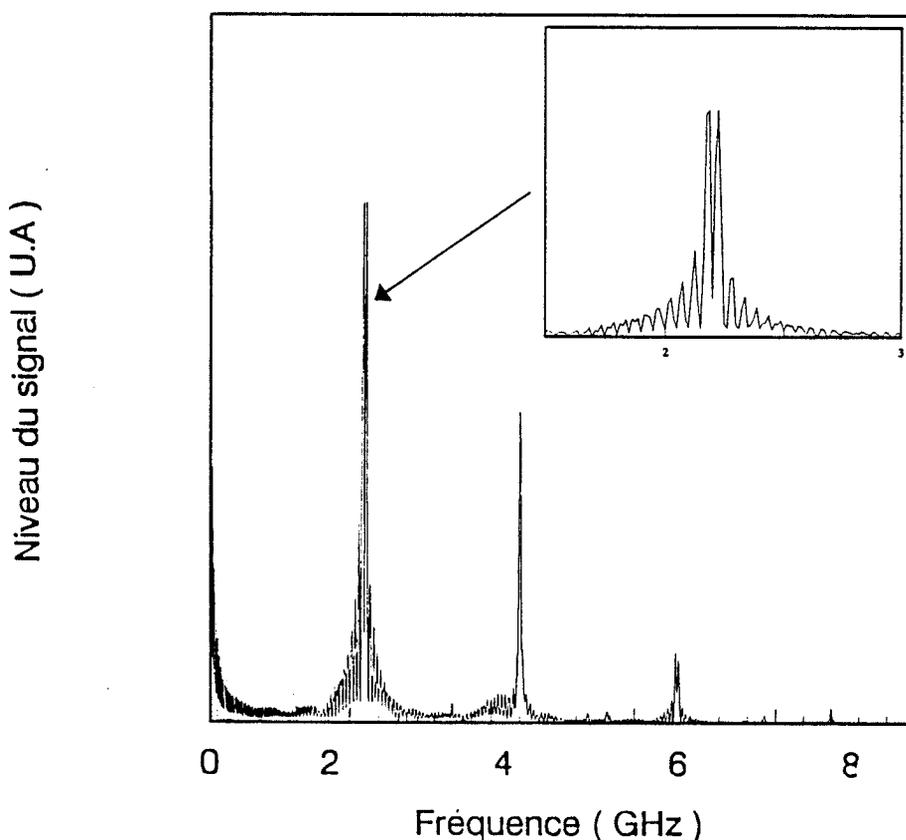


Figure IV.16 : Simulation de la transmission optique d'un signal hyperfréquence ($F=2,2$ GHz) modulé en phase BPSK par un signal digital carré (1010...) de 50 Mbits/s - Distribution spectrale du signal issu de la liaison

fréquence voisines. Dans ce cas, pour éviter que ces non-linéarités dues au laser ne soient trop gênantes, il est nécessaire de fabriquer des lasers à semi-conducteur extrêmement linéaires du point de vue de leurs caractéristiques.

En général, les lasers commerciaux actuels ne sont pas dotés de tels niveaux de linéarité et la plupart du temps, l'on est bien contraint d'envisager des systèmes avec des lasers pourvus de ces non-linéarités.

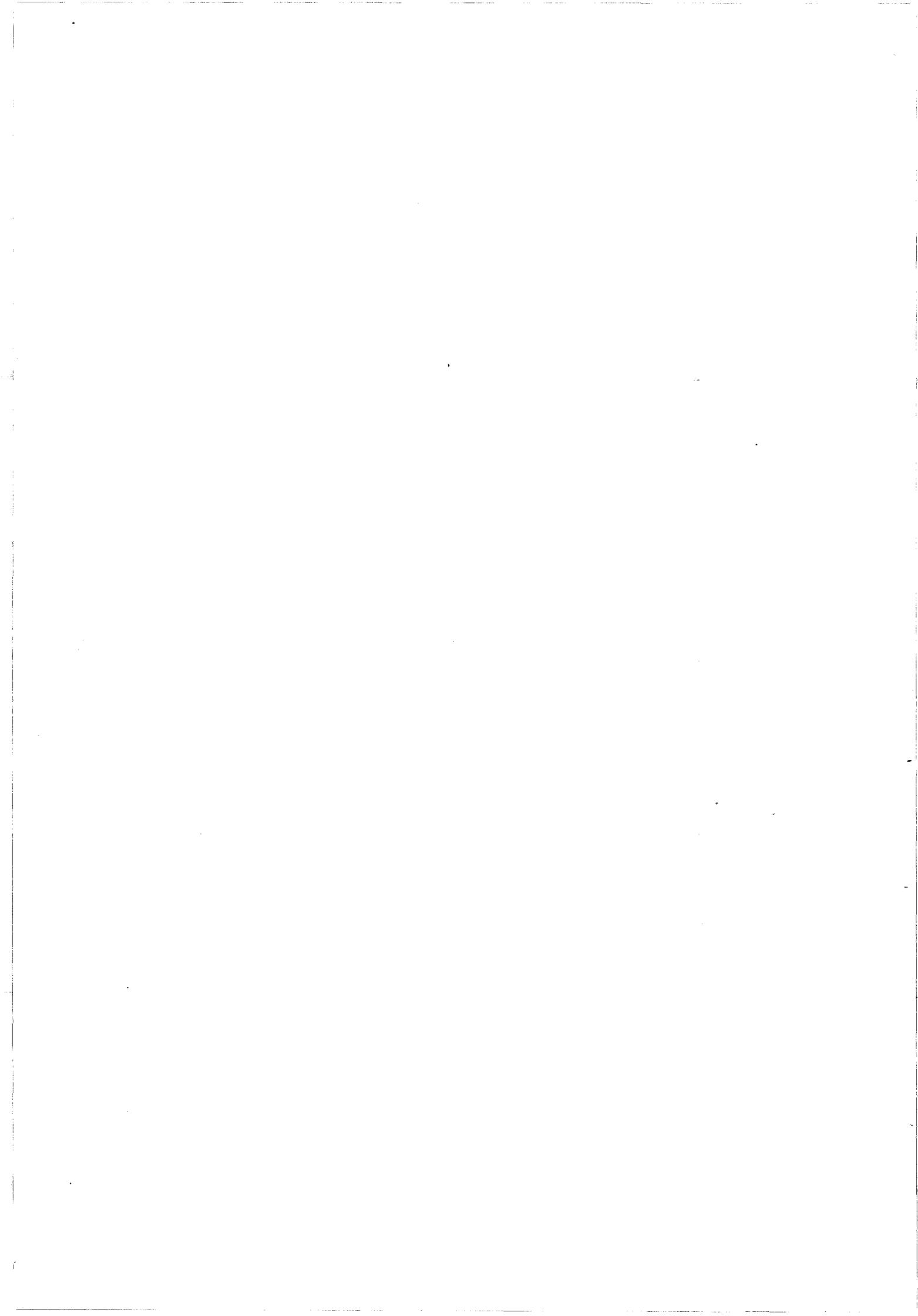
Une idée intéressante pourrait être de tirer partie de ces non-linéarités pour générer en sortie de la liaison hyperfréquence, un signal dont la fréquence est multiple de la fréquence du signal à l'entrée de la liaison [8,9,10]. Cet aspect pourrait peut-être avoir quelques avantages, comme par exemple la possibilité d'émettre des signaux à fréquence plus élevée que ceux susceptibles de moduler le laser (problème lié à la disponibilité des lasers à semi-conducteur à fréquence de coupure élevée). On peut imaginer plusieurs applications à cette propriété :

- * La première serait par exemple d'étendre les transmissions hyperfréquences par voie optique, à des fréquences qui ne sont pas encore accessibles aux lasers à semi-conducteur ($F > 30$ GHz, et plus généralement dans le domaine millimétrique).

- * Un deuxième exemple d'application serait d'obtenir des fréquences relativement élevées (bande X) avec des lasers qui n'ont pas été conçus pour les hyperfréquences, et qui seraient donc bon marché ou dont les caractéristiques de fiabilité seraient bien établies (lasers commerciaux).

- * Un troisième exemple pourrait être d'utiliser des lasers à fréquences de coupure relativement élevées, pour lesquels la fréquence de modulation du laser serait choisie largement inférieure à la fréquence de résonance pour éviter les désavantages créés par la résonance du laser (bruit notamment): Ceci devrait cependant être vérifié puisque rien ne nous laisse prévoir que le rapport signal sur bruit de la liaison à plus haute fréquence sera dégradé de cette façon, si l'on compare au rapport signal sur bruit obtenu avec un laser modulé directement à plus haute fréquence.

- * Un quatrième exemple serait l'utilisation des non-linéarités lors d'une modulation de phase. On sait en effet que pour démoduler un signal modulé en phase, il est nécessaire de disposer en sortie d'un signal en synchronisme avec la porteuse. Nous savons que les propriétés de la modulation de phase sont telles que la porteuse n'apparaît plus dans le signal modulé. Elle réapparaît dans la seconde



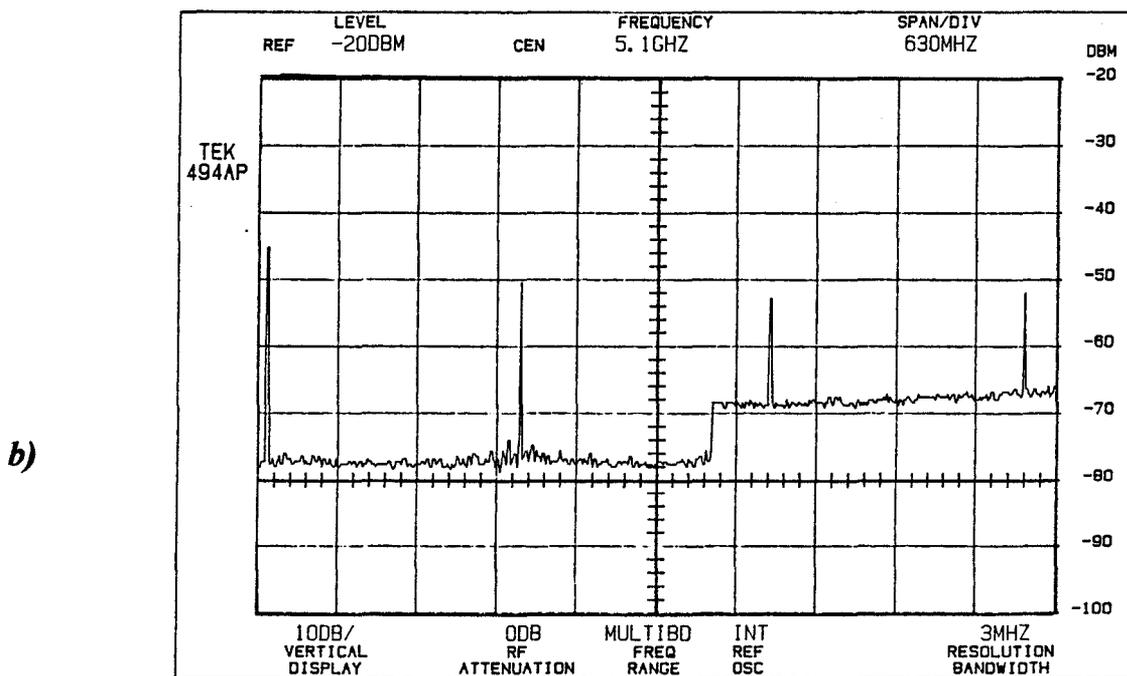
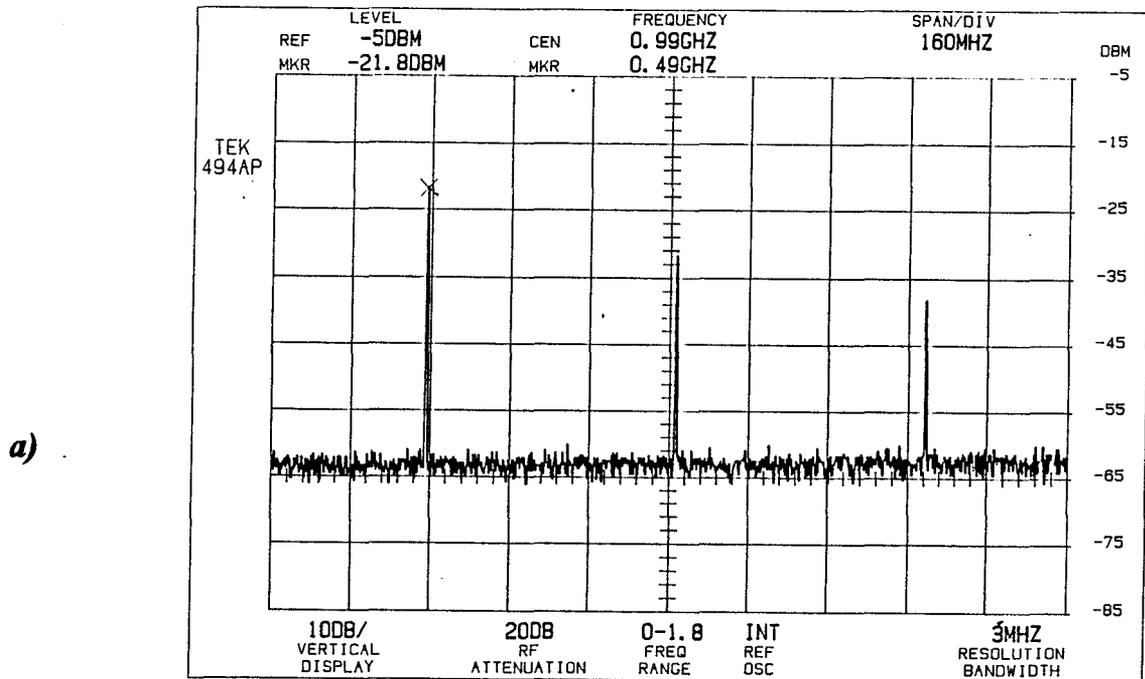


Figure IV.17 : Effet des non-linéarités du laser (STC de type Fabry-Pérot) pour la multiplication de fréquence : Spectre du signal hyperfréquence à $f=0.5$ GHz (a) et $f=2$ GHz (b) (le saut du plancher de bruit est consécutif au changement de la gamme de fréquence utilisée)

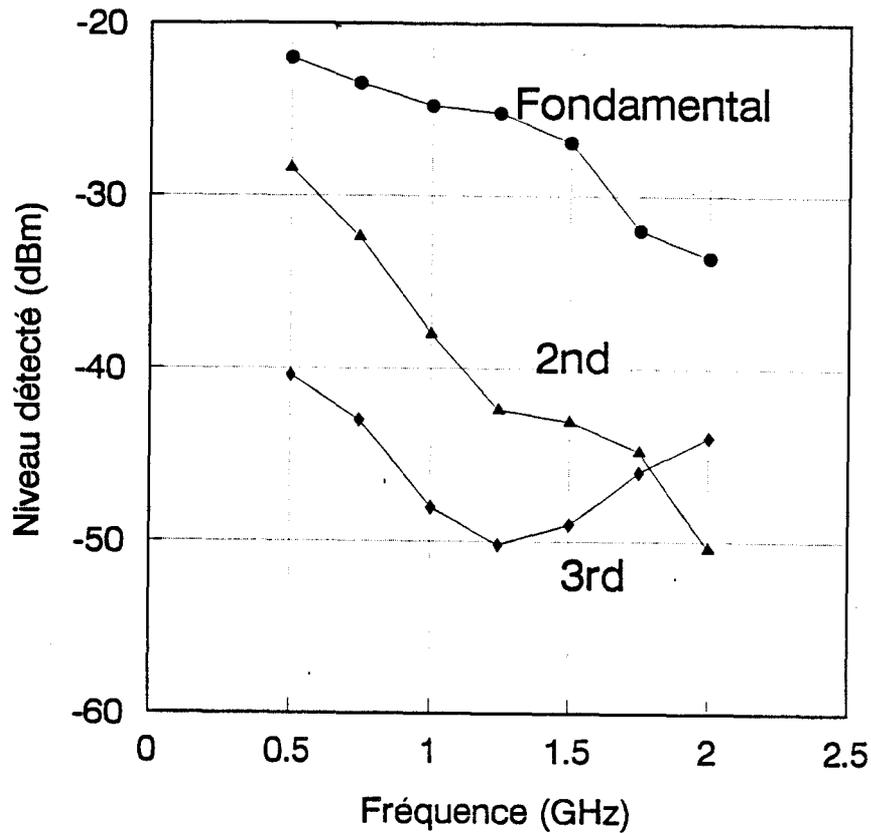


Figure IV.18 : Evolution du niveau des harmoniques avec la fréquence de modulation du laser (laser STC Fabry-Pérot, $I/I_{th}=1,3$).

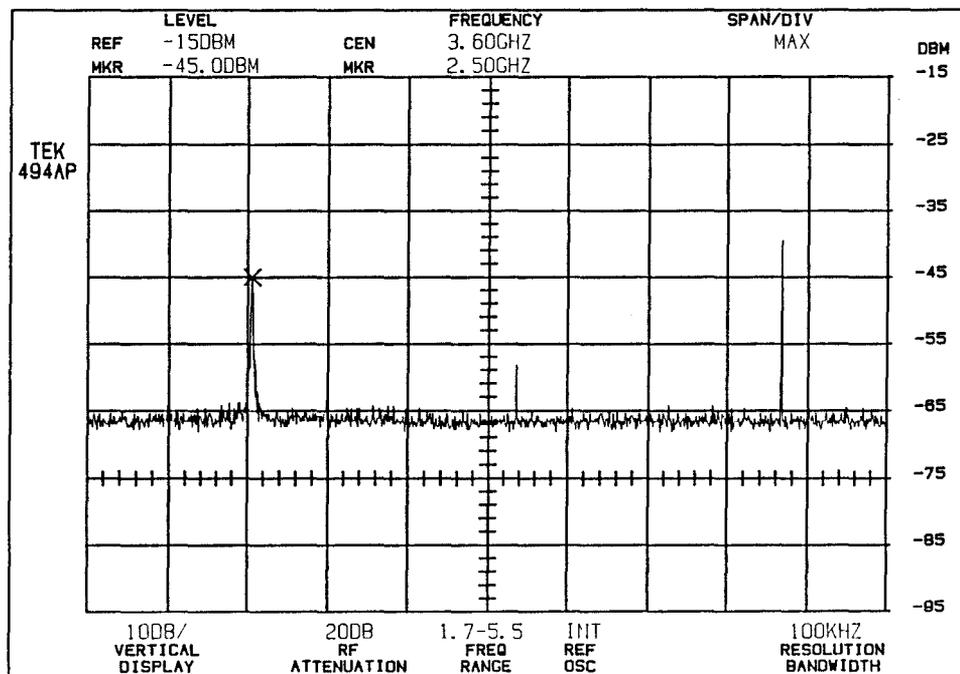


Figure IV.19 : Spectre expérimental du signal hyperfréquence ($F=2,49$ GHz) modulé en phase par un signal digital pseudoaléatoire de 8 Mb/s (Laser STC Fabry-Pérot, $I/I_{th}=2$)

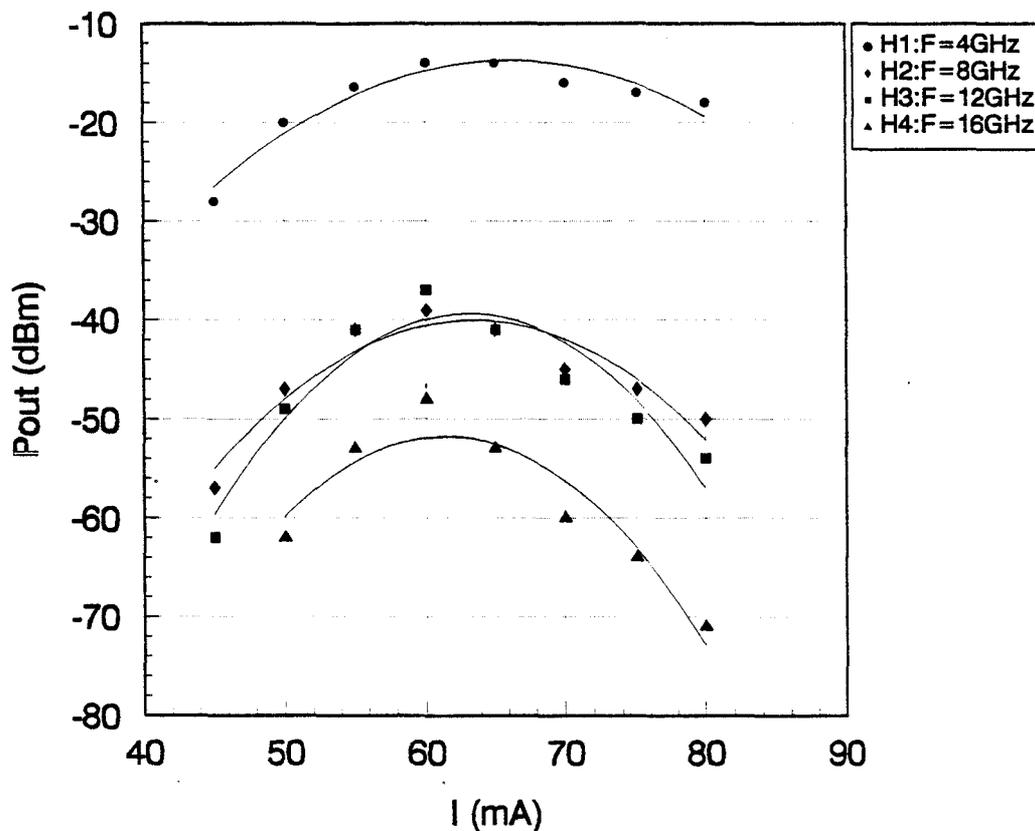
harmonique (pour la modulation BPSK) ou dans la quatrième harmonique (pour la modulation QPSK). On peut donc imaginer utiliser les non-linéarités pour régénérer la porteuse en sortie de la liaison.

Pour illustrer nos propos, nous présentons à nouveau figure IV.16, la distribution spectrale du signal hyperfréquence ($f=2,2$ GHz) modulé en phase par un signal digital carré de 50 Mbits/s. Rappelons que nous avons utilisé la modélisation du laser Fabry-Pérot introduite au chapitre III. Il apparaît nettement que le spectre du signal obtenu à 2,2 GHz (c'est à dire pour le fondamental) est démuné de la porteuse hyperfréquence; par contre, la seconde harmonique n'est constituée uniquement que d'une seule raie à la fréquence double (soit 4,4 GHz).

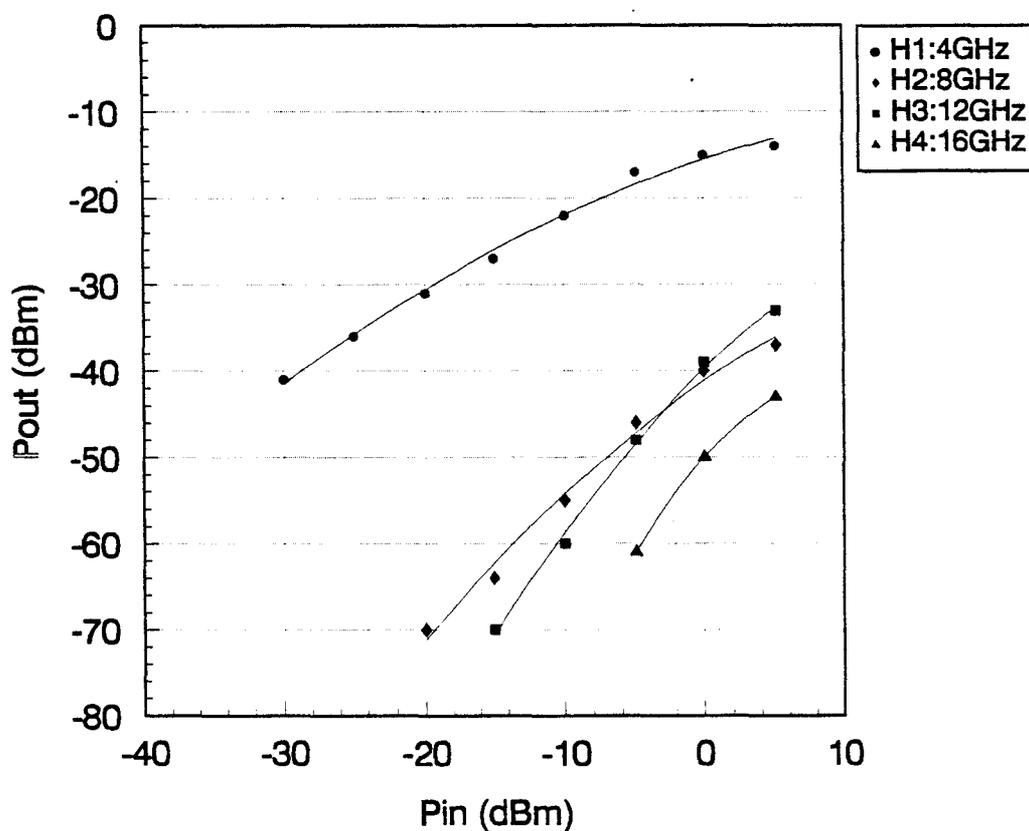
2.2 : Vérifications expérimentales

Une confirmation expérimentale nous paraît indispensable. C'est pourquoi, une première série d'expériences a consisté à mesurer sur analyseur de spectre, l'intensité du fondamental et des harmoniques en sortie de la liaison opto-hyperfréquence munie d'un laser Fabry-Pérot à 2,2 GHz, pour un signal hyperfréquence non modulé. A titre d'exemple, nous donnons figure IV.17.a un résultat typique obtenu pour un signal à la fréquence de 0,5 GHz, pour le laser Fabry-Pérot pour un courant de polarisation $I/I_{th} = 1,3$. Le spectre est pourvu du fondamental à 0,5 GHz mais également de raies harmoniques assez intenses (2^e et 3^e harmoniques dans le cas du relevé présenté). Nous avons relevé figure IV.17.b, l'intensité du fondamental et des harmoniques en sortie de la liaison pour un signal d'entrée à 2 GHz; ceux-ci témoignent de la richesse en harmonique de la liaison. Bien que le photodétecteur ait une fréquence de coupure prévue environ à 3 GHz, on constate l'existence de raies harmoniques jusqu'à des fréquences de 8 GHz. Ceci montre de façon nette, la présence de ces harmoniques à fréquence beaucoup plus élevées que la fréquence du signal d'entrée. Nous avons ensuite effectué la mesure de l'intensité du fondamental et des harmoniques 2 et 3 en fonction de la fréquence entre 0,5 GHz et 2 GHz, pour une polarisation du laser fixe. Les résultats sont présentés figure IV.18. On constate que l'écart entre le fondamental et les harmoniques est toujours du même ordre de grandeur pour les fréquences inférieures à 1,5 GHz. Pour les fréquences élevées, la modification du comportement, à savoir l'augmentation relative de la raie harmonique d'ordre 3, pourrait s'expliquer par la proximité de la résonance du laser.

LIAISON THOMSON $P_{in} = 0 \text{ dBm}$



a)



b)

Figure IV.20 : Effet des non-linéarités du laser THOMSON pour la multiplication de fréquence : Evolution du niveau des harmoniques en fonction du courant de polarisation (a) et de la puissance hyperfréquence d'entrée à 4 GHz pour $I/I_{th} = 1,5$ (b)

L'étude expérimentale de la liaison réalisée avec un signal hyperfréquence à 2,49 GHz modulé en phase par un signal digital pseudoaléatoire 8 Mbits/s, montre le spectre du signal digital identique au spectre obtenu en bande de base mais transposé à la fréquence porteuse. Cet aspect a déjà été discuté au chapitre III et nous rappelons simplement que ce spectre ne contient pas la porteuse à 2,49 GHz. Au contraire, à la fréquence double (environ 5 GHz) on voit apparaître, comme prévu sur la figure IV.19, une raie pure qui correspond à la seconde harmonique de la porteuse. Le signal qui apparaît à 3,75 GHz est un signal parasite qu'il n'y a pas lieu de prendre en compte dans nos interprétations.

Le principe des non-linéarités a été vérifié à fréquence plus élevée avec la liaison utilisant des composants fournis par le LCR-THOMSON, pour un signal hyperfréquence non modulé ($f=4$ GHz). Nous avons pu observer ici aussi l'existence d'harmoniques, dont l'intensité augmente lorsqu'on s'approche de la fréquence de résonance du laser. L'évolution du niveau des harmoniques en fonction du courant de polarisation est présentée figure IV.20.a; un maximum du niveau détecté en sortie est donnée pour I/I_{th} égal à 1,5 (à la résonance). La figure IV.20.b montre que le niveau des harmoniques en sortie augmente avec la puissance hyperfréquence d'entrée.

3. MODULATEUR DE PHASE TOUT-OPTIQUE A L'AIDE D'UN COMMUTATEUR OPTIQUE.

3.1 : Principe

Le troisième prolongement possible de ce travail est l'idée d'utiliser un commutateur optique, pour réaliser la fonction modulateur de phase (BPSK) du signal hyperfréquence. Le principe du modulateur consiste à utiliser un commutateur optique placé dans le trajet optique de la liaison par fibre optique. L'entrée du commutateur est couplée à la fibre en sortie du laser à semi-conducteur. Les deux sorties du commutateur sont couplées à deux fibres optiques de longueurs différentes (l_1 et l_2). La différence entre les deux longueurs permet de réaliser le déphasage hyperfréquence de 180° . Ces deux fibres sont ensuite couplées à la liaison fibrée vers le détecteur par l'intermédiaire d'un coupleur. La figure IV.21 donne le schéma de principe de cette méthode de modulation. Le signal digital commande le commutateur spatial, et selon l'état du signal digital, le signal optique sort du commutateur par l'une ou l'autre des

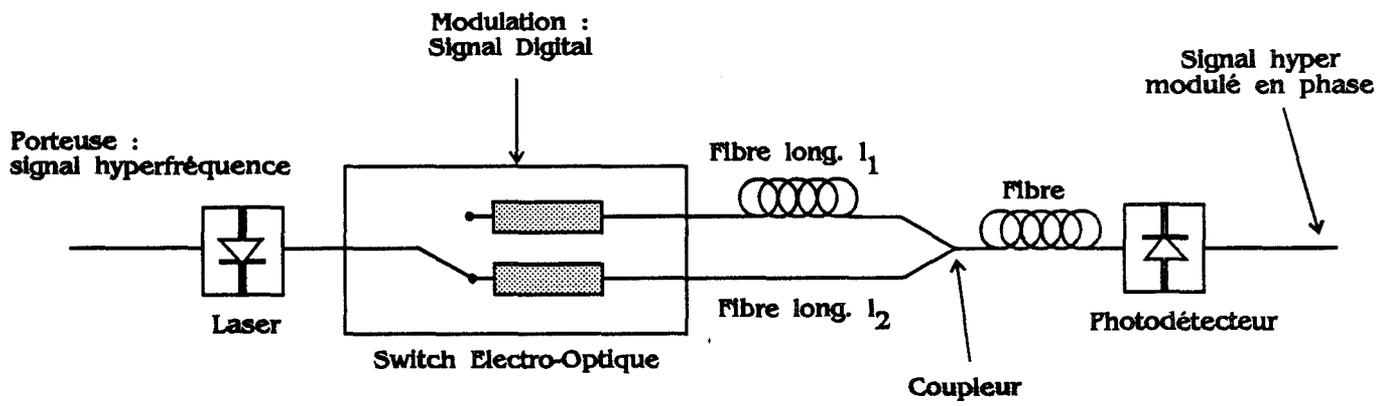


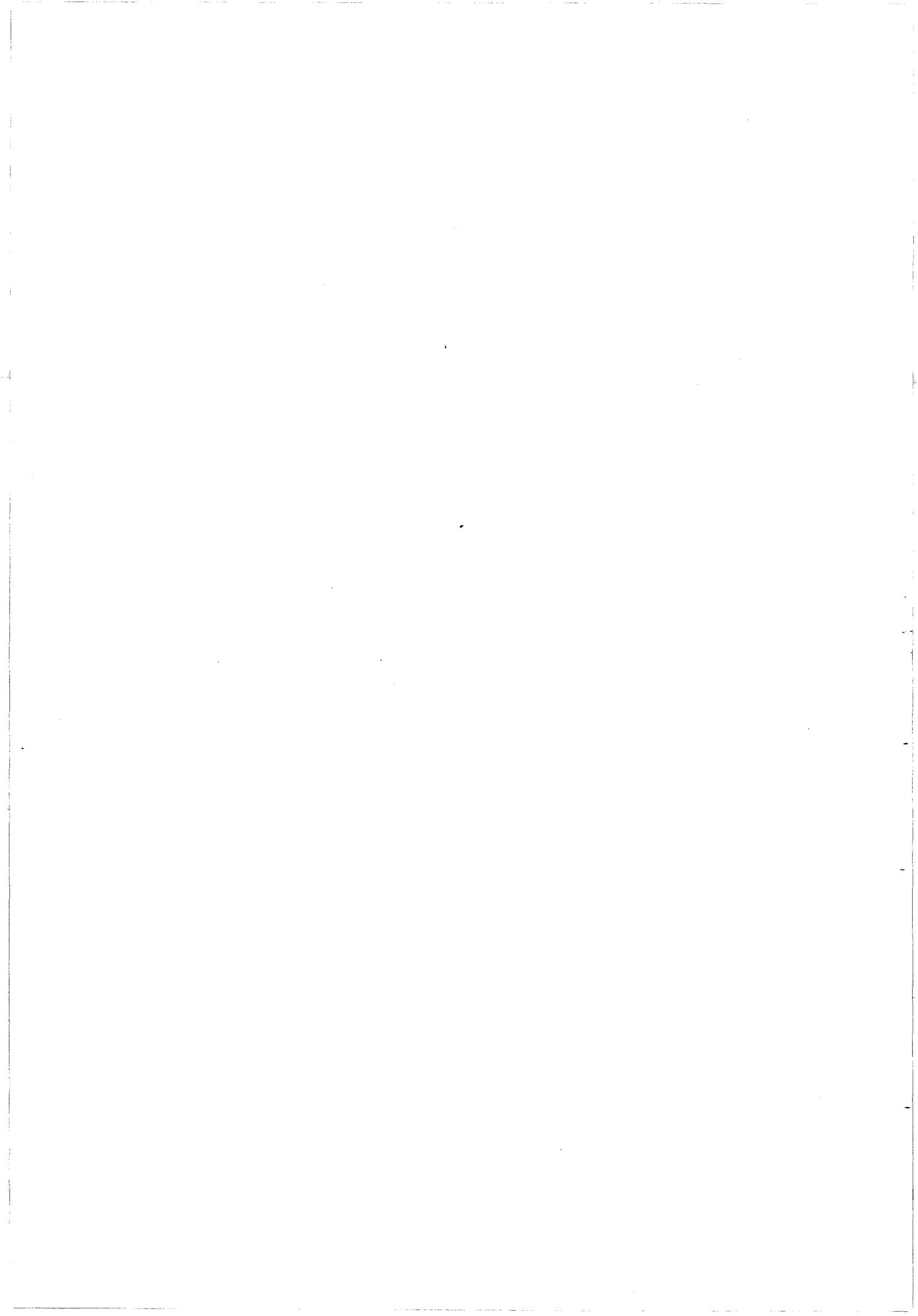
Figure IV-21 : Principe d'un modulateur de phase tout-optique

deux sorties. Dans ces conditions, selon l'état du signal digital, tout se passe comme si la liaison optique avait deux longueurs de fibre l_1 et l_2 , dont la différence correspond au déphasage de 180° .

Tout ceci ne constitue pour le moment qu'une proposition; pour réaliser l'expérience qui permettrait de vérifier cette hypothèse, il est nécessaire de disposer d'un commutateur optique. Nous n'avons pas pu pour le moment nous procurer un tel composant, malgré différents contacts avec des laboratoires extérieurs. Nous avons même songé à fabriquer un tel dispositif dans la filière GaAs/GaAlAs selon une conception la plus classique possible [11,12,13]. Cette étude est par ailleurs en cours dans le laboratoire, pour mettre au point un composant de ce type. Cette façon de procéder pourrait avoir l'avantage de permettre de fonctionner avec des signaux hyperfréquences dont la puissance n'est pas forcément élevée. En effet, rappelons que le modulateur du CNES fonctionnant à 2,49 GHz nécessite une puissance hyperfréquence assez importante (puissance hyperfréquence injectée à l'entrée du modulateur de l'ordre de +5 dBm); de même, les modulateurs bande X conçus au CNES sont prévus pour une utilisation à une puissance hyperfréquence de +3 dBm. Il est clair qu'avec de tels niveaux hyperfréquences, on risque un fort comportement non-linéaire du laser. Par la méthode que nous proposons, nous pourrions y remédier et permettre d'utiliser des signaux hyperfréquences de niveaux même faibles.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques prolongements possibles de cette étude. Ils ont surtout consisté à une augmentation de la fréquence du signal microonde transmis dans la liaison optique. Ceci a été réalisé grâce à des composants du LCR-THOMSON non fibrés, fabriqués dans le cadre d'une étude sur l'intégration monolithique des circuits réactifs avec le composant optoélectronique. Ceci a été démontré à 6 GHz, et c'est essentiellement dans cette bande de fréquence que nous avons fait nos expériences, le signal transmis étant modulé ou non. Nous avons également envisagé l'utilisation des non-linéarités pour augmenter la fréquence du signal de sortie et nous avons effectivement montré l'importance non négligeable des harmoniques, celles-ci dépendant fortement du point de polarisation du laser. Enfin, nous avons proposé une nouvelle méthode fondée sur l'utilisation d'un commutateur optique pour moduler en phase le signal hyperfréquence.



BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV

- [1] S. MARICOT, J.P. VILCOT, D. DECOSTER, J.C. RENAUD, D. RONDI, P. HIRTZ, R. BLONDEAU and B. de CREMOUX : *"Monolithic integration of optoelectronic devices with reactive matching networks for microwave application"*. IEEE Photonics Technology Letter, Vol 4, n°11, (November 1992)
- [2] S. MARICOT : *"Transmission d'un signal analogique par voie optique : etude et réalisation de circuits intégrés opto-hyperfréquences"*. Thèse de doctorat. Lille (1992).
- [3] R. BLONDEAU, D. RONDI, M. KRAKOWSKI, G. GLASTRE, G. VILAIN : *"New laser structure on semi-insulating substrate, grown by MOCVD, for high speed operation"*. Electronics Letters, vol.26, n° 7 (1990).
- [4] R. BLONDEAU, D. RONDI, M. KRAKOWSKI, G. GLASTRE, G. VILAIN : *"Nouvelles structure pour lasers hyperfréquences sur substrat semi-isolant"*. Journées Nationales III-V, Aussois (1990).
- [5] A.S. DARYOUSH, R. SAEDI, N. SMANT, P.R. HERCZFELD and M. BELAGA : *"Fiber optic fed C-band active phased array antennas"*. IEEE MTT-S Digest, pp. 437-440 (1992).
- [6] A. PRIMEROSE, J. GRAFFEUIL, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN, J.C. LALAURIE, J. LARROQUE : *"High bit rate phase MMIC remodulation demodulator and modulator"*, GaAs'92 ESA/ESTEC Symposium Noordwijk-The NEDERLAND (1992).
- [7] A. PRIMEROSE " *Conception et integration monolithique de modulateurs et démodulateurs quadriphase haut débit en bande X*". Thèse de doctorat. Toulouse (1992)
- [8] L. GOLDBERG, .D. ESMAN and K.J. WILLIAMS : *" Optical techniques for microwave, transmission and control "*. IEEE MTT-S Digest, pp.229-232 (1990)
- [9] H. OGAWA, Y. KAMIYA : *" Fiber optic microwave transmission using harmonic laser mixing, optoelectronic mixing and optically pumped mixing"*. IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques, vol. 39, n° 12, pp. 2045-2051 (December 1991).

- [10] H. OGAWA, H. KAMITSUNA : "*fiber optic microwave using balanced laser harmonic generation, and balanced cancellation laser mixing*". IEEE MTT-S Digest, pp.559-562, (1992)
- [11] A. CARENCO, L. MENIGAUX and Ph. DELPECH : "*Multiwavelength GaAs rib waveguide directional-coupler switch with "stepped $\Delta\beta$ schottky electrodes*". Journal of Applied Physics, 50(8), pp.5139-5141 (August 1979)
- [12] A. CARENCO, L. MENIGAUX : "*Optical bistability using a directional coupler and a detector monolithically integrated in GaAs*". Journal of Applied Physics, 37(10), pp.880-882 (November 1980)
- [13] H. INOUE, K. HIMURA, K. ISHIDA, H. SATO and H. MATSUMURA : "*Switching characteristics of GaAs directional coupler*". Applied Optics, vol. 25, n°9, pp.1484-1490 (May 1986)

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION

La majeure partie de ce travail a été consacrée à l'étude, la plus exhaustive possible, de la transmission d'un signal hyperfréquence par une liaison optique. L'application de cette étude est de démontrer les possibilités en transport microonde d'une telle liaison, et ceci plus particulièrement dans le cadre des interconnexions existant entre l'antenne active et le corps d'un satellite.

Nous avons tout d'abord étudié le comportement microonde d'une liaison réalisée à l'aide de composants optoélectroniques commerciaux fibrés et utilisant la modulation directe de l'émetteur. Les performances de ces composants commerciaux limitant la bande passante à environ 3 GHz, notre démonstrateur a été réalisé autour d'une fréquence centrale de 2,2 GHz. L'adaptation d'impédance des composants optoélectroniques a été étudiée et réalisée afin d'augmenter le bilan de liaison. Cette adaptation améliore le transfert en puissance de la chaîne de transmission optique de l'ordre de 7 dB, dans une bande de 400 MHz autour de 2,2 GHz (20%). Ces composants commerciaux étant fibrés et encapsulés, les circuits ont été fabriqués en technologie hybride à éléments répartis. La caractérisation hyperfréquence a été menée aussi bien pour les dispositifs adaptés que non adaptés. De plus, deux types d'émetteur ont été utilisés (de type Fabry-Pérot et DFB), afin de comparer leur comportement en modulation microonde.

A titre d'exemple, nous avons obtenu le résultat suivant : la liaison comportant un émetteur Fabry-Pérot a montré les caractéristiques suivantes:

- bilan de la liaison non adaptée : -16 dB
- bilan de la liaison adaptée : -9 dB

Pour la liaison adaptée :

- pertes d'insertion : -9 dB
- point de compression : -15 dBm
- point d'interception d'ordre 3 : -5 dBm
- dynamique : 65 dB.MHz₂
- dynamique "sans parasites" : 40 dB.MHz³

L'étude du transport d'un signal microonde modulé a ensuite été entreprise. Après avoir comparé les divers types de modulation (amplitude, fréquence et phase) à l'aide d'un logiciel développé au laboratoire [1], et qui montre la supériorité de la modulation de phase, nous nous sommes plus particulièrement attaché à analyser le comportement de la liaison, pour un signal hyperfréquence modulé en phase (BPSK) par un signal digital. Les principaux paramètres expérimentaux caractéristiques (plots de phase, réponses temporelle et spectrale, ...) ont montré qu'aucune dégradation significative n'était apportée par le transport optique.

Nous terminons par quelques exemples de prolongements de cette étude, et en particulier ceux liés à l'utilisation de signaux microondes de fréquence plus élevée. Une première démonstration a été réalisée sur une liaison utilisant des composants de laboratoire (THOMSON-LCR). Ces composants sont issus d'une étude [2] dont l'objectif a été la réalisation en intégration monolithique des circuits réactifs d'adaptation prévus pour un fonctionnement à 6 GHz. C'est donc dans cette bande de fréquence que nous avons réalisé la plupart de nos mesures. Nous avons là aussi effectué une caractérisation la plus exhaustive possible (pertes d'insertion, point de compression, dynamique, intermodulation). C'est ainsi que l'amélioration liée à l'adaptation a été mesurée de l'ordre de 11,4 dB (dont 4 dB pour l'émetteur) à la fréquence de 5,7 GHz et ceci dans une bande passante de 600 MHz.

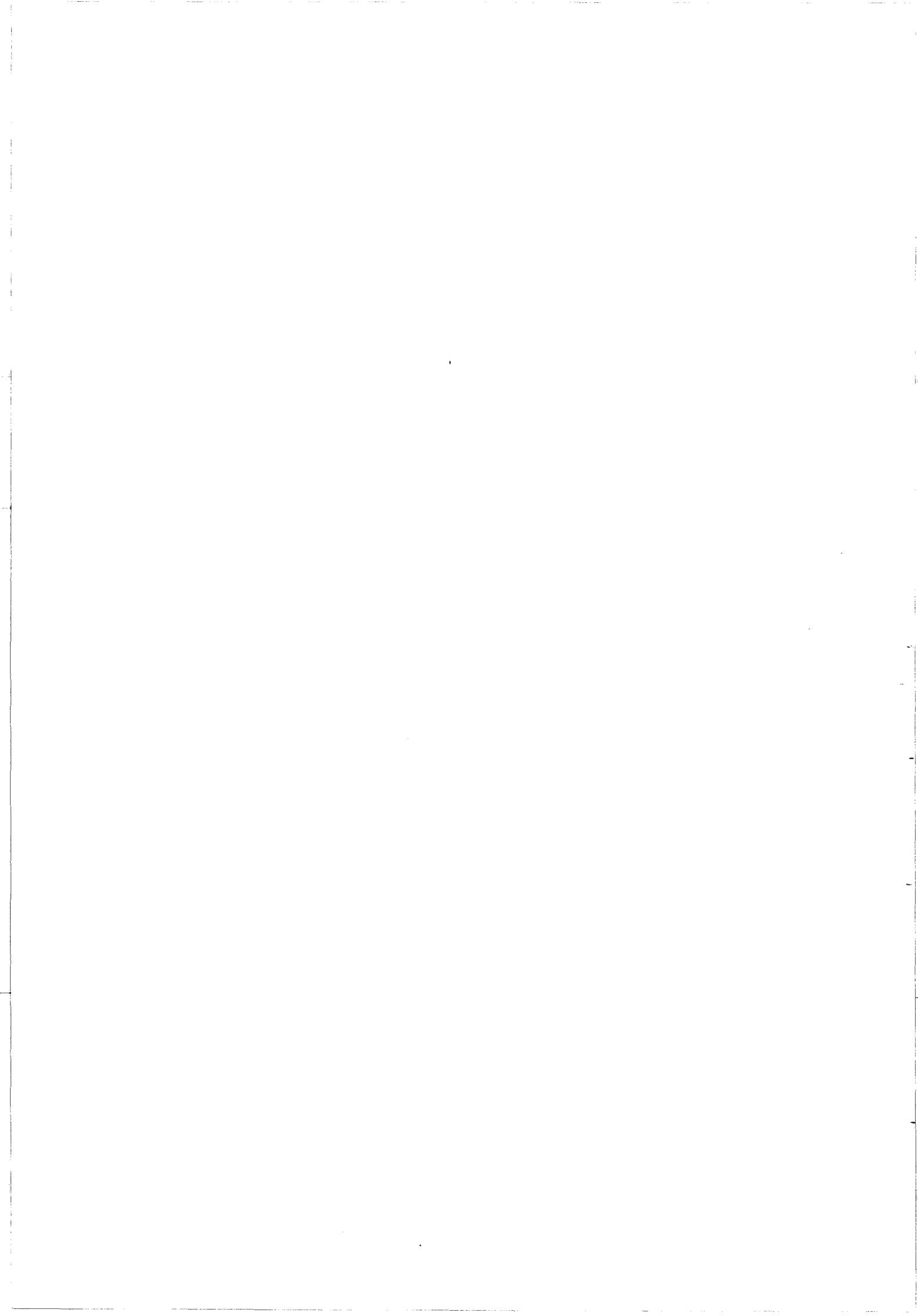
Le modèle précédent [1] a montré la génération par la diode laser, de nombreuses raies microondes harmoniques. Nous avons expérimentalement confirmé l'existence de ces raies harmoniques dont l'amplitude peut ne pas être négligeable, sous certaines conditions, et utiliser ainsi la liaison opto-microonde en générateur d'harmoniques.

Nous proposons enfin l'idée d'un modulateur de phase tout-optique permettant de réaliser la modulation BPSK du signal microonde.

D'une manière générale, les résultats de ce travail permettent d'envisager avec assurance l'utilisation des liaisons à fibre optique pour le transport hyperfréquence. Leur utilisation dans les systèmes satellisables est néanmoins conditionnée par la qualification spatiale des composants optoélectroniques, ce qui est, à l'heure actuelle, en cours.

BIBLIOGRAPHIE DE LA CONCLUSION GENERALE

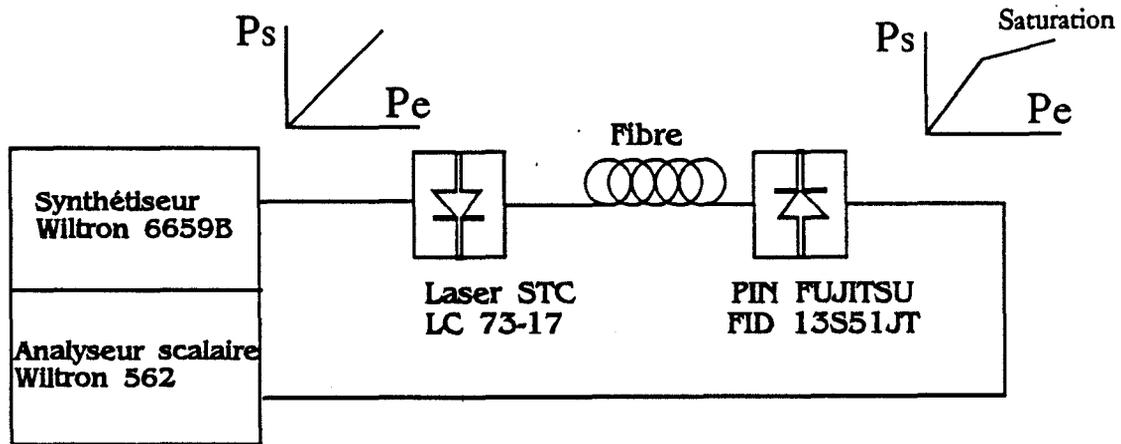
- [1] H. ELKADI, J.P. VILCOT, S. MARICOT, D. DECOSTER : "*Microwave circuit modeling for semiconductor lasers under large and small signal conditions*". Microwave and Optical Technology Letters, vol. 3, n°. 11 (1990).
- [2] S. MARICOT : "*Transmission d'un signal analogique par voie optique : etude et réalisation de circuits intégrés opto-hyperfréquences*". Thèse de doctorat. Lille (1992).



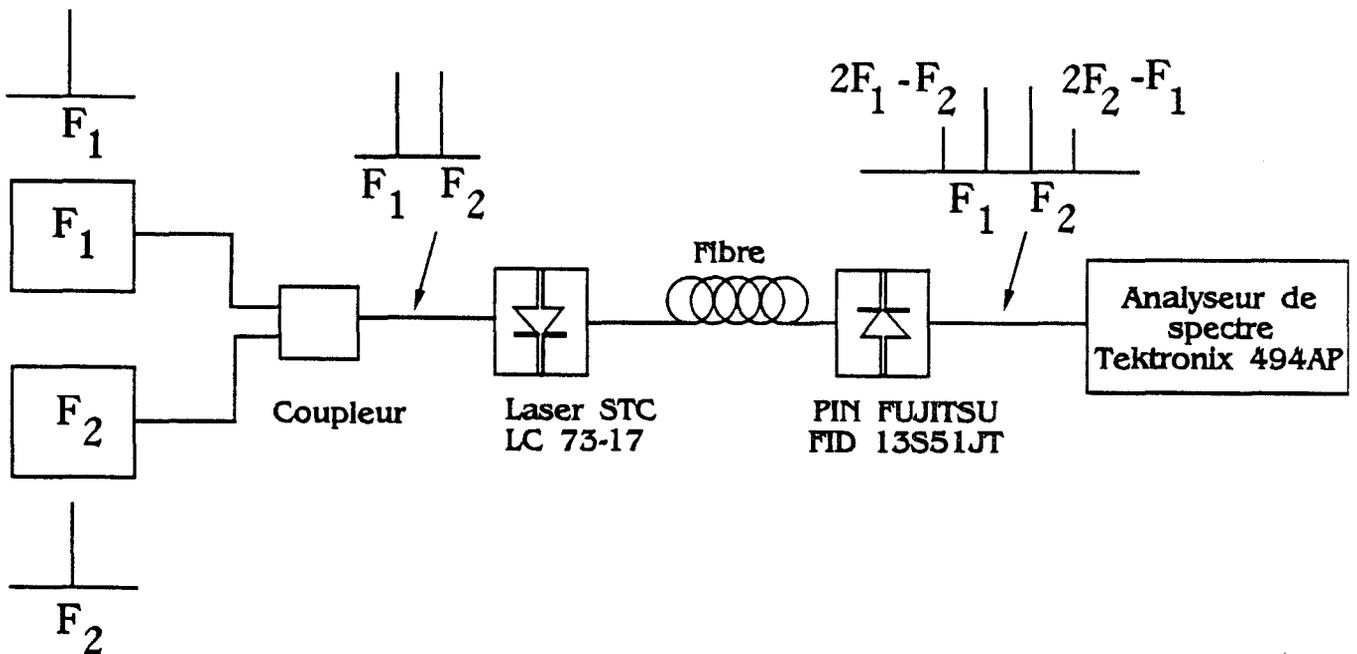
ANNEXE 1

CARACTERISATION HYPERFREQUENCE DE LA LIAISON OPTIQUE

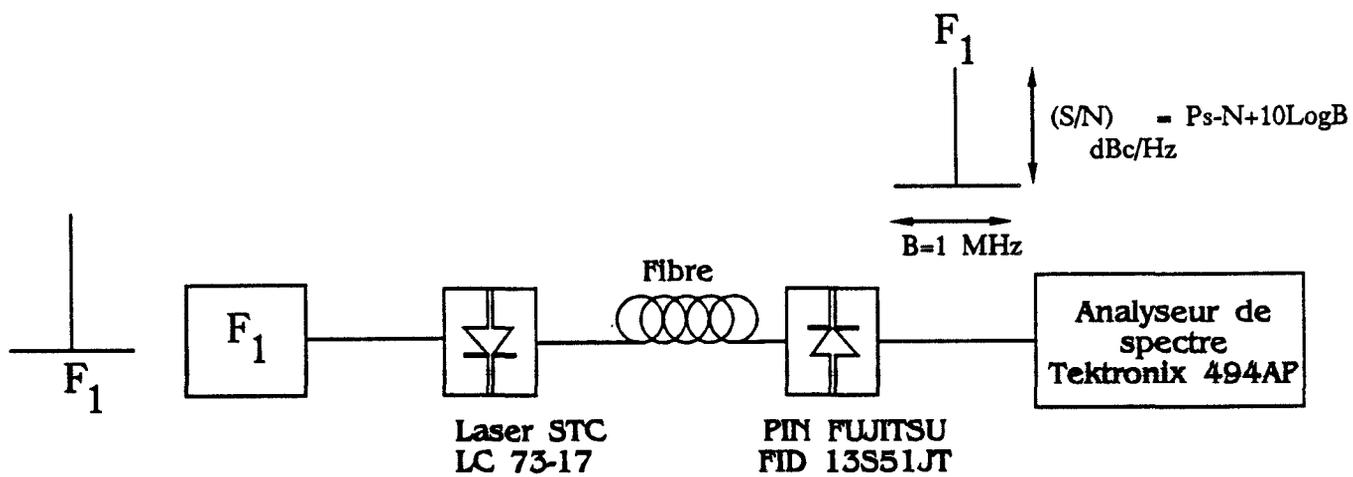
A) Mesure du Point de Compression à -1 dB :



B) Mesure du Produit d'Intermodulation d'ordre 3



C) Mesure du Rapport Signal sur Bruit:



ANNEXE 2

La modélisation du laser à semi-conducteur (Fabry-Pérot/ STC LC73-17), est utilisée au chapitre II. Elle fera l'objet de la soutenance de thèse de H. Elkadi. Il s'agit d'un modèle grand signal du laser à semi-conducteur, présentée sous la forme d'un circuit équivalent. La modélisation est fondée sur les équations monomodes de conservation de porteurs et de photons (monomode rate equations). Les principaux mécanismes de recombinaisons sont représentés séparément, y sont incluses les recombinaisons non-radiatives avec les centres profonds (recombinaisons Shockley-Hall-Read), les recombinaisons bande à bande spontanées et les recombinaisons Auger qui sont plus importantes dans le cas des lasers de grandes longueurs d'onde. Les équations utilisées sont :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I}{qV} - g(n-Nom)*(1-\epsilon S)S - (A_{nr}n + B_{sp}n^2 + C_{auger}n^3) \quad (1)$$

$$\frac{dS}{dt} = \Gamma g(n-Nom)*(1-\epsilon S)S + \beta B_{sp}n^2 - v_g [\alpha_b + \frac{1}{L} \ln(1/R)] S \quad (2)$$

la puissance optique en sortie est reliée à la densité de photons dans la cavité par la relation :

$$P = \frac{1}{2} \eta \frac{q V E_g}{\Gamma \tau_p} S \quad (3)$$

et la densité des porteurs dans la couche active est reliée au niveau de pseudo-Fermi par la relation :

$$n = N_c \frac{2}{\sqrt{\pi}} \mathcal{F}^{\frac{1}{2}} \left(\frac{E_{fn} - E_c}{kT} \right) \quad (4.a)$$

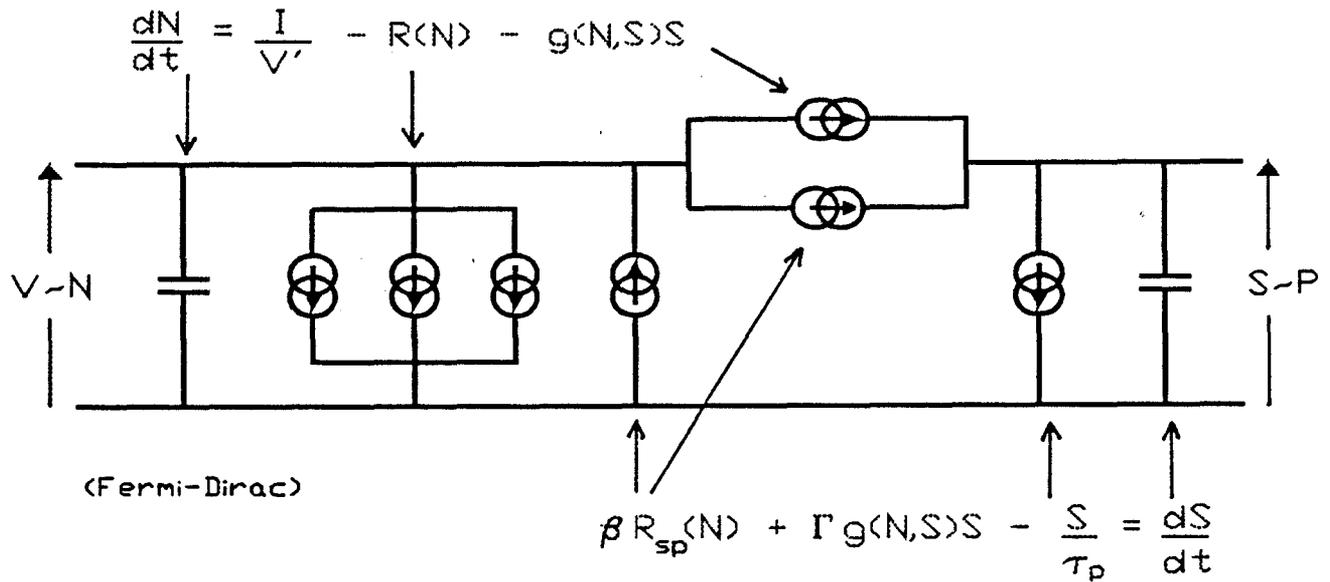
$$p = N_v \frac{2}{\sqrt{\pi}} \mathcal{F}^{\frac{1}{2}} \left(\frac{E_{fp} - E_v}{kT} \right) \quad (4.b)$$

où $\mathcal{F}^{\frac{1}{2}}$ est l'intégrale de Fermi de l'ordre demi.

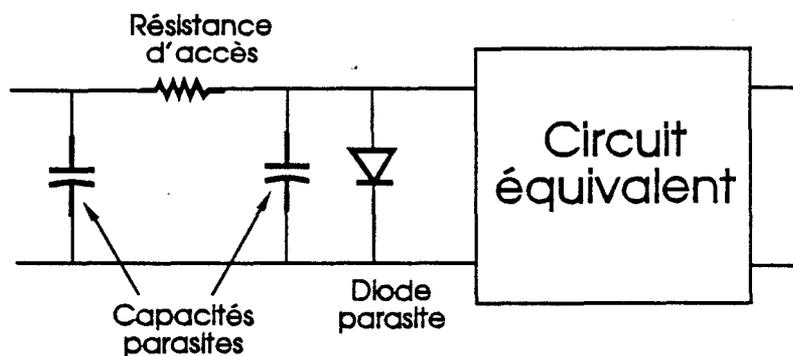
La tension aux bornes de la couche active est donc donnée par l'expression :

$$V_a = E_{fn} - E_{fp} = f(n,p) = f(n=p) \quad (5)$$

où les densités d'électrons et de trous sont supposées être égales à cause de la neutralité de la couche active. la fonction $V_a = f(n)$ a été établie numériquement sous la forme d'un polynôme du 5^e ordre (méthode des moindres carrés). Les relations (3) et (5) ont été introduites dans les équations (1) et (2), on obtient des équations analogues à celles d'un circuit électrique. Le schéma correspondant à ces équations est présenté ci-dessous.



Cette représentation des équations (1) et (2) nous permet d'étudier le comportement du laser au sein d'un circuit et de tenir compte des effets parasites, comme par exemple le courant de fuite qui modifie sensiblement les caractéristiques statiques et dynamiques du laser.



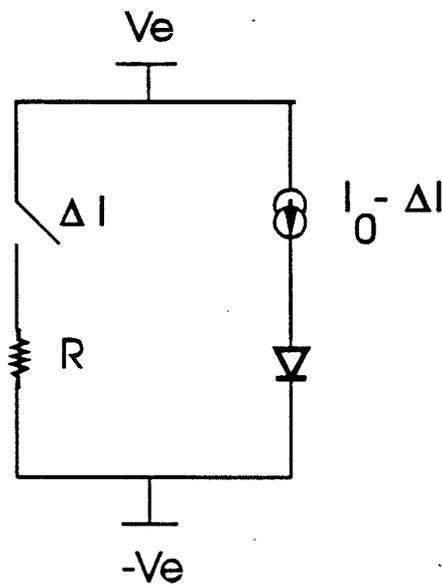
Liste des symboles et Table de définition

n	: densité de porteurs
N_{om}	: densité de porteurs à la transparence ($1 \times 10^{18} \text{cm}^{-3} \text{s}^{-1}$)
S	: densité de photons
I	: courant injecté
g	: gain optique différentiel ($1.5 \times 10^{-6} \text{cm}^3 \text{s}^{-1}$)
ε	: coefficient de saturation du gain ($2 \times 10^{-17} \text{m}^3$)
Γ	: facteur de confinement (0.3)
β	: fraction de l'émission spontanée participant à l'émission laser (10^{-5})
A_{nr}, B_{sp}, C_a	: coefficient de recombinaisons non radiatives ($1 \times 10^8 \text{s}^{-1}$), spontanées ($1.5 \times 10^{-10} \text{cm}^3 \text{s}^{-1}$), et Auger ($7 \times 10^{-29} \text{cm}^6 \text{s}^{-1}$)
v_g	: vitesse de groupe du mode du laser ($0.75 \times 10^{10} \text{cm s}^{-1}$)
α_b	: absorption et pertes dans la cavité du laser (40cm^{-2})
V	: volume de la zone active
R	: réflectivité des miroirs
L	: longueur de la zone active

TRANSMISSION SIMULTANEE OBTENUE PAR LA MODULATION DU COURANT CONTINU DU LASER PAR LE SIGNAL DIGITAL

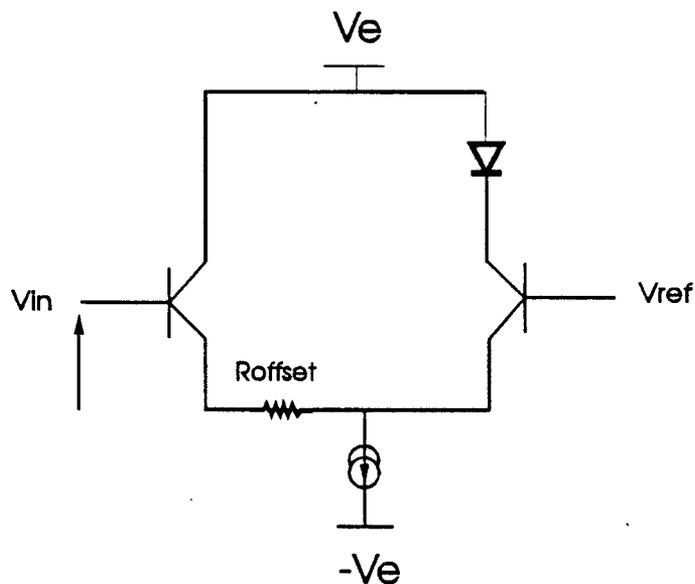
Détail du circuit utilisé :

A partir d'un signal digital $+V/-V$ de fréquence de quelques mégahertz, il s'agit de moduler le courant dans la diode laser. La modulation du courant se fait autour d'une valeur de courant I_0 tel que le laser soit toujours en mode de fonctionnement normal. Nous utilisons une structure simple de type ECL de sorte que d'un coté le circuit comporte comme un générateur de courant et de l'autre, le circuit détourne ou non une partie du courant.

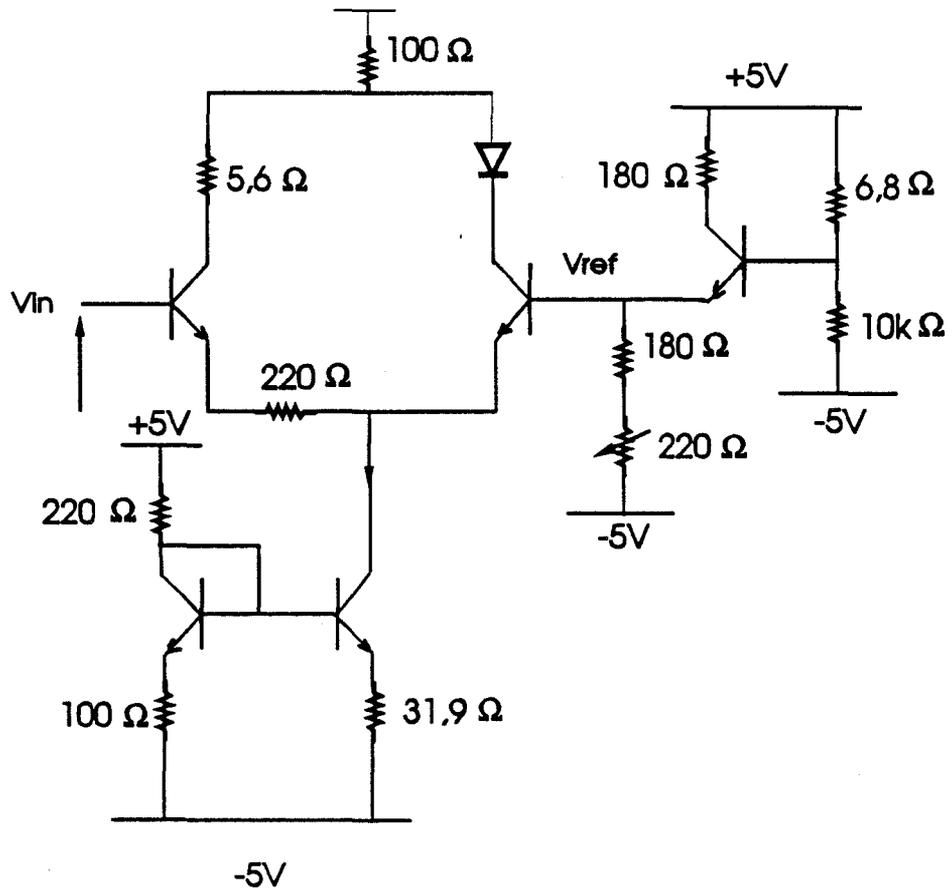


Pour $V_{in} = +V$, le courant dans le laser est : $I_L = I_{ref}$

Pour $V_{in} = -V$, le courant dans le laser est : $I_L = I_{ref} - \Delta I$



A partir de ce schéma, nous avons établi le circuit final suivant :



CARACTERISTIQUES DU MESUREUR DE TAUX D'ERREUR DE BITS

WILTRON ME520B

Emetteur

Bit Rate

Internal clock
 Bit rate: 704, 2048, 8448, 34368, 68736, 139264 kb/s
 Accuracy: $\leq \pm 2$ ppm at ambient temperature
 Stability: Typically $\leq \pm 5$ ppm/0° to 50°C
 Typically $\leq \pm 2$ ppm/year aging
 Offset: 0 to ± 100 ppm in 1 ppm steps
 External clock (rear panel)
 Frequency: 1 kHz to 150 MHz
 (Option 02: up to 170 MHz)
 Impedance: Nominal 75Ω unbalanced
 Termination: Ground
 Amplitude: 0.3 to 3Vp-p; limits ± 3 V
 1 kHz to 1 MHz (rectangular)
 > 1 MHz (sine or rectangular)
 Duty cycle: 50%

Clock Output

Numbers: 2 separate buffered outputs, common phase
 Polarity: Selectable CLOCK or CLOCK
 Level: Selectable TTL, ECL or manually SET
 TTL TTL level (high state ≈ 2.5 V, low state ≈ 0.5 V)
 ECL ECL level
 SET Amplitude 1 to 2V, offset 0 to ± 2 V
 Format: Square wave, 50 \pm 10% duty cycle on internal clock
 Impedance: 75Ω unbalanced

Pattern

PRBS: Pseudorandom binary sequence
 $2^{10}-1$ Inverted signal
 $2^{15}-1$ Inverted signal, CCITT Rec. O. 151
 $2^{23}-1$ Inverted signal, CCITT Rec. O. 151

Word

1-16 bit: Freely programmable digital word, adjustable length 1 to 16 bits
 2 x 8 bit: Two 8-bit words, any possible setting, can be changed over by an external control signal

Zero substitution (PRBS only)

The sequence can be disabled for 8 to 120 clock periods, in multiples of 8 clock periods. Zero substitution gating occurs in every sequence after the longest zero sequence in a PRBS pattern.

2 x 8-bit word control signal input (rear panel)

Impedance: Nominal 1kΩ unbalanced to ground
 Amplitude: 0.25 to 10Vp-p (sine or square wave), limits ± 5 V
 Frequency: DC to 5MHz
 -ve voltage: Bits 1 to 8
 +ve voltage: Bits 9 to 16
 Internally resolderable to TTL level
 Low state: Bits 1 to 8
 High state: Bits 9 to 16

Error Addition

Bit or code errors are added to the sending pattern.
 Error rate: 10^{-3} , 10^{-4} , 10^{-5} and 10^{-6}
 Single error: 1 error is produced for each depression of key
 External error: Errors are added by external ECL signal
 EXT ERROR input (rear panel)
 Impedance: Nominal 680Ω unbalanced to -5.2V
 Amplitude: ECL level
 One error is produced for each positive transition of the external signal.
 Frequency: DC to 1/4 clock frequency

CMI, RZ, NRZ Output

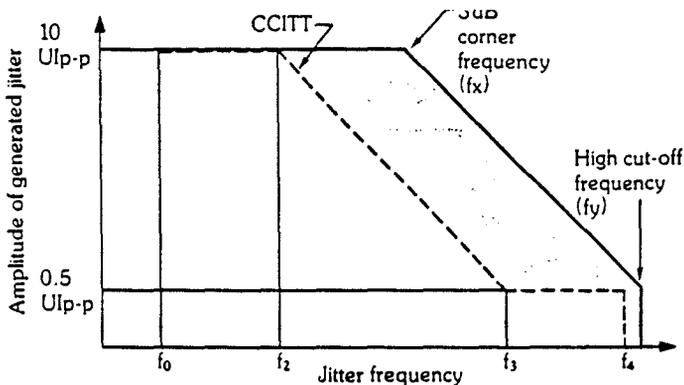
CMI format (CCITT Rec. G. 703)
 Bit rate: 1 kb/s to 150 Mb/s
 Amplitude: 1 ± 0.1 Vp-p
 Overshoot: $\leq 5\%$ of measured p-p voltage
 Numbers: 4 separate buffered outputs, common phase
 By using internal switch, CMI can be changed to ECL output.
 RZ, NRZ format
 Bit rate: 1 kb/s to 150 Mb/s (Option 02: up to 170 MHz)
 Level: Selectable TTL, ECL or manually SET
 TTL TTL level (high state ≈ 2.5 V, low state ≈ 0.5 V)
 ECL ECL level
 SET Amplitude 1 to 2V, offset 0 to ± 2 V
 RZ duty cycle: 50 \pm 10% on internal clock
 NRZ width: 100 \pm 5%
 Overshoot: $\leq 10\%$ of pulse amplitude
 Numbers: 4 separate buffered outputs, each delayed 4 bits
 Impedance: 75Ω, unbalanced
 Polarity: DATA or DATA, internally switched at the binary level

AMI, HDB3 Output

RZ HDB3 format (CCITT Rec. G. 703) or RZ AMI format.
 Bit rate: 1 kb/s to 50 Mb/s
 Level: Selectable
 2.37 ± 0.237 V/0 ± 0.237 V or
 1.0 ± 0.1 V/0 ± 0.1 V
 +ve/-ve pulse amplitude ratio: 1.0 ± 0.05
 Overshoot: $\leq 10\%$ of pulse amplitude
 Numbers: 4 separate buffered outputs, each delayed 4 bits
 Impedance: 75Ω, unbalanced

Jitter Modulation

Timing jitter can be added to the clock and data output signals by applying an ext mod source (see Note). All peak-to-peak jitter amplitudes and modulating frequencies meet CCITT Recommendation O.171 (see broken line in illustration and table on opposite page) Max. jitter amplitude: 10.10 UIp-p



Generated jitter amplitude versus jitter frequency

Bit rate (kb/s)	CCITT Rec. O.171				ME520B	
	f_0 (Hz)	f_2 (kHz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)	f_x^* (kHz)	f_y^* (kHz)
704					4.5	35
2,048	2	2.4	45	100	13	102
8,448	2	10.7	200	400	50	422
34,368	2	1.0	20	800	210	1,000
68,736					300	2,000
139,264	2	0.5	10	3500	600	4,000
EXT	Can be modulated at internal rates $\pm 10\%$					

* Typical figures

Frequency range: Meets CCITT Rec. O.171, for sinusoidal modulation: typically DC to 5% or 2.5% of bit rate, shown in above illustration and table

Impedance: Nominal 75 Ω unbalanced to ground

Sensitivity: Nominal 10 Ulp-p/V (at 5 Hz)

Display: 0.00 to 10.10 Ulp-p

Display accuracy: $\pm 5\% \pm 0.1$ Ulp-p

Valid for periodic modulating frequencies down to 5 Hz

Reference clock output (rear panel)

Impedance: Nominal low, unbalanced to ground

Amplitude: Nominal ECL level

Ext. load: 50 Ω into -2V

Other Output

Pattern sync output (rear panel)

Format

PRBS: One pulse/one sequence

2 to 16 bits word

length: One pulse/two sequences

1 bit word length: One pulse/4 bits

2 x 8 bit word: One pulse/one sequence

Width: Two clock periods (except with zero substitution when width stretched to approx. that of zero block)

Amplitude: Nominal ECL level

GP-IB (IEEE-488)

Scope: Used when ME520B Transmitter is operated by an external controller;

allows control of all switches except power, GP-IB address, and level setting adjustment.

Functions:

Overwrite any switch setting positions; request current display; request annunciators; request the current switch positions and flags; "local lockout" facility; power-on initialize; service request controllable by flags.

LOCAL switch:

Allows switching from "remote" to "local" control, except when the controller has issued a "local lockout" command.

Implementation:

- SH1 (complete capability)
- AH1 (complete capability)
- T5 (basic talker, serial pole, talk only mode, unaddress if MLA)
- TE0 (no capability)
- L4 (basic listener, unaddress if MTA)
- SR1 (complete capability)
- RL1 (complete capability)
- PP0 (no capability)
- DC1 (complete capability)
- DT0 (no capability)
- C0 (no capability)

Implementation:

Controlling flags

Sufficient flags are provided for full use of the ME520B. Flags are not changed even if power failure occurs.

General

Non-volatile memory

A memory with battery backup ensures that the front panel setup is not destroyed at instrument power failure. At power restoration, a check is made to confirm successful retention of memory. In the event of unsuccessful retention, the front panel is set to default setting.

Power

AC90 to 138V or AC180 to 275V

Dimensions and weight

132.5H x 426W x 351D mm. approx. 11 kg

Environmental specifications

Operating temperature: 0 $^\circ$ to 50 $^\circ$ C

Storage temperature: -20 $^\circ$ to 70 $^\circ$ C

Note

When used in conjunction with the MH370A Jitter Modulation Oscillator, the ME520B can perform the maximum input jitter tolerance test according to CCITT Rec. G. 703. For details, refer to the MH370A data sheet.

Accessories Furnished

One power cord

Two coaxial cords (BNC-male • 3C-2V • BNC-male) 2m

One set of fuses

One operation manual (per transmitter-receiver combination)

Recepteur

Bit Rate

Internal clock recovery

Recovery rate: 704, 2048, 8448, 34368, 68736, 139264 kb/s

Pulling range

Bit rate (kb/s)	AMI	HDB3	CMI
704	± 100 ppm	± 3%	/
2048			
8448			
34368			
68736	/	/	± 1%
139264			± 3%

(± 50 ppm for jitter measurement)

Max. zeros in pattern with AMI:

24 zeros substitution in $2^{15}-1$ PRBS pattern

Pattern

PRES: Pseudorandom binary sequence
 $2^{10}-1$ Inverted signal
 $2^{15}-1$ Inverted signal, CCITT Rec. O. 151
 $2^{23}-1$ Inverted signal, CCITT Rec. O. 151

WORD

1-16 bit: Freely programmable digital word, adjustable length 1 to 16 bits

Zero substitution (PRBS only)

The sequence can be disabled for 8 to 120 clock periods, in multiples of 8 clock periods. Zero substitution gating occurs in every sequence after the longest zero sequence in a PRBS pattern.

Clock Input

Polarity: Selectable CLOCK (+ve transition) or $\overline{\text{CLOCK}}$ (-ve transition)
 Threshold: Automatic, ground or ECL threshold (coupled with termination switch)
 Termination: Ground or nominal -2V (via switch)
 Frequency: 1 kHz to 150 MHz (Option 02: up to 170 MHz)
 Impedance: 75Ω unbalanced
 Amplitude: 0.3 to 3Vp-p, limits ±3V

NRZ, RZ Input

Bit rate: 1 kb/s to 150 Mb/s (Option 02: up to 170 MHz)
 Threshold: Manual -3V to +3V, ground or ECL threshold (coupled with termination switch)
 Termination: Ground or nominal -2V (via switch)
 Impedance: 75Ω, unbalanced
 Amplitude: 0.3 to 3Vp-p, limits ±3V
 Polarity: DATA or $\overline{\text{DATA}}$, internally switched at the binary level

CMI Input

Terminated mode

Threshold: Ground
 Termination: Ground

Impedance: 75Ω unbalanced
 Amplitude: Automatic \sqrt{f} equalization

Bit rate (kb/s)	Normal voltage	Max. \sqrt{f} loss at 1/2 bit rate
68,736	1Vp-p	17 dB
139,264	1Vp-p	12 dB

Monitor mode

Additional gain: 26 dB to 30 dB
 Polarity: DATA or $\overline{\text{DATA}}$, internally switched at the binary level

AMI, HDB3 Input

Terminated mode

Input: AC coupled (1μF)
 Impedance: 75Ω, unbalanced
 Amplitude: Automatic \sqrt{f} equalization

Bit rate (kb/s)	Nominal peak voltage of a mark (pulse)	Nominal voltage of a space (no pulse)	Max. \sqrt{f} loss at 1/2 bit rate
704	2.37V	0V	3 dB
2048	2.37V	0V	6 dB
8448	2.37V	0V	6 dB
34368	1.0V	0V	12 dB

Monitor mode

Additional gain: 30 dB for 704, 2048, 8448 kb/s
 26 dB for 34368 kb/s
 Polarity: DATA or $\overline{\text{DATA}}$, internally switched at the binary level

Error Measurement

Mode

Bit error: For PRBS and WORD. Closed loop bit-by-bit detection at binary level
 Code error: For AMI, HDB3 and CMI codes, code violation detection as follows
 AMI: Bipolar violations are code errors
 HDB3: "Violation of violations" rule, i.e., two consecutive bipolar violations with same polarity
 CMI: "Violation of CMI coding rules", i.e., two consecutive bits, whose intervals are one full unit time, with same polarity
 Block error: For PRBS only, the block length coincides with the length of the PRBS. Error is detected if a block contains one or more bit errors
 Pattern synchronization
 Mode: Automatic or manual
 Sync loss: PRBS: Approx. 10,000 errors in 30,000 clock periods
 WORD: Approx. 1,000 errors in 30,000 clock periods
 Sync gain: PRBS: No errors in 32 clock periods
 WORD: No errors in 32 to 512 clock periods

Jitter Measurement

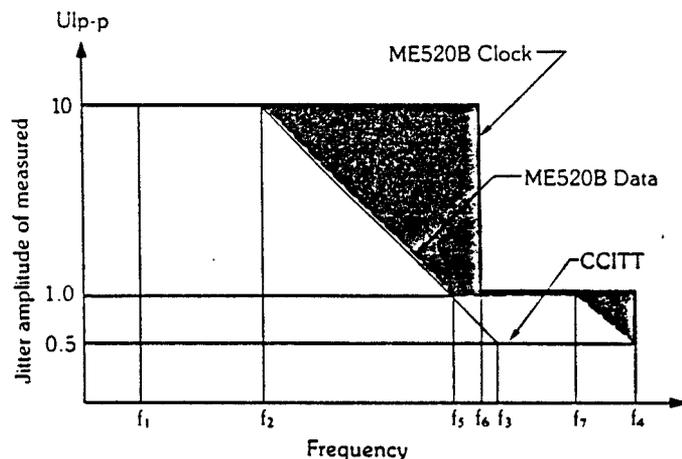
Peak-to-peak jitter

Range 1UI: 0.000 to 1.010 UIp-p

10UI: 0.00 to 10.10UIp-p

In DATA input, measured jitter amplitudes and frequencies meet CCITT Recommendation O.171 (see illustration and table below).

The nominal measurement ranges for the clock input are expanded up to green area in illustration.



Bit rate (kb/s)	CCITT Rec. O.171				ME520B (typical)		
	f ₁ (Hz)	f ₂ (Hz)	f ₃ (Hz)	f ₄ (Hz)	f ₅ (Hz)	f ₆ (Hz)	f ₇ (Hz)
704	(20)	(1k)		(35k)	7k	8k	10k
2048	20	2.4k	45k	100k	24k	27k	30k
8448	20	10.7k	200k	400k	107k	110k	120k
34368	100	1k	20k	800k	10k	344k	320k
68736	(100)	(40k)		(1M)	400k	400k	500k
139264	200	500	10k	3.5M	100k	500k	1.4M

Low frequency limit: 20Hz (range 1)
5Hz (range 10)

Note: Using the EXT JITTER REF CLOCK (rear panel) and the slowest display rate, the lower frequency limit of the measurement bandwidth can be reduced to 0.1 Hz

Display Rate:

- FAST Valid for measurements of jitter frequency > 10Hz
- MED Valid for measurement jitter frequency > 1Hz
- SLOW Valid for measurements of jitter frequency > 0.1 Hz (external jitter reference clock only)

Accuracy: ±4% ± additional error as shown below (with HP1, LP)

Range	Additional error in UIp-p				
	Data		Clock		
	HDB3	CMI	F ≤ 50M	50M < F ≤ 150M	F > 150M (OPT 02)
Range 1	≤0.035	≤0.08	≤0.01	≤0.02	≤0.03
Range 10	≤0.12	≤0.24	≤0.1	≤0.2	≤0.3

*As for the 139264 kb/s CMI signals, their residual jitter can be improved by using the MP547A Clock Recovery. See ordering information (Pages 19 to 20).

Positive peak/negative peak jitter

Range: 1/2 specified range of the peak-to-peak jitter

Accuracy: With no filtering in the measurement path

Range 1: ±5% ±0.01 ± additional error (as in peak-to-peak)

Range 10: ±5% ±0.1 ± additional error (as in peak-to-peak)

Other specifications are same as peak-to-peak jitter measurement

internal filter

Internal filters meet CCITT Recommendation O.171 except for slopes of low-pass filters.

Nominal 3 dB corner frequencies

Bit rate (kb/s)	HP1 (Hz)	HP2 (Hz)	LP (Hz)
(704)	20	10k	100k
2048	20	18k	100k
8448	20	3k	400k
34368	100	10k	800k
(68736)	200	10k	3.5M
139264	200	10k	3.5M

Filters for 704 and 68,736 kb/s are not specified by CCITT. All filters have a nominal 20 dB/decade slope asymptote

Selection: One of the following combinations

HP1 LP
 HP2 LP
 LP
 OFF

Note: The HP2 filter for 2048 kbit/s is for use with low-Q transmission systems.

The following measurements are made simultaneously. Any result can be accessed by using the DISPLAY key (this does not interrupt the measurement in progress).

Hit count

Method: Totals the number of occurrences when the received jitter amplitude exceeds a manually set threshold.

Display: 6-digit LED display with leading zero blanking.

Range: When the count exceeds 999999, the display automatically changes to 0.00E00, with automatic roundup to maximum count of 9.99E15 (9.99 × 10¹⁵).

Sensitivity: Typically ≥ 100 ns pulse width counted.

Hit threshold: User-defined in two ranges, compatible with peak-to-peak jitter measurement.

Range 1: 0.05 to 0.5 UI peak.

Range 10: 0.5 to 5.0 UI peak.

Typical accuracy: ±5%

Hit intervals (HIT INTVLs)

Method: Totals the number of intervals (1, 0.1, 0.01 sec.) in which one or more hits occur.

The intervals can be selected by the switch on rear panel.

Other specifications are same as hit count.

Hit-free intervals % (HIT FREE INTVLS %)
Method: Totals the number of intervals (1, 0.1, 0.01 sec.) during which no hits occur

Display is same as error-free intervals %.

Other specifications are same as hit count.

Maximum jitter peak-to-peak in gating period

Holds the highest received peak-to-peak jitter amplitude measured during the gating period. (Last data mode only)

Reference clock input/output (rear panel)

Function: Provides an output of the derived reference clock when using the internal reference, or serves as the input for an external reference clock

Input/output selection: Rear panel switch

Impedance: Nominal 75Ω unbalanced to -2V

Amplitude: Nominal ECL level

Demodulated jitter output (rear panel)

Impedance: Operational amplifier output impedance (nominal low)

Amplitude: Range 1—1.0V/UIp-p

Range 10—0.1V/UIp-p

DC content: Typically ≤ 5mV

Jitter measurement input (rear panel)

Selection: Selected by rear panel switch

Impedance: Nominal 2.5kΩ

By using the demodulated jitter output and jitter measurement input, the user can insert his own specific measurement filtering.

Gating Period

Manual gating: START and STOP switch

Clock gating: 1kHz ≤ F ≤ 1MHz: 10⁰ to 10¹², decade steps.

1MHz < F ≤ 10MHz: 10⁷ to 10¹², decade steps.

10MHz < F ≤ 100MHz: 10⁸ to 10¹², decade steps.

100MHz < F: 10⁹ to 10¹², decade steps.

Clock gating periods are set by being converted into time in steps of 0.1 seconds. Single or repetitive measurement.

Time gating: 1 sec to 99-day single or repetitive measurement.

1 sec to 1 min in 1 sec steps.

1 min to 1 hour in 1 min steps.

1 hour to 6 hours in 1/4-hour steps.

6 hours to 1 day in 1-hour steps.

1 day to 99 days in 1 day steps.

Note: Progressing measurement is displayed on 10-segment LED bar display, indicating only elapsed time.

Mode: Single or repeat

Real-Time Clock

Display

YY MM DD or HH MM SS

(Y: Year; M: Month; D: Date; H: Hour; M: Minute; S: Second)

Setting

Flashing digits can be set higher or lower. When timer is started by pushing the start button, the timer counts up from

0. (If the real-time mode is excited without pushing the button, the timer remains at the last count prior to setting.)

Accuracy

± 2 ppm at ambient temperature

Stability

Typically ≤ ± 5 ppm/0° to 50°C

Typically ≤ 2 ppm/year aging

Typically ≤ ± 20 ppm/power-down, at 25°C

Evaluation

Last data mode

Displayed data and status record is data in last gating period.

Current data mode

Display data and status record is data in current gating period, except Jitter UI, which displays temporary value of jitter.

Progress data is issued for printer and GP-IB

(See Printer Output Selection)

Other Outputs

No signal status output (rear panel)

Source: Same as status display

Amplitude: Nominal TTL level

Sync loss status output (rear panel)

Source: Same as status display

Amplitude: Nominal TTL level

Pattern sync output (rear panel)

Format: PRBS: one pulse/one sequence

2 to 16 bits word length: one pulse/two sequences

1 bit word length: one pulse/4 bits

Width: Two clock periods (except with zero substitution when width stretched to approx. that of zero block)

Amplitude: Nominal ECL level

Clock monitor output (rear panel)

Source: Recovered clock from AMI, HDB3 and CMI data inputs or front panel clock input

Amplitude: Nominal ECL level

Error output (rear panel)

Format: One pulse per error

Amplitude: Nominal ECL level

Data output (rear panel)

Source: Decoded AMI, HDB3, CMI, NRZ and RZ input data

Format: Binary NRZ

Impedance: Nominal low, unbalanced

Amplitude: Nominal ECL level

Error-rate output (rear panel)

(for strip chart recorder)

Generates DC voltages proportional to the exponent of measured error rate ranging from 10⁻¹⁵ to 10⁻².

The voltage changes in 0.5 V steps, and is made up to date at each end of gating periods.

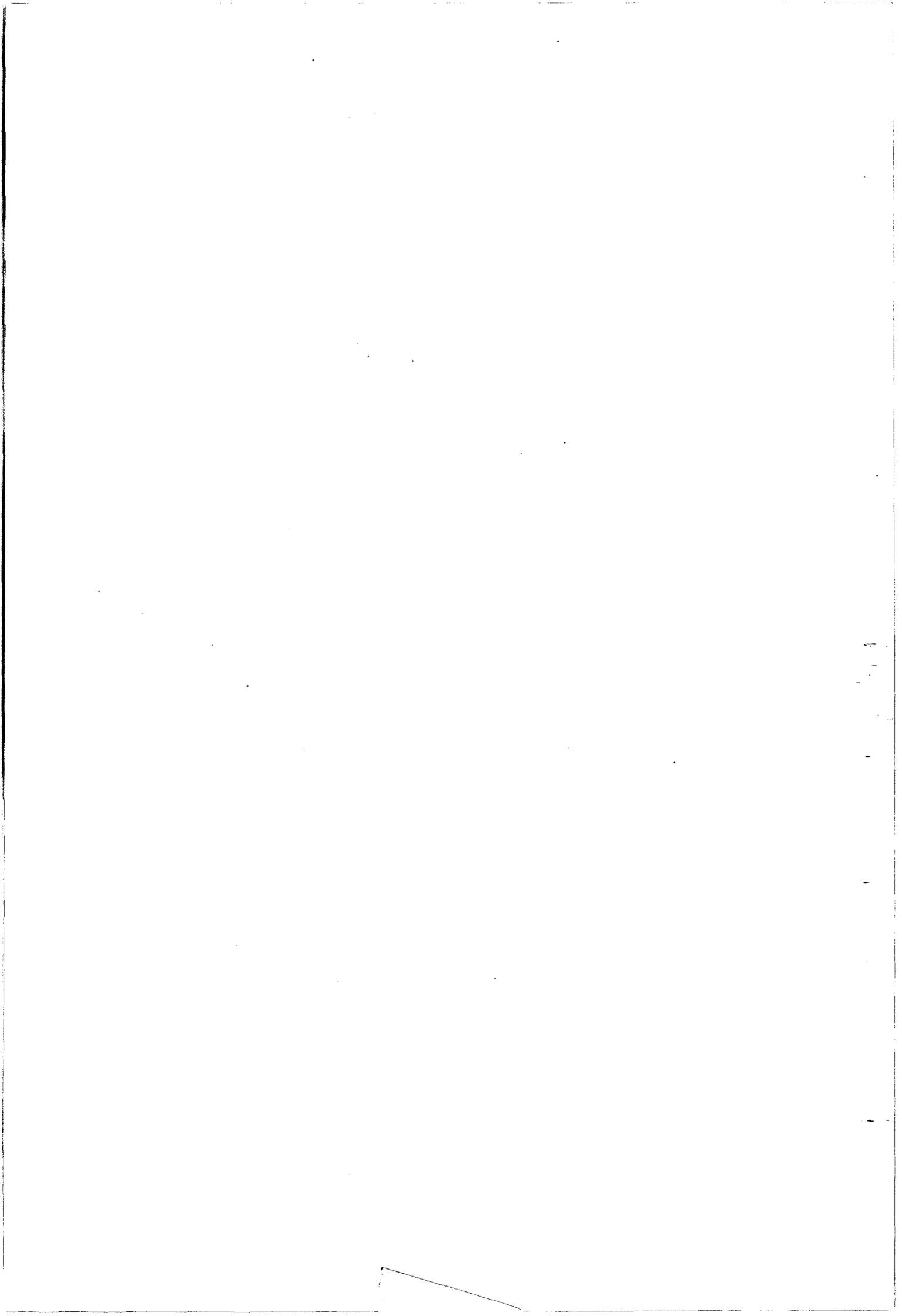
GP-IB (IEEE-488)

General

Modes:

"ADDRESSABLE" or "TALK-ONLY" switch selected (rear panel)





ABSTRACT

Within the frame of the SPOT 2000 and RADAR 2000 projects with CNES, located at Toulouse, the transmission of microwave, as well as digital command signals to an active antenna by optical means is studied. The active antenna is somewhat far from the satellite, and it is necessary to ensure many links between the radar equipment, placed inside satellite, and the different sub-sets forming the antenna. The optical fiber link has been realised using commercially available optoelectronic devices and uses the direct laser modulation. The emitter is a laser diode and the receiver is a PIN photodiode. The microwave impedance matching, using passive reactive elements, has been studied and its impact on the power transfer of the link is reported. The measured improvement introduced by the matching was in the order of 7 dB within a 400 MHz band around 2.2 GHz (20%). A microwave characterization was also performed at 2.2 GHz, the insertion loss was 9 dB and the dynamic range 65 dB.MHz.

The transmission of a digital signal was then considered by leading a study of the phase modulation of the microwave carrier. The performance of the link (phase states, time and frequency domain response,...) was evaluated. The characterization of the matched link, under a BPSK modulated microwave carrier, has not shown, up till now, a deterioration of the digital signal due to the optical transmission.

The extension of this work consists of increasing the frequency of the microwave signal within the optical link. A first demonstration at 6 GHz was achieved using components fabricated at THOMSON-LCR. We have equally considered the use of non-linearities for the generation of microwave signals harmonics.

Key words

Optical communication
Microwaves
Optical components
Matching network
Phase Modulation



RESUME

Le Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse a envisagé, dans ses projets SPOT 2000 et RADAR 2000, la possibilité de remplacer les liaisons classiques (câble coaxial) reliant l'antenne active et le coeur du satellite, par des liaisons à fibre optique. Cette étude a consisté à étudier le transport microonde d'une liaison optohyperfréquence. Celle-ci est réalisée à l'aide de composants optoélectroniques commerciaux fibrés, et utilise la modulation directe de l'émetteur. Nous démontrons la possibilité d'améliorer le bilan de transfert de la liaison par l'adaptation d'impédance passive réactive des composants d'extrémité. Une amélioration de l'ordre de 7 dB a été obtenue dans une bande de 400 MHz autour de 2,2 GHz (20%). La caractérisation microonde de la transmission optique avec adaptation, menée à 2,2 GHz, a permis de relever des pertes d'insertion de 9 dB, ainsi qu'une dynamique en sortie de 65 dB.MHz.

L'étude du transport d'un signal microonde modulé a ensuite été entreprise. Après avoir comparé les divers types de modulation, nous nous sommes plus particulièrement attachés à analyser le comportement de la liaison, pour un signal hyperfréquence modulé en phase par un signal digital (modulation BPSK). Les principaux paramètres expérimentaux caractéristiques (plots de phase, réponse temporelle et spectrale,...) n'ont montré qu'aucune dégradation significative n'était apportée par le transport optique.

Le prolongement de ce travail a consisté à augmenter la fréquence du signal microonde dans la liaison optique. Une première démonstration a ainsi été réalisée à 6 GHz sur une liaison utilisant des composants de laboratoire fabriqués à THOMSON-LCR. Nous avons également envisagé l'utilisation des non-linéarités du laser pour la génération de signaux microondes harmoniques.

Mots clés

Transport optique
Hyperfréquences
Composants optoélectroniques
Adaptation d'impédance
Modulation de phase

