

50376
1987
205

UNIVERSITE DE LILLE 1
U.E.R d'électronique

50376
1987
205

N° d'ordre 150

T H E S E

Présentée
pour l'obtention du
Doctorat (nouveau régime)

par

Gilles RUFFIE

CONTRIBUTION A L'ETUDE
DE RADIOMETRES MILLIMETRIQUES
POUR APPLICATION METEOROLOGIQUE



Soutenu le 6 Octobre 1987 , devant la commission d'examen :

MM. E. CONSTANT	Président
A. CHEDIN	Rapporteurs
P. ENCRENAZ	
G. BEAUDIN	Examineurs
L. FAUCON	
G. THOMAS	

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de radioastronomie millimétrique de l'Observatoire de Meudon. L'ensemble du personnel de cette équipe de recherche, à des degrés divers, m'ont donc apporté leur concours.

Je tiens tout d'abord à remercier :

M. Eugène Constant qui a bien voulu accepter la présidence de mon jury de thèse.

M. Pierre Encrenaz de m'avoir accueilli dans son laboratoire et de m'avoir permis de terminer ce travail.

MM. G. Beaudin, M. Gheudin et A. Deschamps pour leurs conseils dans l'orientation de mes recherches.

MM. A. Chedin, G. Thomas et L. Faucon qui ont accepté de faire partie du jury.

Je remercie également MM. Debailleux et Lemeur qui m'ont toujours encouragé et aidé à poursuivre cette étude.

Enfin j'aimerai remercier plus particulièrement Mesdames F. Gadéa et A. Gassais pour leur aide lors de la mise en forme de ce document, et Monsieur S. Lebourg pour l'ensemble des réalisations mécaniques.

I- INTRODUCTION

La technologie s'appliquant aux fréquences millimétriques principalement au-delà de 100 GHz, s'est constamment développée ces dernières années, essentiellement sous l'impulsion de la radioastronomie.

Conjointement, chercheurs et techniciens ont réalisé des récepteurs terrestres d'une haute technologie répondant à de fortes contraintes physiques ; grande stabilité de gain, sensibilité accrue par le fonctionnement de certains composants à température cryogénique (20 K). Ces récepteurs ultra-sensibles sont à l'origine de la découverte d'un grand nombre de raies moléculaires interstellaires et ont permis de faire des progrès considérables dans l'étude de la formation des étoiles. La montée en fréquence dans le domaine submillimétrique ($\lambda < 1\text{mm}$) promet d'être tout autant prolifique en découvertes pour les 15 ans à venir.

Des applications météorologiques (adaptation directe de l'étude des molécules de l'univers) procurent actuellement un second élan à cette science. Des projets essentiellement spatiaux fleurissent un peu partout dans le monde et vont permettre un rapprochement plus étroit entre scientifiques et industriels. Des qualifications supplémentaires sur le matériel apparaissent déjà, dès lors où l'on prévoit un embarquement de ces équipements sur satellite. Ces qualifications sont loin d'être tenues.

En ce moment, quelques laboratoires aux Etats-Unis travaillent activement sur le sujet (J.P.L , Jet Propulsion Laboratory)

Dans ce contexte, sous l'impulsion du Centre National d'Etude Spatiale et de la Météorologie Nationale, une grande sensibilisation sur la nécessité de développer des compétences au niveau français a été entreprise.

Etant donné ses antécédents (réalisation d'un récepteur à 80 - 110 GHz installé à Bordeaux et d'un récepteur 210 - 240 GHz entièrement automatisé, installé pour l'Observatoire de Grenoble, au Pic de Bure à 2500 mètres d'altitude), le Département de Radioastronomie Millimétrique de l'Observatoire de Meudon a été chargé d'élaborer une maquette de radiomètre multicanaux dans la bande 100 - 200 GHz.

Ceci est destiné à placer l'industrie Française en bonne position pour la future réalisation du satellite Européen de météorologie METEOSAT seconde génération.

Cette charge de travail pour le groupe technique de Meudon permet la préparation de plusieurs thèses. Notamment celles qui concernent le signal reçu (Antenne, séparation des canaux, pré-traitement des informations ...) entreprises par Madame Benoit-Prigent et Monsieur Abba. Ma contribution à cette étude s'est portée plus particulièrement sur la conception générale de l'ensemble du radiomètre et sur l'étude des différents canaux. De plus j'ai entamé la réalisation de quelques éléments et j'essaierai le plus clairement possible d'exposer dans ce document les développements effectués de ces composants millimétriques.

Dans les premiers chapitres j'expliciterai les futurs projets spatiaux et la participation du laboratoire sur les maquettes de radiomètres.

Je rappellerai ensuite les grands principes d'un récepteur hétérodyne millimétrique ainsi que les divers éléments le constituant ce qui permettra de dégager les solutions retenues pour les premiers prototypes de laboratoire. Je poursuivrai par l'approfondissement de l'étude de quelques composants qui pourront être utilisés directement dans les récepteurs. En guise de conclusion, j'évoquerai les principaux éléments manquants à ce jour : ils devront faire l'objet d'un développement en laboratoire afin d'assurer la réussite complète des retombées des projets millimétriques spatiaux en France.

J'ajouterai pour clore cette introduction, que les réflexions entamées sur ces projets sont le fruit d'un travail de groupe aussi bien au CNES qu'à l'Observatoire de Meudon. Cette présentation en est une partie qui j'espère reflétera ce dynamisme collectif.

II- PROJETS DE RADIOMETRIE MILLIMETRIQUE APPLIQUEE A LA METEOROLOGIE

2.1- Introduction au sondage micro-onde de l'atmosphère

Deux objectifs essentiels pour la météorologie sont à atteindre d'ici l'an 2000 :

Le premier est d'obtenir des prévisions à long terme (2 semaines) pour une couverture globale, et avec une résolution spatiale de 100 kilomètres. Les satellites à orbite polaire conviennent parfaitement, les sondages sont effectués toutes les 12 heures, c'est le cas des satellites américano-anglais de la série NOAA.

Le second est de pouvoir donner des prévisions à très court terme (au moins deux jours) et ce, sur une couverture plus réduite de l'ordre de 50 km. L'objectif recherché est équivalent à une loupe mobile sur les phénomènes particuliers. Un satellite géostationnaire est parfaitement adapté à ce type de sondage, il peut également contribuer à une couverture globale avec moins de précision (la résolution spatiale sur une zone quelconque du globe, s'obtient en divisant la résolution nadir par le cosinus de la latitude de cette zone). Le satellite Européen METEOSAT seconde génération devrait répondre tout à fait à ces exigences dans les années 1995.

Les images infrarouges obtenues à bord du satellite géostationnaire GOES-D ont permis d'établir des profils verticaux de l'atmosphère, en température et en vapeur d'eau qui sont très importants pour l'élaboration des futurs sondeurs.

Mais les infrarouges ne pénètrent pas les nuages, de plus les canaux sondant la couche basse de l'atmosphère (où est située une grande partie de la vapeur d'eau) sont perturbés par le rayonnement "corps noir" de la surface terrestre.

Par ailleurs, les progrès effectués ces dernières années, dans le domaine des hyperfréquences (techniquement et économiquement) semblent assurer un avenir très prometteur au sondage passif micro-onde dans les futurs projets spatiaux. Notamment en ondes millimétriques, l'émissivité de la mer est faible et les nuages sont peu absorbants, ce qui permet un sondage tout temps de l'atmosphère.

Les techniques de sondage hyperfréquence consistent en la mesure à plusieurs fréquences, de la température de brillance des radiations émises par l'atmosphère terrestre et par la surface de la terre. C'est à dire de définir précisément les courbes d'absorption de l'oxygène et de l'eau, figure 2.1 . Cette température de brillance est reliée aux principaux paramètres atmosphériques et par des procédés d'itération et d'inversion les météorologues aboutissent au profil de température et à la teneur en vapeur d'eau pour différentes altitudes de l'atmosphère.

Les raies d'absorption sont plus ou moins étroites selon les conditions physiques observées. Une grande précision sur la détermination de ces profils implique nécessairement la considération de plusieurs fréquences appropriées, de part et d'autre de la fréquence centrale des pics d'absorption (soit 118,75 GHz pour l'oxygène ou 183,31 GHz pour la vapeur d'eau, par exemple).

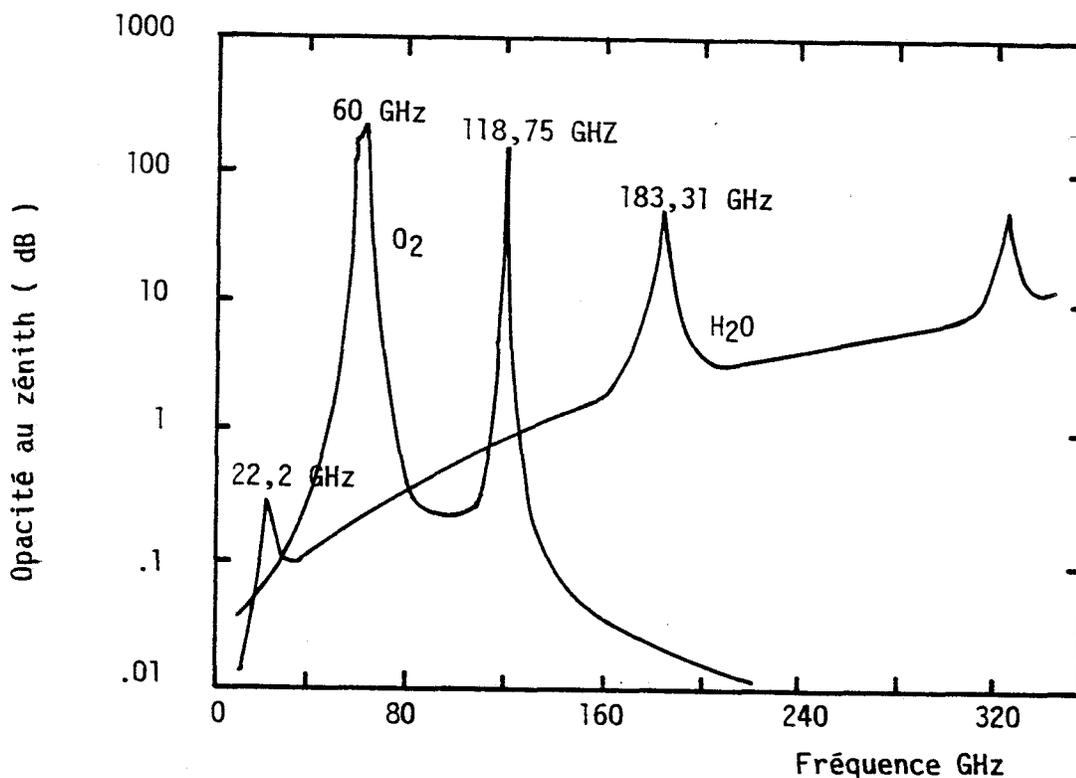


Fig 2.1 Courbe d'absorption de l'atmosphère

Un récepteur hétérodyne permet à partir d'un signal capté par une antenne, de traiter en sortie deux signaux transposés à la même fréquence basse (chapitre III). En première approximation, le profil des deux informations recueillies est symétrique par rapport à la fréquence centrale. Cette symétrie peut toutefois être entachée par une forte absorption résiduelle dans tout le spectre. Cette contrainte oblige à introduire un canal de réception supplémentaire. Sa fréquence doit être choisie proche de la fréquence d'observation, la précision de cet étalonnage en est que meilleure .

Par exemple pour la raie de l'oxygène à 118,75 GHz nous considèrerons un canal associé entre 100 et 110 GHz.

Plusieurs avantages et inconvénients sont à prendre en compte lors du choix d'une raie plus haute en fréquence (par exemple 118,75 GHz au lieu de 60 GHz). La résolution spatiale est meilleure d'un facteur deux pour une même taille d'antenne, puisqu'elle est proportionnelle à λ/D (D diamètre de l'antenne). De plus, ce pic d'absorption est plus isolé, ce qui facilite son traitement. Par contre, l'atténuation due à la vapeur d'eau croît avec la fréquence, une dissymétrie apparaît sur les raies et nécessite la réalisation de récepteurs très sensibles.

Quelques radiomètres millimétriques sont en cours de fabrication aux Etats-Unis, leur lancement sur satellite étant prévu pour le début des années 90. Ces laboratoires ont obtenu une qualification spatiale pour leurs équipements et notamment pour certains composants millimétriques spéciaux (mélangeurs, sources oscillatrices ...).

Citons le MASR (Microwave Atmospheric Sounding Radiometer) réalisé en grande partie par la société Hughes (ref 1) et le MLS (Microwave Limb Sounding) par le J.P.L (Jet Propulsion Laboratory) (ref 2).

Un effort particulier est actuellement entrepris aux Etats-Unis et en Grande Bretagne pour développer l'AMSU (Advanced Microwave Sounding Unit) dont nous reparlerons par la suite (ref 3).

Tous ces équipements seront au service de la météorologie civile ou militaire, les fréquences d'études s'étendront de 20 GHz à 230 GHz selon le type de régions et de climats concernés. Dans le domaine des ondes millimétriques, l'industrie américaine possède évidemment une avance technologique importante sur l'Europe. Dans cette optique l'E.S.A (Agence Spatiale Européenne) et plus particulièrement le C.N.E.S (Centre National d'Etude Spatiale) ainsi que la Météorologie Nationale en France ont lancé une campagne d'étude afin d'assurer une certaine indépendance.

Le prototype que le Département de Radioastronomie Millimétrique de Meudon est chargé de réaliser pourra être embarqué sur un avion, pour prouver la faisabilité du projet.

Par l'intermédiaire du British Meteorological Office et du CNES nous avons également été chargé de l'étude d'un canal d'AMSU-B pour le satellite américain TIROS-N.

L'objectif principal recherché est un appui et une motivation de l'industrie Française à se placer pour la prochaine décennie dans la spatialisation d'équipements millimétriques.

2.2- Radiomètre AMSU

L'instrument AMSU (Advanced Microwave Sounding Unit) est un modèle d'application de la radiométrie aux sondages météorologiques. Il est très utile pour la définition et la conception de l'instrument Européen METEOSAT seconde génération.

L'instrument est destiné à être embarqué sur le futur TIROS N (altitude 820 km), il comprend 20 canaux répartis sur 3 antennes qui peuvent se scinder en deux parties bien distinctes : AMSU-A et AMSU-B.

Les récepteurs d'AMSU-A sont réalisés aux USA et concernent des fréquences autour de 58 GHz pour la détermination du profil de température ainsi que des fréquences de 23,8 GHz, 31,4 GHz et 89 GHz pour la détermination du profil de la vapeur d'eau, des précipitations sur l'eau et de la couverture glaciaire et neigeuse...

L'AMSU-B comprend cinq canaux réalisés par la Grande-Bretagne (British Aerospace, Marconi, Farran) à 89 GHz, à 157 GHz et trois à 183,31 GHz, pour la détermination du profil de la vapeur d'eau ainsi que des précipitations sur terre et sur mer.

Le canal 89 GHz a une résolution spatiale différente de celui d'AMSU-A, résultant du caractère local de certaines précipitations. Il correspond à une fenêtre de transparence du sondeur humidité permettant une mesure de paramètre de surface.

Ce dernier a fait l'objet d'une demande de participation Française par l'intermédiaire du British Met-Office.

Le C.N.E.S., afin de permettre à une société industrielle de répondre favorablement dans les meilleures conditions, nous a demandé d'effectuer l'étude complète de ce canal. Je rapporterai dans les paragraphes suivants, les grandes lignes de cette approche, élaborée à partir des spécifications figurant dans le document rédigé par D.R Pick (ref 4).

2.3- Radiomètre METEOSAT seconde génération

Ce satellite comprendra 2 sous-ensembles distincts, un sondeur infrarouge et un sondeur millimétrique. Il se fera à l'échelle Européenne non pas par l'importance du travail mais plutôt par le traitement et l'utilisation des données qu'il fournira à l'Europe entière.

Quelques appels d'offre de l'E.S.A sont déjà sortis sur l'ensemble de l'instrument mais rien de bien précis. En France, outre notre laboratoire, l'Aérospatiale étudie une plateforme compatible avec les deux instruments qui y seront implantés, une étroite collaboration a ainsi vu le jour.

Il semble également que le retard dans le programme ARIANE bousculera un peu le calendrier de développement prévu à l'origine ce qui peut être un atout pour la France, lui laissant un délai supplémentaire pour obtenir les compétences nécessaires.

A l'étranger et plus particulièrement en Grande-Bretagne, Farran Technologie associé à British Aerospace sont présents sur le sujet. Farran, impliqué dans AMSU-B a déjà réalisé les canaux à 183 GHz qui seront identiques dans METEOSAT.

Les objectifs de ce projet ont été approfondis lors d'un séminaire ESA à Avignon en juin 1986 suivi d'un document établi par trois scientifiques : A. Chedin (France), D.R Pick (Grande-Bretagne), R. Rizzi (Italie) (ref 5). Les problèmes météorologiques ont surtout été abordés, les spécifications techniques sont assez restreintes et non complètement figées.

A partir de ce document et de discussions avec A. Chedin nous avons proposé quelques solutions (en fonction des priorités scientifiques et des possibilités techniques) dans un rapport (ref 6), destiné à la Météorologie Nationale, et dans une réponse à un appel d'offre de l'ESA (ref 7). Ces spécifications ont subi quelques modifications mineures lors du dernier séminaire ESA à Ravenne (nov. 86), et sont rapportées dans un document (ref 8).

Je me contenterai de relever les principaux objectifs. Dans le chapitre IV, je préciserai les spécifications techniques ainsi que les choix et les solutions vers lesquels nous nous orientons pour la réalisation de notre maquette.

Afin de répondre aux premières exigences des météorologues : assurer des prévisions tout temps à long terme (deux semaines) avec une couverture globale, et à très court terme (moins de deux jours) à échelle régionale, le choix s'est porté sur un satellite géostationnaire portant à la fois un sondeur infrarouge et un sondeur millimétrique. Ceci sera une première mondiale.

Deux zones sont à étudier : la zone Europe (B) avec une résolution de 50 - 100 km, et une zone plus large (A) avec une résolution de 100 - 150 km (figure ci-dessous).

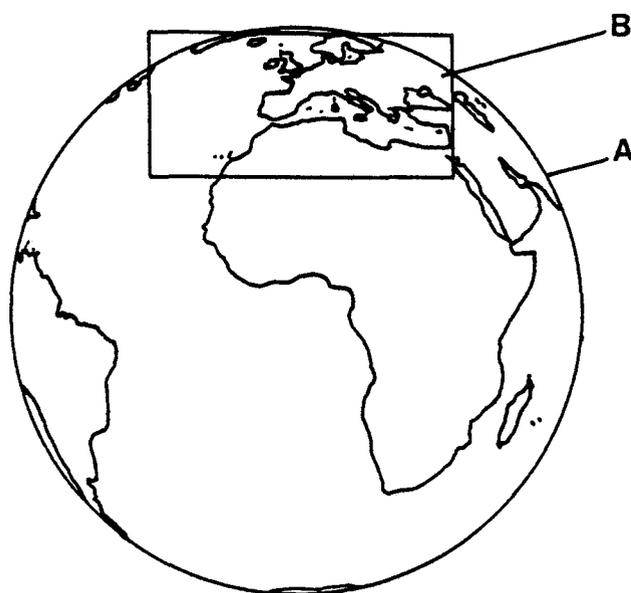


Fig 2.2 Zones de balayage

Les prévisions à très court terme requièrent une fréquence de balayage d'une heure et le temps de balayage de la zone Europe ne doit pas excéder 30 mn.

Le sondeur hyperfréquence est constitué de 10 canaux couvrant une bande de fréquence de 100 à 190 GHz. Il comprend bien évidemment l'étude des raies d'absorption de l'oxygène et de la vapeur d'eau situées à 118,75 GHz et 183,31 GHz .

Dans l'ensemble du radiomètre on peut distinguer d'une part : Cinq canaux autour de la raie 118,75 GHz de l'oxygène donnant le profil de température de l'atmosphère. La fréquence centrale correspond à la résonance en rotation des molécules d'oxygène. Le choix des fréquences et des largeurs des bandes des canaux (rapportées sur la figure suivante), permet une définition complète du spectre d'absorption dans les diverses couches de l'atmosphère.

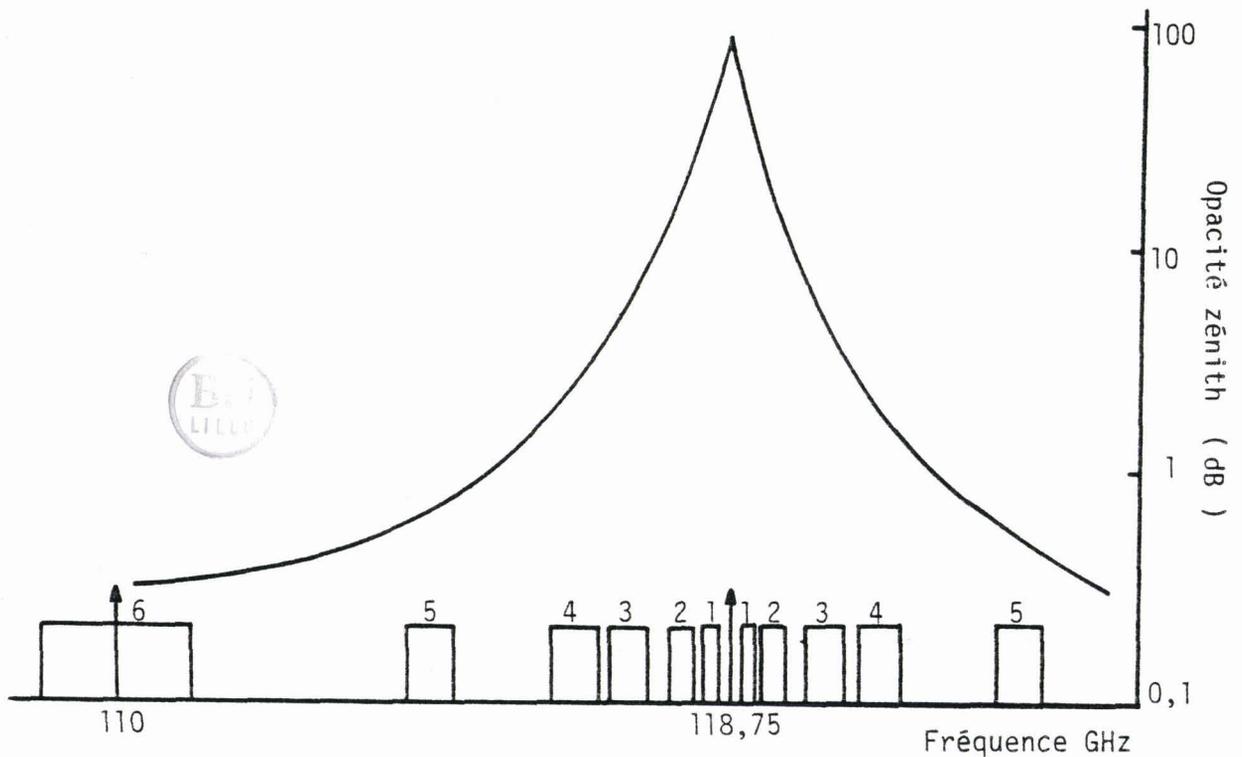


Fig 2.3 Profil de l'absorption de l'oxygène

canal	fréquence centrale (GHz)	bande passante FI (MHz)	but
1	$118,75 \pm 0,33$	200	T, stratosphère
2	$118,75 \pm 0,65$	350	T, basse stratosphère
3	$118,75 \pm 1,3$	500	T, haute troposphère
4	$118,75 \pm 2,0$	600	T, basse troposphère
5	$118,75 \pm 3,0$	600	T, total H ₂ O
6	(100) 110	1000	T, total H ₂ O



Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, l'atténuation due à la vapeur d'eau croît presque linéairement en fonction de la fréquence (hormis les raies d'absorption), ce qui rend dissymétrique la raie d'oxygène. Ce phénomène est vraiment gênant pour les canaux de bande FI large c'est-à-dire loin de la fréquence centrale.

Il existe une variation importante de l'atténuation entre les deux bandes de réception (exemple : canal 5). Une compensation est possible en plaçant un canal supplémentaire dans une zone de transparence (en dehors de l'absorption à 118,75 GHz) à 110 GHz (canal 6) ce qui fournit une bonne estimation de la teneur en vapeur d'eau.

Un facteur deux peut être obtenu sur la sensibilité avec un récepteur double bande centré sur 110 GHz. La proximité de ce canal avec ceux à 118 GHz risque de poser des problèmes de séparation de fréquence puisqu'il est nécessaire d'utiliser au moins deux récepteurs distincts pour ces six canaux. Il est difficile de concevoir un seul récepteur sur une aussi large bande avec d'excellentes performances.

D'autre part, un récepteur composé de trois canaux autour de 183 GHz déterminera le profil vertical de la vapeur d'eau. La fréquence centrale est placée à 183,31 GHz correspondant au pic d'absorption, créé par la résonance en rotation de la molécule d'eau. Comme pour la raie de l'oxygène, les trois canaux d'observations correspondent à des fréquences intermédiaires différentes et permettent une définition complète du spectre d'opacité. Le choix de ces fréquences émane directement de l'étude scientifique faite pour le radiomètre AMSU-B. La figure de la page suivante représente le spectre de la raie de la vapeur d'eau avec les bandes de réception prévues.

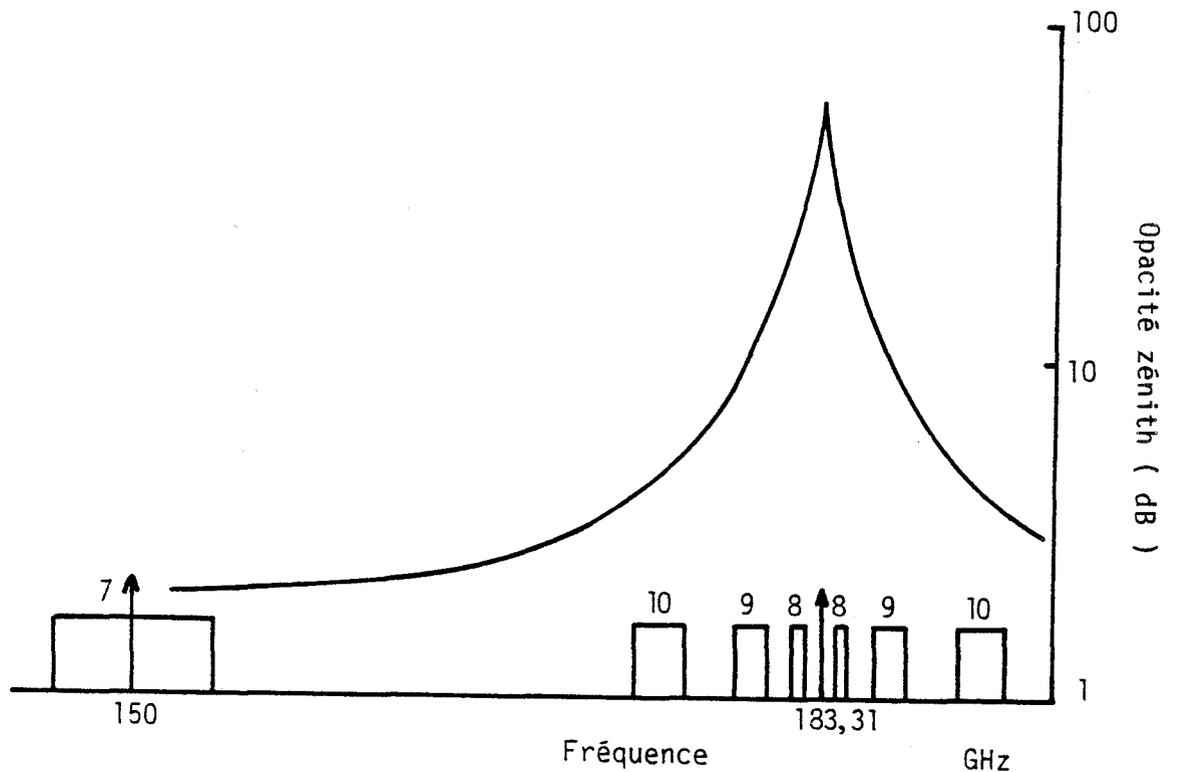


Fig 2.4 Profil de l'absorption de la vapeur d'eau



Des problèmes de symétrie de raie existent également, liés à la variation d'absorption de l'eau en fonction de la fréquence (même désagrément que pour l'oxygène). Il est donc intéressant de considérer un canal supplémentaire proche de 183,31 GHz permettant de lever cette ambiguïté c'est-à-dire de mesurer la teneur en vapeur d'eau de l'atmosphère en dehors de son pic d'opacité.

Un canal centré dans la fenêtre de 150 GHz paraît assez séduisant, la séparation avec les canaux à 183,31 GHz sera facilement réalisable, de plus, couplé avec le canal 6 à 110 GHz il définira une ligne de base intéressante, étant donné la quasi linéarité de l'absorption de la vapeur d'eau avec la montée en fréquence.

canal	fréquence centrale (GHz)	bande passante FI (MHz)	but
7	150	1000	T, H ₂ O totale
8	183,31 ± 1,0	500	H ₂ O
9	183,31 ± 3,0	1000	H ₂ O
10	183,31 ± 7,0	2000	H ₂ O



III- DEFINITION D'UN RECEPTEUR MILLIMETRIQUE

3.1- Principe d'hétérodynage

En radioastronomie, la conception d'un récepteur est basée sur une technique unique dite " superhétérodyne ". Cette technique a l'avantage de permettre une détection cohérente c'est-à-dire de détecter des signaux en tension, on obtient ainsi une grande résolution en fréquence ($f / \Delta f > 10^6$).

Le signal d'observation reçu à la Fréquence Radio (RF) ne pouvant être traité directement est converti en une Fréquence dite Intermédiaire (FI), beaucoup plus basse. Son traitement comprenant une amplification un filtrage et une détection ... , est alors possible aisément (ref 9).

Cette conversion en fréquence s'effectue à l'aide d'un élément à impédance non-linéaire (diode ou système paramétrique) qui reçoit le signal RF capté ainsi qu'un autre signal proche en fréquence et plus puissant. D'après la théorie de Fourier, le courant résultant correspond à la sommation des harmoniques des deux signaux.

Le deuxième signal produit à partir d'une source oscillatrice (source à état solide < 120 GHz, klystron < 150 GHz, carcinotron < 1000 GHz) est appelé Oscillateur Local (O.L).

On obtient comme signal résultant du mélange :

$$F_{FI} = n F_{OL} \pm m F_{RF}$$

En pratique ce sont les mélangeurs à non-linéarité résistive (diode) que l'on retrouve le plus souvent dans les réalisations. Dans ce cas, le signal FI émanant de l'élément non-linéaire sera en première approximation, le carré de la somme des deux signaux :

$$\begin{aligned} (F_{RF} + F_{OL})^2 &= a^2 \cos^2(\omega_{RF} t) + b^2 \cos^2(\omega_{OL} t) \\ &+ 2 a b \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{OL} t) \end{aligned}$$

En décomposant les cosinus carrés, cela fait apparaître des termes en fréquence double ($\cos(2\omega)$), qui ne sont pas très utiles. On ne s'intéresse alors qu'au dernier terme qui introduit la composante désirée :

$$a b \cos (\omega_{RF} - \omega_{OL})t + a b \cos (\omega_{RF} + \omega_{OL})t$$

La seconde partie de cette expression peut être abandonnée (elle sera filtrée), elle correspond à une fréquence très élevée (double par rapport au signal). Il ne reste que le terme en Fréquence Intermédiaire, ainsi avec un oscillateur local stable, on retrouve toute l'information contenue dans le signal à la fréquence RF : amplitude, fréquence et phase.

On remarque également que la fréquence du signal RF peut être plus ou moins importante que la fréquence OL.

En réalité on transfère en FI deux signaux, les fréquences analysées appartiennent, comme on peut le voir sur la figure 3.1, à deux bandes autour de la fréquence OL nommées : bande haute et bande basse.

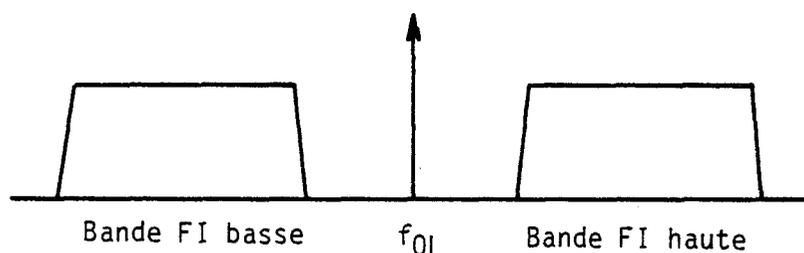


Fig 3.1 Bandes de réception

Dans le cas où l'information intéressante est contenue dans une seule des bandes, l'autre bande est appelée bande image.

Parfois, à l'aide d'un filtrage adéquat, la bande image peut être supprimée : le récepteur travaille alors en bande latérale unique (BLU en français, Single Side Band ou SSB en anglais qui est le terme le plus couramment utilisé). Si l'on conserve les deux bandes le système est dit en Double Bande Latérale (DBL en français, Double Side Band ou DSB en anglais, terme le plus couramment utilisé). Cela permet d'accroître la sensibilité des récepteurs puisque la bande effective correspond à deux bandes FI.

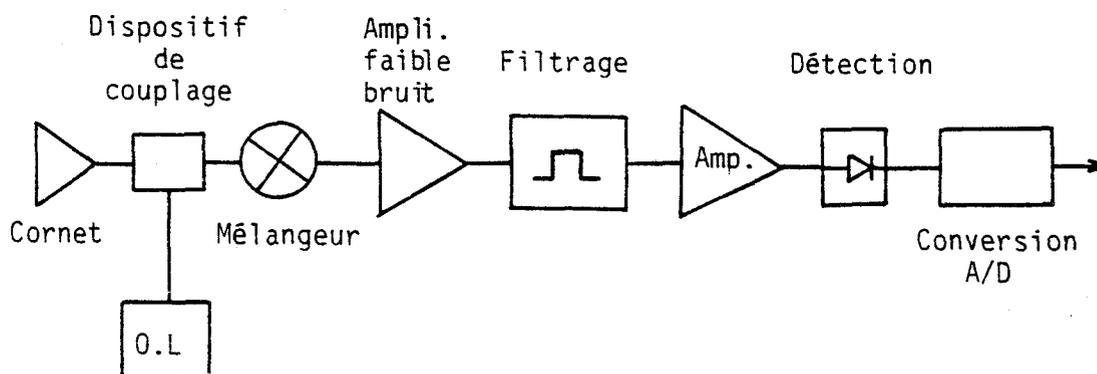
3.2- Sensibilité d'un récepteur

Un canal de réception en ondes millimétriques comprend :

Un cornet adapté à la tache de diffraction de l'antenne qui capte le signal RF pour l'injecter dans un mélangeur faible bruit. Ce mélangeur reçoit également par un dispositif de couplage (qui dépend du type de mélangeur) un signal provenant d'un oscillateur local afin d'effectuer le changement de fréquence. La sortie FI du mélangeur est connectée à un amplificateur très faible bruit par un circuit d'adaptation d'impédance.

Suit ensuite un filtrage passif délimitant la bande de réception à la Fréquence Intermédiaire désirée ainsi qu'un ensemble d'amplificateurs servant à obtenir suffisamment de gain pour permettre un traitement des informations par détection quadratique et conversion analogique-numérique. Ce second ensemble ne nécessite pas des performances en bruit aussi pointues que pour le premier. Ce système de pré-traitement du signal de sortie ne sera pas considéré dans ce que l'on nomme "tête haute fréquence".

Le schéma du canal de réception peut s'établir ainsi Fig 3.2 :



La sensibilité optimale d'un tel radiomètre est mentionnée dans le livre de Krauss (ref 10) sous la forme :

$$\Delta T_s = \frac{T_s}{\sqrt{B \cdot \tau}}$$

avec T_s : température de bruit du système en SSB
 B : Bande passante FI
 τ : temps d'intégration

ΔT est aussi appelé fluctuation (erreur quadratique moyenne). Pour des raisons pratiques, les mesures de température de bruit d'un système se font en DSB . Nous pouvons évaluer la sensibilité lorsque le signal RF observé correspond à une raie sensiblement symétrique ou à un signal continuum. En considérant la sensibilité du mélangeur identique sur les deux bandes, la température DSB est égale à la moitié de la température SSB :

$$T_{DSB} = \frac{T_{SSB}}{2}$$

De la définition de ΔT on déduit :

$$\Delta T_{DSB} = \sqrt{2} \Delta T_{SSB}$$

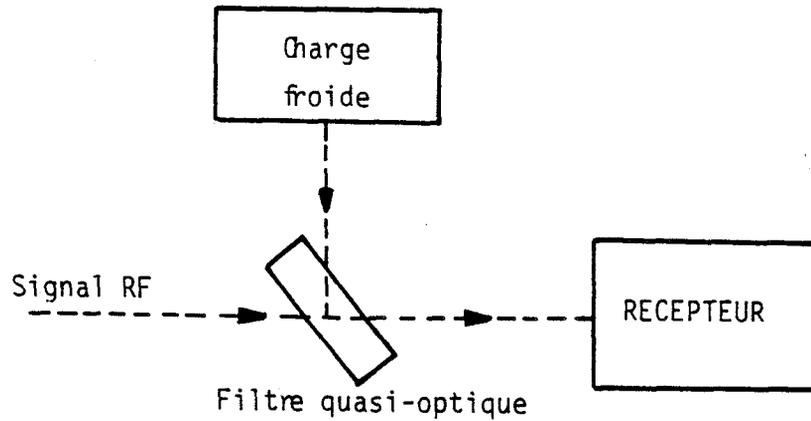
En conséquence, il est plus intéressant de réaliser des récepteurs Double Bande pour des signaux continuum ou pratiquement symétriques; la sensibilité est en effet augmentée d'un facteur racine de deux, ce sera le cas des radiomètres de météorologie que nous allons traiter dans la suite de ce document.

Par contre si l'information à traiter se trouve uniquement dans une bande comme c'est le cas en radioastronomie (spectroscopie), la bande image n'apportant que du bruit supplémentaire, il est préférable de filtrer cette dernière. En réalité, la réalisation n'en est pas aisée car il faut rejeter la bande indésirable sans ramener sur le récepteur plus de bruit que le bruit du ciel (qui est de l'ordre de 150 K) .

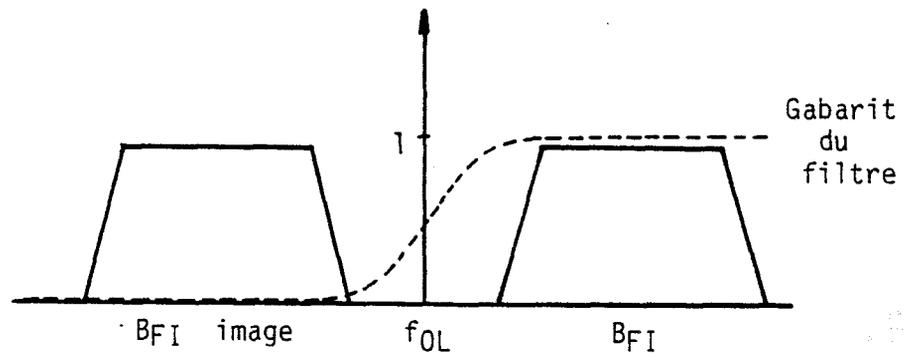
Dans ce cas, pour un électronicien qui mesure le bruit , la sensibilité est moindre que pour un récepteur DSB, mais l'astronome a l'avantage de gagner en rapport signal sur bruit. Ce rapport peut s'exprimer par le rapport de la température équivalente au signal reçu sur la fluctuation de température :

Signal Bruit	Mesure DSB	Mesure SSB
Signal DSB	$2 S / \Delta T_{\text{DSB}} > S / \Delta T_{\text{SSB}}$ <p>("DSB" = $\sqrt{2}$ "SSB")</p>	
Signal SSB	$S / \Delta T_{\text{DSB}} < S / \Delta T_{\text{SSB}}$ <p>("DSB" = "SSB" / $\sqrt{2}$)</p>	

Les figures 3.3.a et 3.3.b donnent un schéma de principe de filtrage de la bande image :



Le filtre (de type Fabry-Pérot ou lame dichroïque) rejète la bande image.



Par contre, ce filtre renvoie sur le récepteur dans cette bande image, l'émission d'une charge froide, généralement à une température de 77 K correspondant à une charge absorbante trempée dans de l'azote liquide.

La température mesurée dans ces conditions à l'entrée du système s'approche d'une température Simple Bande sans être tout à fait parfaite, puisque la charge froide ajoute une température de bruit non nulle sur le récepteur.

Un récepteur parfait SSB devrait comprendre une charge froide nulle (0 K) et également un système de filtrage de la bande image sans pertes.

3.3- Stabilité de gain

Dans une chaîne de réception, la stabilité de gain n'est jamais parfaite, le niveau de sortie d'un canal est proportionnel à la bande FI, à la température du système et au gain de la chaîne de réception. Ce qui donne une puissance en sortie de la forme :

$$P_s = k 2 B G_{chaîne} T_{sys}$$

avec k : constante de Boltzmann
B : bande FI
 T_{sys} : température de bruit du système
 $G_{chaîne}$: gain en puissance du canal

Toute variation de gain peut être assimilée à un signal détecté, celui-ci est de même nature que le bruit du récepteur, la sensibilité relative devient :

$$\frac{\Delta T}{T} = \sqrt{\frac{1}{\tau B} + \left[\frac{\Delta G}{G}\right]^2}$$

Pour obtenir la meilleure sensibilité possible il faut minimiser les dérives des amplificateurs et des oscillateurs. Une technique couramment utilisée afin de rendre négligeable ces instabilités est le principe de DICKE (ref 10).

Approximativement, ce principe consiste à effectuer une comparaison entre le bruit venant de l'antenne (signal reçu) et le bruit d'une charge de référence à température constante. En pratique cela revient à faire une calibration du système.

Si la fréquence de permutation de ces deux bruits est correctement choisie la dérive des éléments sensibles peut devenir négligeable. C'est-à-dire que :

$$\frac{\Delta G}{G} < \frac{\Delta T}{T} = \frac{1}{\sqrt{B \tau}}$$

Dans certains cas le temps d'observation ne permet pas une calibration fréquente, on peut être amené à tenir compte de cette fluctuation.

En supposant une température T_{ref} pour la charge constante, le signal détecté est de la forme :

$$P_s = k 2 B G (T_{sys} - T_{ref})$$

Si la température de référence est voisine de la température du système, la variation du gain ΔG n'affectera guère que la faible différence des températures :

$$\Delta T_{(G)} = (T_{sys} - T_{ref}) \Delta G / G$$

La spécification sur la stabilité des amplificateurs sera moins rigoureuse, mais bien sûr au détriment de la sensibilité puisque :

$$\Delta T = 2 T_{sys} \sqrt{\frac{1}{BT} + (T_{sys} - T_{ref})^2 \Delta G / G}$$

3.4- Température de bruit d'un système

3.4.1- Remarque préliminaire

En radioastronomie, que la source à étudier soit thermique ou non, on peut lui assigner une température dite "température de brillance" ; celle-ci représente la température qu'aurait un corps noir dont l'énergie irradiée serait égale à celle de l'objet observé.

La densité d'énergie d'un corps noir est définie par la loi de Planck :

$$\rho(f) df = \frac{8 \pi f^2 df}{C^3} \cdot \frac{h f}{(e^{hf/kT} - 1)}$$

avec h : constante de Planck = 6,62 10⁻³⁴ Js
 k : constante de Boltzmann = 1,38 10⁻²³ J/K
 f : fréquence d'observation
 T : température de brillance

Pour des fréquences d'observation inférieures à 30 GHz nous pouvons noter une simplification puisque $hf \ll kT$.

Par contre, en millimétrique ($\lambda < 3$ mm) nous ne pouvons plus justifier cette approximation. Dans ce cas de figure, on utilise pour calibrer les spectres, une température d'antenne : c'est celle à laquelle serait portée une résistance fournissant un bruit thermique de puissance identique à la puissance détectée dans la bande de fréquence considérée. Cette température tient compte, de la puissance reçue par l'antenne, intégrée sur toute la sphère (c'est-à-dire 4π stéradians), et de la réponse de celle-ci (lobes et pertes électriques). De plus amples développements sont rapportés dans la Bible de la Radioastronomie : Krauss (ref 10).

L'unité de mesure de température de bruit est le Kelvin (K), elle permet facilement de comparer le bruit d'un récepteur au signal à observer.

Ce récepteur est calibré par rapport à des sources de bruit bien connues (diode à bruit, charge chaude ou froide semblables à des corps noirs de températures différentes).

La sensibilité d'un récepteur est donc donnée en température de bruit équivalente. Cette notation est surtout utilisée dans les milieux scientifiques. Les industriels lui préfèrent le facteur de bruit, exprimé en décibel (dB). Ce facteur de bruit (F) est relié à la température de bruit par :

$$F_{dB} = 10 \text{ Log}_{10} (1 + T / T_0)$$

avec T : température de bruit en K

T₀ : température ambiante, vaut généralement 290 K

Une courbe de traduction entre ces deux unités, se retrouve partout dans la littérature sous forme d'un "escargot" (documentation Thomson CSF) :

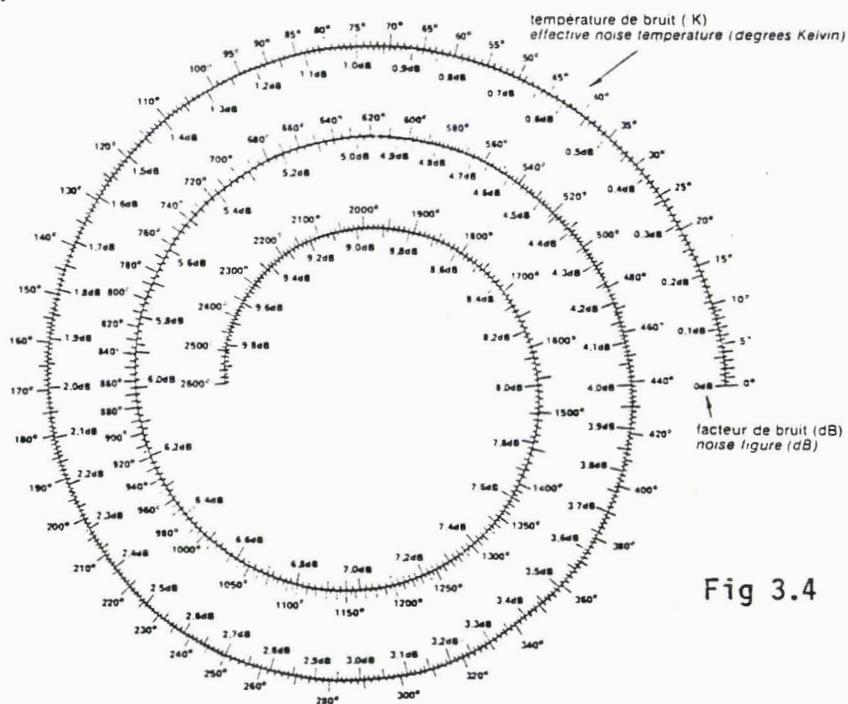


Fig 3.4

3.4.2- Chaîne de réception

Le schéma ci-dessous représente une chaîne de réception la plus générale possible. Il comprend, comme nous l'avons vu précédemment : un cornet, un mélangeur, un dispositif de couplage de l'oscillateur local (dans certains mélangeurs il est intégré) et pour finir un préamplificateur très faible bruit. Les étages d'amplification suivants, les filtrages et le prétraitement des données n'interviennent pas sur la température de bruit du système si le gain du premier amplificateur est suffisant (supérieur à 20 dB).

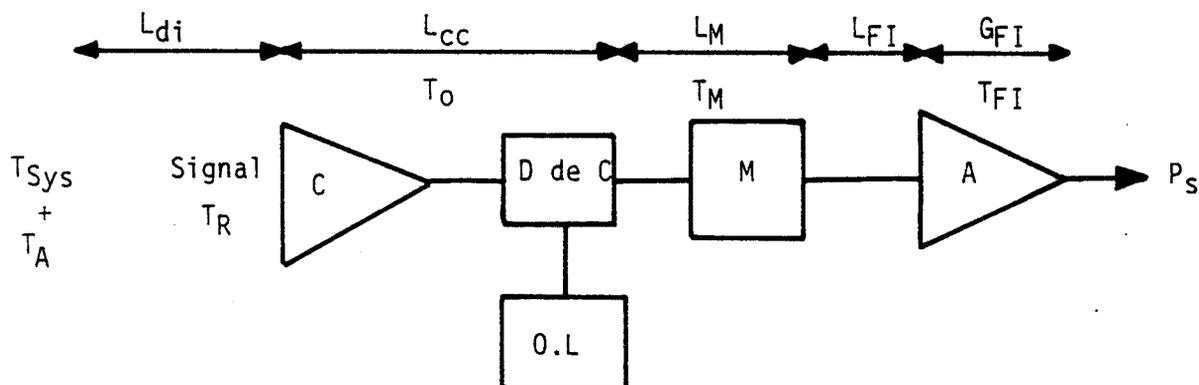


Fig 3.5 Schéma d'une tête de réception

Tous les éléments passifs du récepteur occasionnent bien évidemment des pertes pour le signal (notées L), les autres éléments apportent en plus une contribution au bruit total. La liste suivante recense tous les paramètres intervenant dans le calcul de la température de bruit du canal.

T_S : Température de bruit du système c'est-à-dire ramenée au niveau de la sortie de l'antenne.

T_A : Température de rayonnement du sol ou température d'antenne, de l'ordre de 100 à 200 K

T_R : Température du récepteur

T_O : Température ambiante généralement 290 K

T_M : Température de bruit du mélangeur

T_{FI} : Température de bruit de la chaîne d'amplification (correspond au bruit du premier amplificateur si son gain est suffisant)

L_{cc} : Pertes dans le cornet et dans le dispositif de couplage, ce dernier peut se trouver avant le cornet (diplexeur quasi-optique) ou après (coupleur directionnel, cavité d'injection)

L_M : Pertes de conversion du mélangeur (SSB) qui sont caractérisées par :

$$L_M = \frac{\text{Puissance du signal à l'entrée du mélangeur}}{\text{Puissance du signal à la sortie du mélangeur}}$$

L_{FI} : Perte de la ligne d'adaptation d'impédance entre le mélangeur et le préamplificateur.

L_{di} : Perte sur le trajet du faisceau de l'antenne au cornet

G_{FI} : Gain du préamplificateur faible bruit à Fréquence Intermédiaire.

P_{OL} : Puissance de l'oscillateur local nécessaire appliquée au mélangeur.

En général on choisit un couplage au mélangeur assez faible donc une puissance d'oscillateur local plus élevée afin de négliger le bruit de cette source dans le canal.

P_s : Puissance de sortie de l'ensemble, liée à la température de système soit en première approximation

k = constante de Boltzmann :

$$P_s = k B T_s L_M L_{FI} G_{FI}$$

Rappelons tout d'abord la définition de la température additionnelle de bruit d'un quadripôle.

Un quadripôle réel de Gain G (ou de perte $L = 1 / G$) est équivalent à un quadripôle parfait (non bruité), soumis à son entrée à une source additionnelle de bruit :

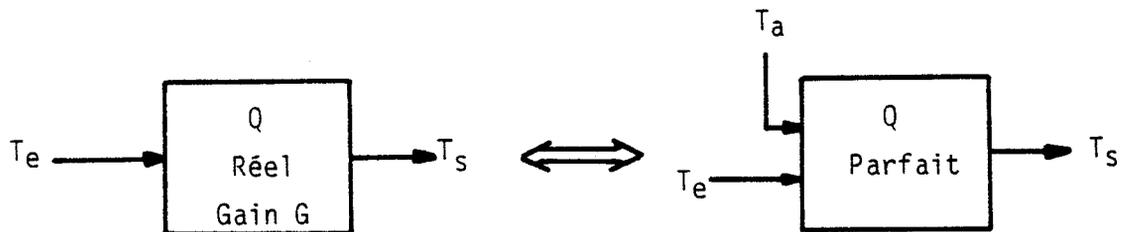


Fig 3.6 Quadripôles réel et parfait

T_e , T_s : Température de bruit à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

T_a : Température additionnelle de bruit

$$T_s = G (T_a + T_e) \quad \text{d'où} \quad T_a = \frac{T_s - G T_e}{G}$$

A partir de ce rappel nous pouvons déterminer la température de bruit du récepteur qui s'exprime comme :

$$T_R = T_o(L_{cc} - 1) + (T_M + L_M T_{FI} L_{FI} + T_o(L_{FI} - 1))L_{cc}$$

Nous pouvons négliger les termes dus aux divers amplifications et filtrage qui sont de la forme $\sum_i T_o L_i / G_{FI}$ si G_{FI} est élevé.

soit en DSB : $T_R \text{ (DSB)} = T_R/2$

La température système T_s se déduit en tenant compte des pertes du faisceau L_{di} :

$$T_s = T_R L_{di} + T_o(L_{di} - 1)$$

soit en DSB : $T_s \text{ (DSB)} = T_s/2$

La température de bruit totale équivalente comprenant le rayonnement de l'atmosphère et du sol capté par l'antenne est donc en DSB : $T_s \text{ (DSB)} + T_A$

3.4.3- Exemple concret d'un récepteur millimétrique

Pour fixer un ordre de grandeur de ces divers paramètres, je citerai les principales caractéristiques du récepteur de radioastronomie POM 2 à 230 GHz, pour lequel j'ai apporté une contribution importante lors de sa conception et de sa mise au point finale.

Cet instrument a été installé à la fin de l'année 1986 sur le plateau de Bure à 2550 mètres, et après divers réglages et optimisations, un programme de recherche est maintenant bien établi (ref 11).

Le principe de ce récepteur correspond exactement à la présentation énoncée ci-dessus, le récepteur est du type cryogénique : le mélangeur et l'amplificateur faible bruit sont placés dans une enceinte (cryostat) à 20 K afin d'accroître leurs performances en bruit. Plusieurs articles ont déjà été publiés dans la littérature technique, on peut y trouver de plus amples explications (ref 12 et 13).

Le réglage de ce récepteur est entièrement piloté par un micro-processeur, tous les déplacements d'ensembles mécaniques (antenne, calibration, ensemble quasi-optique, court-circuit...) sont automatisés (ref 14)

En reprenant le schéma de principe d'une tête de réception, nous pouvons relever les différentes spécifications de chaque élément :

- Le cornet est du type corrugué pour obtenir un lobe symétrique dans les plans E et H ainsi que de faibles lobes parasites ; il est monté directement sur le mélangeur : $L_c = 0,5$ dB

- Le dispositif de couplage de l'OL est un diplexeur quasi-optique, (un couplage en guide d'onde présente beaucoup trop de pertes à ces fréquences élevées). Les mesures en quasi-optique ne sont pas toujours évidentes, à cause des problèmes de calibration des appareils. On a pu estimer ces pertes à 0,4 dB.

Nous obtenons : $L_{cc} = 0,9$ dB

- Le mélangeur est équipé d'une diode en chip GaAs parmi celles qui sont fabriquées spécialement par l'Université de Virginie (USA) ou l'Université de Cork (EIRE) ; la jonction est réalisée en venant contacter une anode de la diode par un fil de bronze-béryllium (ou or-cuivre) d'un diamètre de 8 microns. Ce fil est appelé "Moustache" mais le terme anglais de "Whisker" est plus courant . Ces diodes ont de bonnes caractéristiques pour pouvoir monter en fréquence, notamment leur capacité de jonction est faible :

$$C_{jo} = 3,5 \text{ fF}$$

$$\phi \text{ anode} \leq 2 \text{ microns}$$

$$R_s = 12 \text{ Ohms}$$

Nous avons pu mesurer en moyenne, sur une bande de fréquence de 210 à 240 GHz, pour une fréquence FI de 1,6 GHz et à température ambiante :

$$T_M \text{ DSB} = 650 \text{ K} \quad \text{et} \quad L_M = 5,6 \text{ dB}$$

En fonctionnement cryogénique c'est-à-dire à 20 K, T_M DSB décroît jusqu'à 200 K

- La ligne qui relie le mélangeur à l'amplificateur et qui réalise l'adaptation d'impédance entre 1 et 2 GHz a une perte $L_{FI} = 0,5$ dB.

- L'amplificateur à transistors à effet de champ a été développé à Meudon, afin d'obtenir un bruit le plus faible possible . A température ambiante (290 K) nous avons mesuré :

$$T_{FI} = 70 \text{ K en moyenne sur } 1,2 \text{ à } 1,8 \text{ GHz}$$

Cette température de bruit peut descendre à 12 K par fonctionnement à froid (20 K)

Nous obtenons en définitive une température de récepteur en moyenne sur 210 à 240 GHz de fréquence d'OL et 1,2 à 1,8 GHz de FI

$$T_R \text{ DSB} = 1150 \text{ K à chaud } (\theta \sim 290 \text{ K})$$

et

$$T_R \text{ DSB} = 360 \text{ K à froid } (\theta \sim 20 \text{ K})$$

Les pertes entre l'antenne et le récepteur peuvent être chiffrées $L_{di} = 1$ dB . Elles sont dues essentiellement aux différents miroirs nécessaires pour guider le faisceau d'antenne sur le mélangeur.

Nous pouvons donc en déduire :

$$T_s \text{ DSB} = 1500 \text{ K à chaud}$$

$$T_s \text{ DSB} = 400 \text{ K à froid}$$

Peu de récepteur, dans cette gamme de fréquence existe dans le monde. Les performances obtenues, par exemple par le récepteur du National Radio Astronomie Observatory (NRAO) de Charlottesville (USA) sont comparables aux nôtres. La température de bruit de leur système avoisine les 300 K sur une bande de 20 GHz autour de 230 GHz.

Nous poursuivons actuellement nos efforts sur l'optimisation du mélangeur et notamment au niveau de la dimension et de la forme du whisker.

IV- SPECIFICATIONS TECHNIQUES ET SOLUTIONS RETENUES

4.1- Avant-propos

Ce chapitre reprend les informations données dans le chapitre II, en approfondissant les caractéristiques souhaitées par les météorologues. J'essaierai d'y apporter des solutions basées sur les études menées par le Département Millimétrique de Meudon.

Pour le canal à 89 GHz d'AMSU-B proposé à la France par le British Met Office, nous nous sommes intéressés à la définition générale du canal, seuls quelques composants spécifiques ont été développés. Le plan de charge ne comprenait pas la réalisation d'une maquette complète de laboratoire mais directement celle d'un prototype de vol. Notre qualification dans ce domaine n'étant pas suffisante, cette conception devait être confiée à un industriel spécialisé dans la spatialisation d'équipement, en l'occurrence Alcatel Thomson Espace (ATES) à Toulouse. Nous leur avons donc fourni un rapport détaillé (ref 15) de ce travail, accompagné d'une collaboration technique, lors de fréquentes rencontres avec leur bureau d'étude. Une partie de cette étude sera donc exposée ici.

Dans le cadre de Météosat seconde génération, sous l'impulsion du CNES, une étude de faisabilité a débuté en 1986, suivie d'un appel d'offre de l'ESA.

Les premiers thèmes abordés ont porté sur le choix de la configuration de l'antenne ainsi que la séparation des quatre familles de canaux, en fonction des besoins des météorologues, des plates-formes spatiales simulées à la SNIAS et des possibilités techniques de réalisation du radiomètre.

Tous ces problèmes font plus particulièrement l'objet d'une thèse préparée par Madame Benoit-Prigent et devrait être présentée en 1988. Je me contenterai de préciser les techniques possibles de répartition des canaux qui entrent dans la composition de chaque récepteur. Je m'attacherai plus particulièrement à la conception même de ces chaînes de réception et aux solutions à développer (ou à acquérir dans l'industrie, lorsque notre potentiel ne nous permet pas d'assurer la réalisation dans des délais raisonnables).

4.2- Spécifications du canal à 89 GHz d'AMSU-B

Les principales spécifications élaborées par le British Met Office (ref 4), en tenant compte des pertes intervenant dans le dispositif de duplexage des canaux et de l'antenne sont :

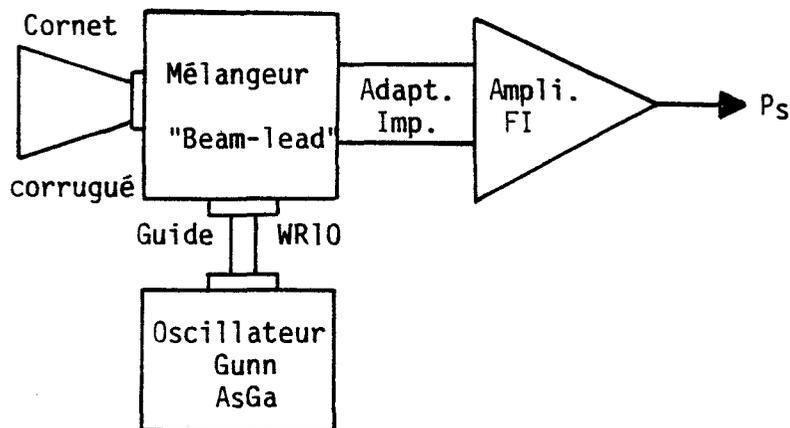
- . Fréquence centrale de réception : 89 GHz avec une stabilité de ± 50 MHz à court terme et sur une durée de 3 ans
- . Stabilité de Gain $\leq 10^{-5}$ entre deux calibrations soit 2,66 s

- . Sensibilité minimale de 1 K et si possible 0,6 K pour un temps d'intégration de 18 à 22 ms
- . Linéarité de l'ensemble du récepteur, c'est à dire l'écart sur la déviation maximale $\leq 0,18$ K
- . Bande passante totale de 3 GHz, de 0,1 à 1,5 GHz (limitée à 1 GHz par les télémessures $> 1,7$ GHz). La réception double bande est possible car le signal reçu est faiblement chromatique (on augmente ainsi la sensibilité d'un facteur 2).
- . Ondulation totale dans la bande $\pm 0,5$ dB
- . Température système déduite de la sensibilité requise par les météorologues (0,6 K) est de 2400 K

D'autres indications nous ont été fournies comme le poids total, les alimentations, la puissance consommée, les accélérations... Ceci concerne plus particulièrement l'industriel chargé de la réalisation du prototype de vol. Nous les avons cependant pris en considération lors de notre étude.

Différents modèles de "têtes hautes fréquences" peuvent répondre au cahier des charges.

Le schéma de principe que l'on peut retenir est le suivant, figure 4.1 :



Nous analyserons dans le paragraphe 4.4 les éléments susceptibles de répondre aux spécifications, en priorité nous retiendrons des composants développés au laboratoire et pour lesquels j'ai apporté une large contribution. Nous en ferons de même pour tous les canaux du radiomètre METEOSAT Seconde Génération, mais avant cela je vais exposer rapidement les spécifications émanant de l'ESA, faisant suite à celles des météorologues, A. Chedin, D.R. Pick (ref 5 et 8).

4.3- Spécifications du radiomètre METEOSAT

Le tableau de la page suivante résume les spécifications techniques essentielles des différents canaux, bien que tout ne soit pas encore figé, peu de modifications majeures sont à attendre.

De plus s'il y a modifications, elles iront dans le sens de la simplification puisqu'elles seront dues essentiellement à des impossibilités techniques.

Canal	Fréquence centrale (GHz)	Bande FI (MHz)	Température système DSB (K)	Sensibilité (K)
1	118,75 ± 0,33	200	2000	0,4
2	118,75 ± 0,65	350	1700	0,25
3	118,75 ± 1,3	500	2000	0,25
4	118,75 ± 2,0	600	2100	0,25
5	118,75 ± 3,9	600	2100	0,25
6	110	1000	2800	0,25
7	150	1000	2800	0,25
8	183.31 ± 1,0	500	4000	0,5
9	183.31 ± 3,0	1000	5600	0,5
10	183.31 ± 7,0	2000	7900	0,5



Le temps d'intégration est de l'ordre de 125 ms, la calibration se fera toutes les trente secondes, et la stabilité de gain estimée est de l'ordre de $10^{-6}/s$.

Il n'est pas concevable d'analyser tous les canaux avec un seul récepteur (80 GHz de largeur de bande). Une séparation en quatre groupes de fréquence est donc effectuée avant d'attaquer quatre récepteurs spécifiques.

Entre 100 GHz et 200 GHz, les pertes dans les guides d'ondes standards (WR 10 à WR 4) sont de l'ordre 0,2 dB/cm, ce qui n'est pas acceptable pour des signaux très faibles. Nous préférons leur substituer, pour le filtrage des canaux, des techniques dites "quasi-optiques", qui sont plus performantes et introduisent peu de pertes.

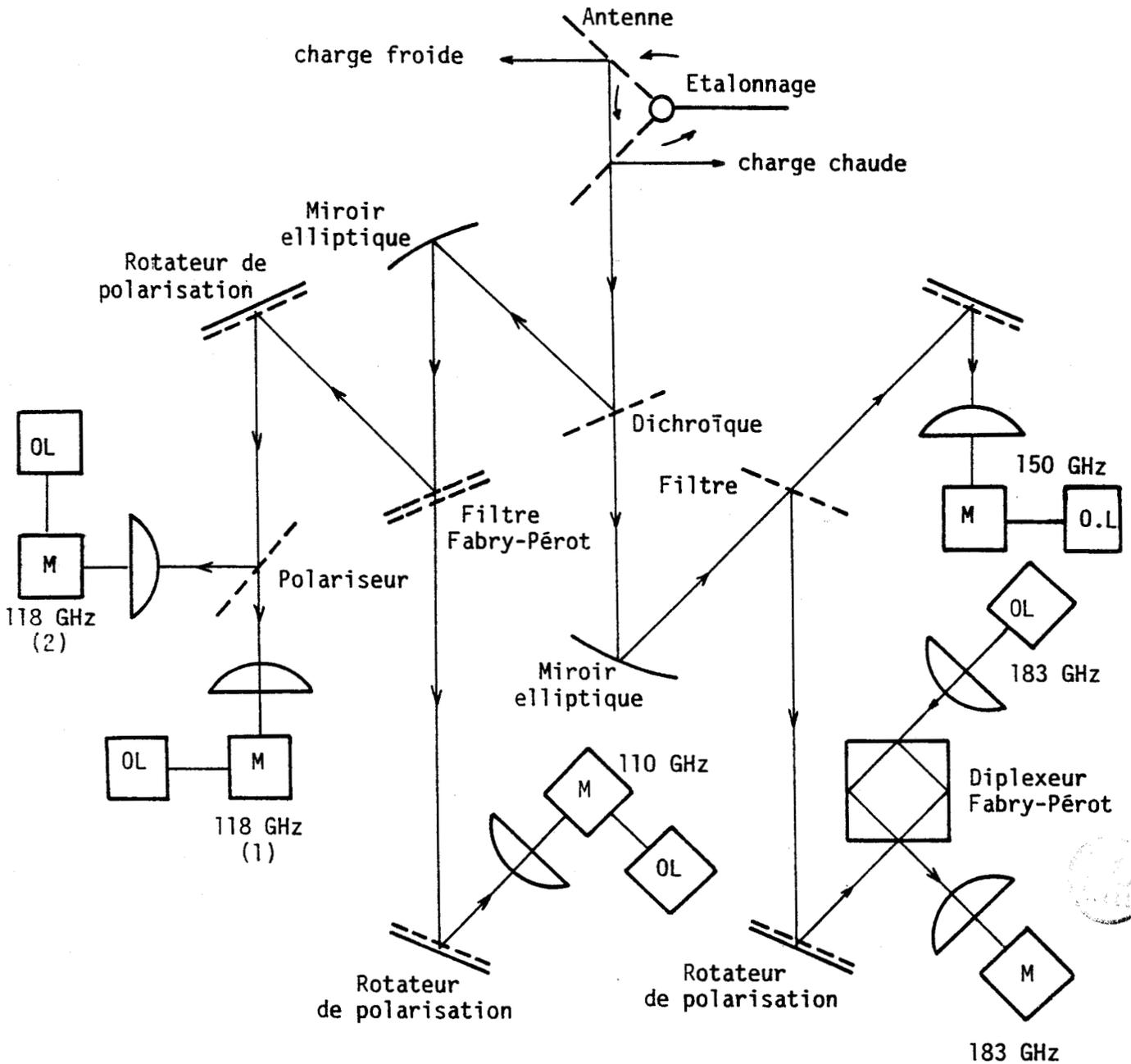
En ondes millimétriques, l'approximation de l'optique géométrique n'est plus valable car la longueur d'onde est comparable à la taille des dispositifs optiques.

La diffraction joue un rôle important, le front d'onde n'est plus plan mais se déforme constamment. On peut démontrer que l'amplitude de l'onde est assez bien décrite par une gaussienne d'où le nom d'optique gaussienne (ou quasi-optique). P.F Goldsmith de l'université de Massachusetts (USA) a développé et décrit ces techniques. Plusieurs de ces articles ont servi de base à nos modélisations théoriques (ref 16 et 17).

Un problème non éclairci à ce jour, concerne le choix de la polarisation. Le type de polarisation du signal à étudier (verticale ou horizontale par rapport au satellite) n'est pas encore établi par les météorologues. Dans le cadre de AMSU-B, une expérience à bord d'un avion doit avoir lieu en 1987 à l'aide de récepteurs à 89 GHz et 157 GHz qui seront des modèles simplifiés des canaux réels de AMSU-B. Nous avons donc pris en compte la possibilité d'observer dans les deux polarisations. Une première investigation a permis de mettre en évidence la faisabilité d'un tel rotateur de polarisation en quasi-optique. Devant chaque récepteur il est donc prévu d'incorporer un rotateur de polarisation.

Ceci alourdit l'ensemble quasi-optique mais permet d'obtenir des informations dans les deux polarisations.

La figure suivante présente une proposition d'implantation du radiomètre METEOSAT (Fig 4.2) :



Tous les éléments du schéma d'implantation vont être évoqués en même temps que ceux du canal à 89 GHz d'AMSU-B, mais beaucoup de composants n'ont pas encore été testés ni même réalisés à l'heure actuelle. Je me limiterai donc à une simple explication, une estimation de leurs performances sera faite en justifiant leur choix. Nous pourrons ainsi en déduire des caractéristiques globales .

4.4- Constitution des récepteurs

Le canal à 89 GHz du radiomètre d'AMSU-B correspond à une fenêtre atmosphérique qui remplit la même fonction que le canal à 110 GHz du radiomètre METEOSAT, seule la fréquence change. En conséquence, le choix des éléments de ces récepteurs sera fait conjointement.

4.4.1- Séparation des fréquences de METEOSAT

Lorsque les fréquences à dissocier ne sont pas trop proches (écart supérieur à 10 GHz), une lame dichroïque se comporte comme un filtre passe haut de très bonne qualité. Elle est constituée d'une plaque métallique perforée. Chaque trou se comporte comme un guide d'onde circulaire de diamètre d (figure sur la page suivante) avec une fréquence de coupure ($\lambda_c = 3,41 d/2$) pour le mode fondamental. Les fréquences au-dessus de cette dernière sont réfléchies comme sur un miroir plan. L'épaisseur "e" fixe la raideur du filtre et l'inductance de la grille qui décroît lorsque e augmente (ref 18).

La lame peut donc être modélisée par une ligne de transmission de longueur "e" shuntée aux deux extrémités par une inductance. On choisit généralement $e = \lambda_{go} / 2$ (λ_{go} longueur d'onde guidée dans les trous au centre de la bande passante), et $p < \lambda_{min} / (1 + \sin\theta)$.

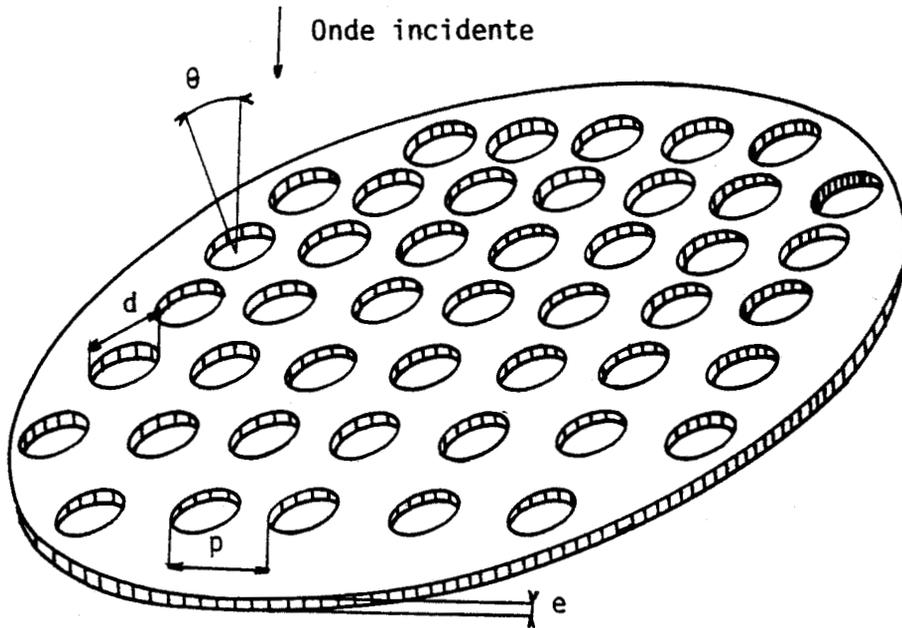


Fig 4.3 Lame dichroïque

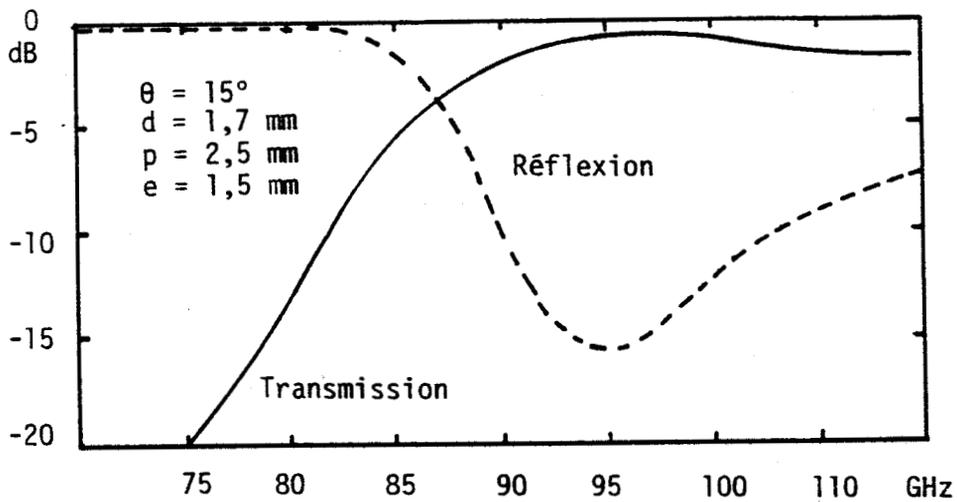


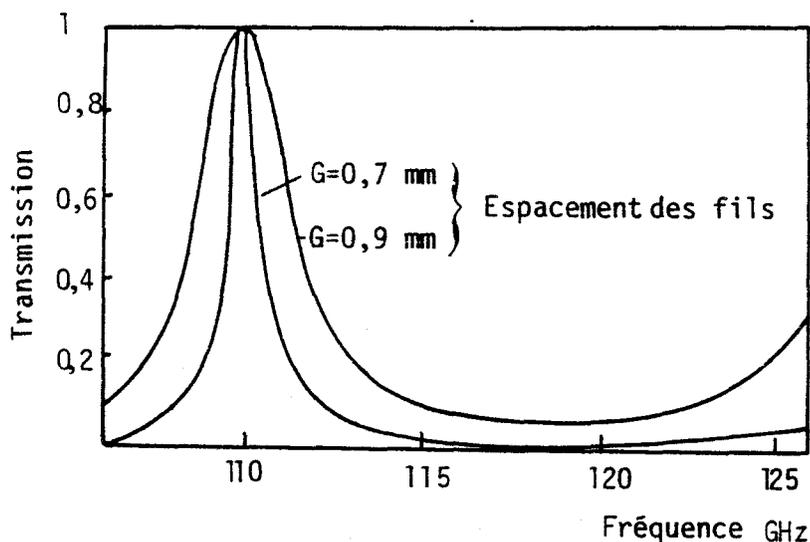
Fig 4.4 Exemple de réponse d'une lame dichroïque

La séparation du 110 GHz et du 118,75 GHz ne peut se faire dans de bonnes conditions par une lame dichroïque, étant donné la largeur de la bande FI du canal 5 ($118,75 \pm 3,9$ GHz). Dans ce cas nous devons adopter un filtre plus sélectif de type interféromètre Fabry-Pérot.

Ce dispositif est constitué de deux surfaces parallèles partiellement réfléchissantes, espacées d'un multiple entier de $\lambda/2$ pour l'onde incidente. Les réflexions multiples permettent un filtrage (passe bande) très sélectif. Une réalisation possible consiste en deux lames de quartz ou deux feuilles de mylar métallisées. Mais le poids, le volume d'une telle structure et la difficulté de les maintenir parfaitement parallèles (pendant une mise en orbite par exemple), nous a conduit à envisager un second modèle.

Celui-ci sera constitué d'une seule lame de quartz métallisée sur les deux faces. Cette solution semble assez séduisante : meilleure rigidité, structure simplifiée.

La réponse d'un tel filtre a été simulée et est représentée ci-dessous (figure 4.5). Il permet de transmettre une bande de 1 GHz autour de 110 GHz avec un minimum de perte et également de réfléchir de la même façon une bande de 8 GHz autour de 118,75 GHz (ref 19).



4.4.2- Rotateur de polarisation

Ce système comprend simplement une grille réalisée à partir d'un fil bobiné sur un cadre, placée juste devant un miroir réfléchissant.

- Dans un premier temps, les fils de la grille sont orientés parallèlement ou perpendiculairement à la direction privilégiée par le mélangeur. Supposons celle-ci verticale : c'est alors la composante verticale du rayonnement incident qui est détectée par le récepteur.

- Puis la grille est tournée de 45 degrés dans son plan : c'est maintenant la composante horizontale du rayonnement incident qui est reçue par le mélangeur car elle ressort verticalement du dispositif (ref 19).

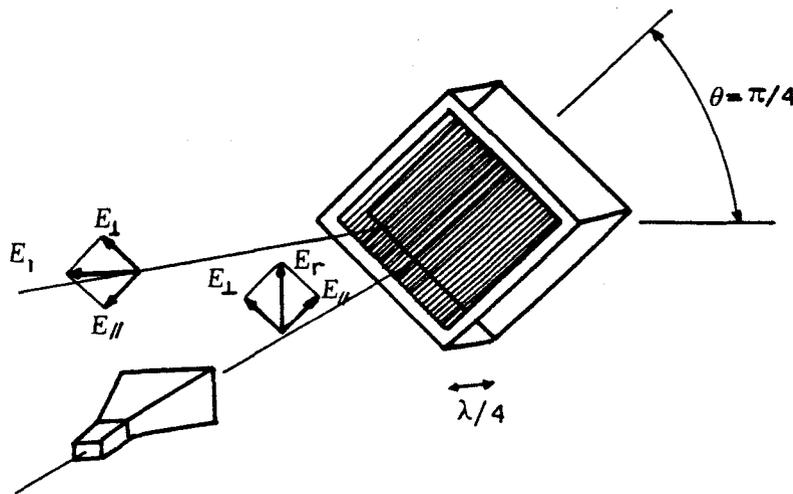
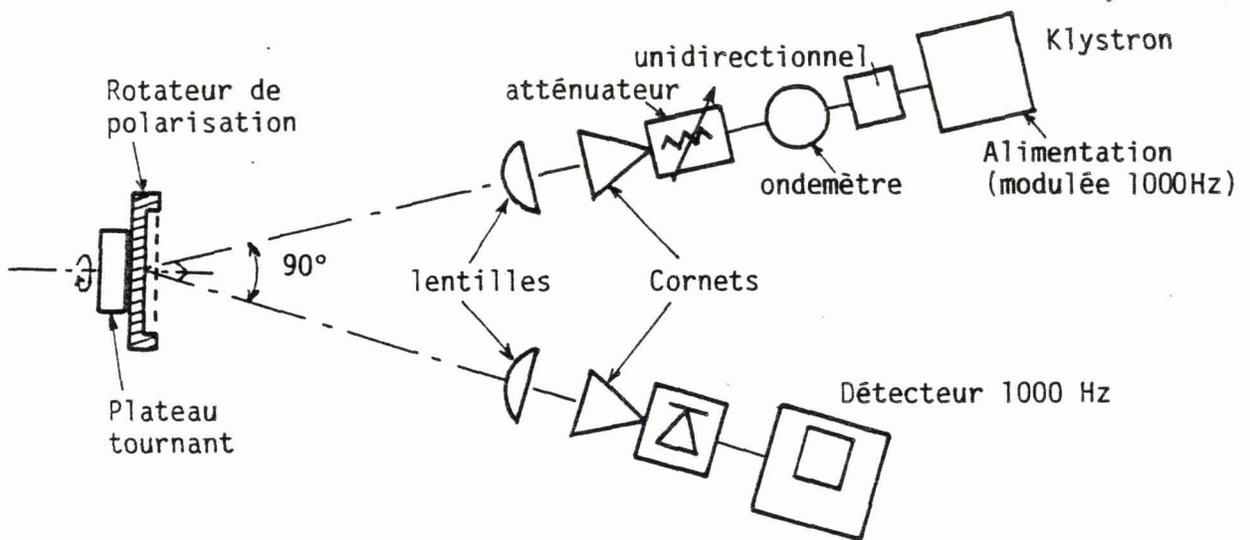


Fig 4.6 Rotateur de polarisation

Les tests en laboratoire ont été faits avec une grille de fils de cuivre d'un diamètre de 0,10 mm, espacés de 0,5 mm.

Le miroir est constitué d'une simple plaque de cuivre. Le système de mesure comprend une source émettrice (klystron, ondemètre, atténuateur, cornet, lentilles) et le rotateur qui lui, renvoie le faisceau sur un ensemble lentille, cornet et détecteur. L'angle que forme les deux faisceaux (incident et réfléchi) est de 90° , le banc de mesure peut se résumer de la façon suivante (Fig 4.7) :

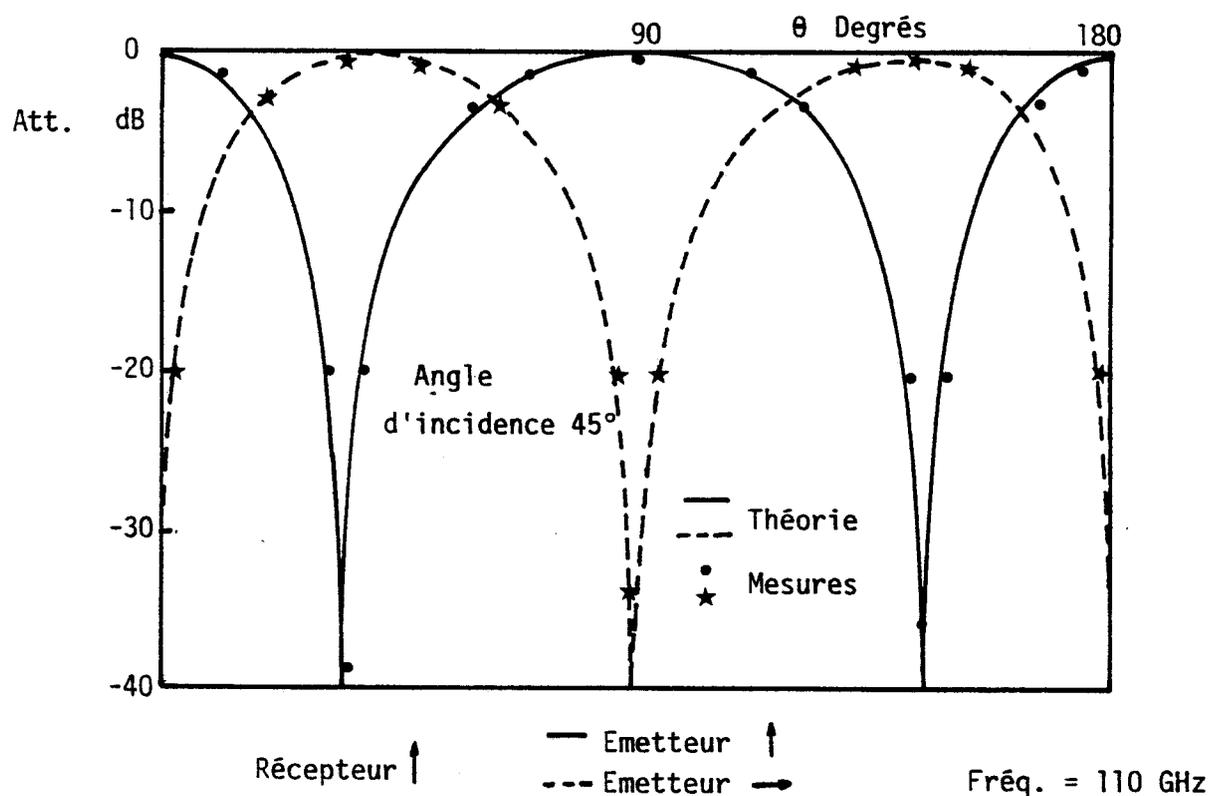


On insère entre les deux chaînes d'émission et de réception des panneaux d'absorbants afin de s'affranchir de tout phénomène d'interférence.

La distance grille-miroir peut être ajustée. Les premiers résultats obtenus sont assez encourageants, un problème subsiste néanmoins au niveau des pertes occasionnées par les fils de cuivre et très certainement par la déformation de la plaque de cuivre (étant donné la réalisation de notre prototype).

Ces problèmes devraient être résolus sur un second modèle réalisé avec des fils de molybdène doré (plus rigide et moins déformable), et avec une plaque de cuivre de dimensions réduites, spécialement usinée.

Sur la figure ci-dessous un exemple de réponse d'une telle structure est représenté (Fig 4.8) :



4.4.3- Grille polarisante



La bande FI autour de la raie d'oxygène à 118,75 GHz s'étend de 0,23 à 4,2 GHz (canaux 1,2,3,4 et 5). L'adaptation d'un mélangeur à un pré-amplificateur sur une telle largeur de bande de fréquence est difficilement concevable avec de bonnes performances en bruit.

Pour y remédier nous proposons une séparation en deux de la réception de la raie d'oxygène. Les canaux à fréquences intermédiaires plus basses (N° 1 et 2) et les canaux à fréquences intermédiaires plus hautes (N° 3, 4 et 5) seront reçus séparément par deux récepteurs distincts. Pour ce faire, nous utiliserons une grille polarisante. Comme son nom l'indique elle dissocie la polarisation verticale et la polarisation horizontale. Cette grille sera placée devant les cornets des deux mélangeurs, la polarisation horizontale étant complètement réfléchi.

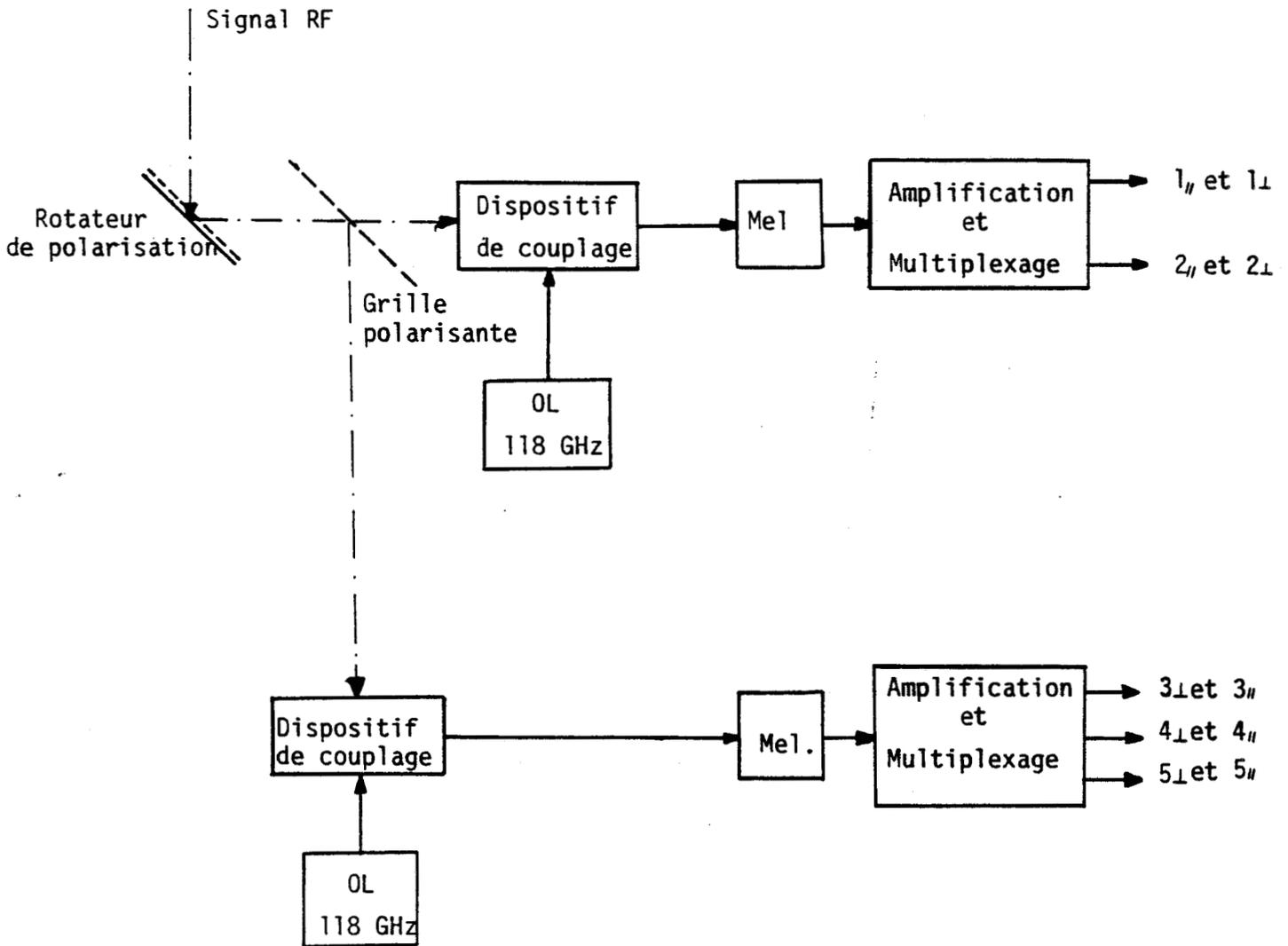
Une grille polarisante peut être constituée de deux façons différentes. Soit par dépôt de bandes métallisées sur une lame de quartz soit en tendant des fils conducteurs sur un cadre.

La première solution présentera plus de pertes dues au substrat en quartz et à la désadaptation à la surface du dioptr.

La deuxième nécessite un support soigneusement réalisé, une tension des fils conducteurs (tungstène doré), et un bobinage régulier. Nous envisageons également de bloquer la grille dans un bloc de matériau transparent aux microondes (polystyrène spatialisable) afin de minimiser les vibrations possibles des fils (ref 20).

Grâce au rotateur de polarisation qui sera situé avant cette grille nous obtiendrons une étude complète des canaux 1,2,3,4 et 5 en deux temps. De plus, la sensibilité et la fiabilité de ce système seront augmentées par rapport au dispositif avec un mélangeur unique. Le seul point noir est la redondance des éléments d'où une charge et un encombrement accrus.

Le dessin suivant représente un tel système de réception (Fig 4.9)



4.4.4- Cornet



Situé dans le plan focal, il permet de capter le maximum d'énergie contenu dans le faisceau gaussien issu du miroir secondaire de l'antenne.

Notre choix s'est porté sur un cornet à modes hybrides appelé couramment cornet corrugué ou cornet scalaire, représenté sur la figure 4.10 (ref 19 et 21) :

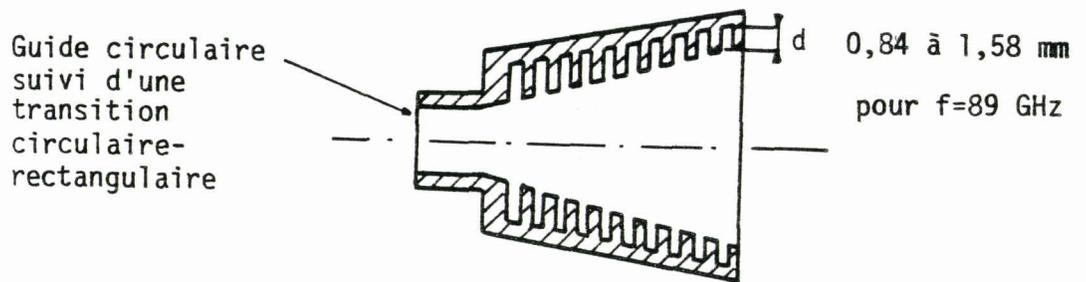


Fig 4.10 Cornet corrugué

Les performances typiques de ce cornet sont de faibles lobes secondaires dans les plans E et H (inférieur à 30 dB), un TOS inférieur à 1,2 sur une largeur de bande de 20%.

Les parois cannelées imposent des conditions limites identiques aux deux polarisations du champ et contraignent celui-ci à se concentrer sur l'axe. Le diagramme de rayonnement est symétrique : gaussien avec de faibles lobes secondaires. Ce cornet transforme sans perte le faisceau circulaire en mode rectangulaire fondamental TE01 du guide d'onde WR 10 du mélangeur.

La profondeur des corrugations sélectionne le mode de propagation TM11, celle-ci doit être inférieure à $\lambda/2$ sur toute la bande désirée. Mais afin de minimiser les modes secondaires et d'assurer une impédance longitudinale infinie (adaptation quart d'onde entre le cornet métallique et l'air), les cannelures doivent avoir une profondeur de $\lambda/4$ pour la fréquence centrale dans l'ouverture du cornet.

Pour obtenir les meilleures performances, la première cannelure est usinée pour avoir une profondeur légèrement inférieure à $\lambda/2$ pour la plus haute fréquence, puis la profondeur décroît jusqu'à obtenir $\lambda/4$ pour la fréquence centrale.

Par exemple pour la fréquence de 89 GHz du canal AMSU-B cette profondeur sera :

à l'entrée du cornet : $d = 1,58$ mm

dans l'ouverture : $d = 0,84$ mm

Le pas de répétition est pris généralement un peu inférieur à $\lambda/2$ à la fréquence maximum. La largeur de la cannelure est prise bien inférieure à $\lambda/4$ à cette même fréquence.

La transition entre le guide circulaire et le guide rectangulaire est choisie graduelle, elle permet une bonne adaptation, les réflexions sont ainsi réduites au maximum. En choisissant un rapport supérieur à quatre entre la longueur de la transition et la longueur d'onde guidée à la fréquence centrale, l'adaptation est suffisante.

Dans le cas d'AMSU-B nous prendrons pour $F= 89$ GHz une longueur l_t de 18 mm

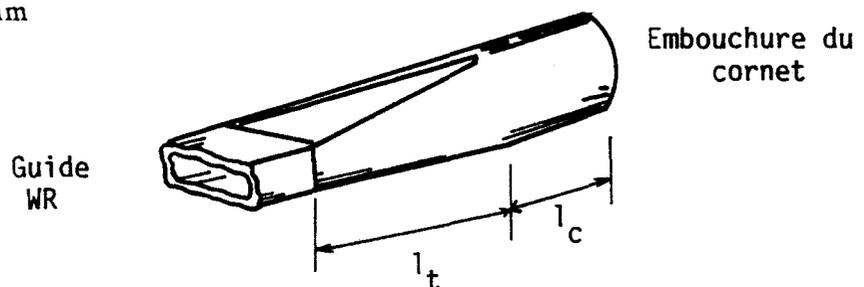


Fig 4.11 Transition guide circulaire - rectangulaire

4.4.5- Élément de focalisation

Il est nécessaire de limiter l'ouverture des cornets pour éviter l'apparition de modes de propagation indésirables. Cette ouverture détermine la taille du faisceau au centre de phase du cornet (inférieure à 1 cm). Or la taille du faisceau au foyer de l'antenne est de l'ordre de quelques centimètres. L'emploi d'éléments de focalisation est donc indispensable.

Dans nos réalisations précédentes, nous avons fait appel à des lentilles corruguées, en téflon, placées devant chaque cornet. Mais le téflon est un matériau difficilement spatialisable. De plus, l'importance et le poids de chaque lentille nous poussent à retenir plutôt des miroirs elliptiques.

Placés devant chaque cornet de mélangeur, ils permettront de replier le faisceau gaussien afin d'obtenir un système plus compact. Des surfaces planes seront usinées dans les coins des miroirs, cela permettra d'aligner l'ensemble du dispositif optique à l'aide d'un faisceau laser.

4.4.6- Mélangeurs

Les fréquences des canaux de METEOSAT peuvent être scindées en deux familles correspondant à deux types de mélangeur.

- Le canal à 110 GHz et à fortiori le canal à 89 GHz d'AMSU-B, devront de préférence être équipés de mélangeurs à diodes "beam-lead", pour des raisons de fiabilité et de reproductibilité.

Ces mélangeurs peuvent être du type qui est développé au laboratoire (paragraphe 5.6), si nous arrivons à obtenir des performances compatibles avec le cahier des charges.

Sinon, il s'agira d'employer des mélangeurs achetés dans l'industrie américaine (Alpha TRG). Pour les canaux à 118,75 GHz, nous n'avons obtenu aucune assurance de la part de cette société quant à la faisabilité de tels composants. En conséquence nous définirons ces deux récepteurs avec des mélangeurs en guide d'onde identiques à ceux des canaux à 150 GHz et 183,31 GHz, une étude d'un mélangeur à 118 GHz est présentée au paragraphe 5.5.

Ces diodes beam-lead sont produites industriellement par Thomson LCR de Corbeville en France, Marconi en Grande Bretagne, Alpha TRG et Microwave Associates aux Etats-unis.

La "puce" en GaAs est logée sur une pastille carré de verre (de 180 microns de côté), une lamelle d'or fixée également sur cette pastille vient établir la jonction par-dessus le chip (pont à air). Une autre lamelle plus importante prend le deuxième contact. Ces diodes semblent plus robustes que les diodes à pointes, mais en les manipulant un peu on s'aperçoit : premièrement qu'il est délicat de les déplacer, donc de les positionner correctement sur un circuit ; deuxièmement qu'il est périlleux de les thermocompresser, la pression exercée sur la patte fait lever le "pont à air" une fois sur deux et de ce fait détruit la jonction.

D'un autre côté le support en verre ramène une capacité parasite (30 fF) en parallèle sur la jonction, qui dégrade très nettement leurs performances, surtout lorsque l'on monte en fréquence (au-delà de 110 GHz).

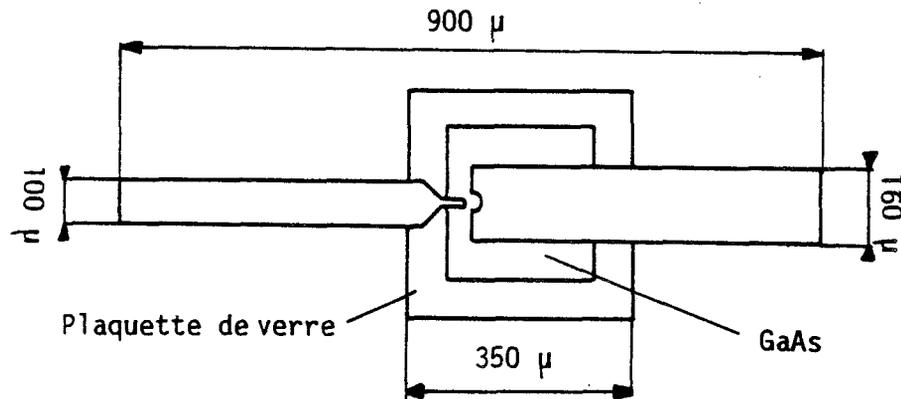


Fig 4.12 Diode Beam-lead

- Les canaux à plus hautes fréquences 150 GHz et 183,31 GHz (N°7 à 10) seront eux, obligatoirement équipés de mélangeurs à diode GaAs en chip. Cette diode comprend une cathode et une centaine d'anodes dont l'une d'entre elles est contactée par une "moustache" (ou whisker) de diamètre de 12 microns, épointée électro-chimiquement.

La diode et le whisker sont soudés à l'indium ou collés à l'époxy argent (ou or) sur un circuit microélectronique formant un filtre passe-bas en couche mince (chrome or) évaporée sur un substrat de quartz (silice fondue). La méthode de montage de ces éléments nécessite des moyens de micro-manipulation.

Ces techniques peuvent être qualifiées spatiales car des dispositifs identiques ont été réalisés au Jet Propulsion Laboratory (USA) vers 205 GHz, au Rutherford Appelton Laboratory (GB) à 183 GHz, leur lancement sur satellite est prévu avant le début 90.

La fragilité de la jonction est bien entendu l'inconvénient majeur de ces mélangeurs, par contre nous obtenons des performances tout à fait remarquables (paragraphe 5.2.2).

Des modèles homothétiques au mélangeur à 230 GHz, réalisés à Meudon, répondront parfaitement et rapidement aux caractéristiques désirées. A l'heure actuelle aucun test n'a pu être entrepris. Je me bornerai donc à une estimation des performances de ces mélangeurs.

Canal 7 à 150 GHz

Température mélangeur DSB = 450 K

Pertes de conversion = 7,5 dB

Canaux 8,9 et 10 à 183,31 GHz

Température mélangeur DSB = 850 K

Pertes de conversion = 9 dB

J'exposerai dans le chapitre suivant les études entreprises sur ces deux types de mélangeurs avec leurs caractéristiques actuelles et leur possible utilisation dans les projets de radiométrie météorologique.

4.4.7- Dispositifs de couplage de l'OL

Certains mélangeurs, notamment les mélangeurs de la société Alpha TRG et le mélangeur à diodes beam-lead que nous essayons de développer, possèdent un couplage de l'oscillateur local interne. Par contre, les mélangeurs de type "classique", nécessitent l'utilisation d'un couplage externe pour introduire à la fois le signal à analyser et l'oscillateur local.

Nous pouvons dans ce cas envisager l'emploi d'un coupleur directionnel en guide d'onde. Ces dispositifs ont des pertes non négligeables à ces fréquences de travail (0,1 à 0,2 dB/cm), mais aucune gêne n'est à attendre, la puissance disponible des oscillateurs locaux étant suffisante pour alimenter ces mélangeurs.

Une attention particulière est à prendre en compte pour le canal N° 7 à 150 GHz. L'emploi d'un coupleur directionnel du commerce en guide d'onde introduit des pertes importantes. Nous songeons à intégrer le couplage dans la partie mécanique du mélangeur afin de minimiser ces pertes, un développement spécial sera donc nécessaire. Un coupleur en croix de faible dimension permet d'obtenir une bande suffisante de quelques gigahertz.

Les figures 4.13.a et 4.13.b suivantes représentent ce type de couplage, illustré dans Microwave Engeneer's (ref 22).

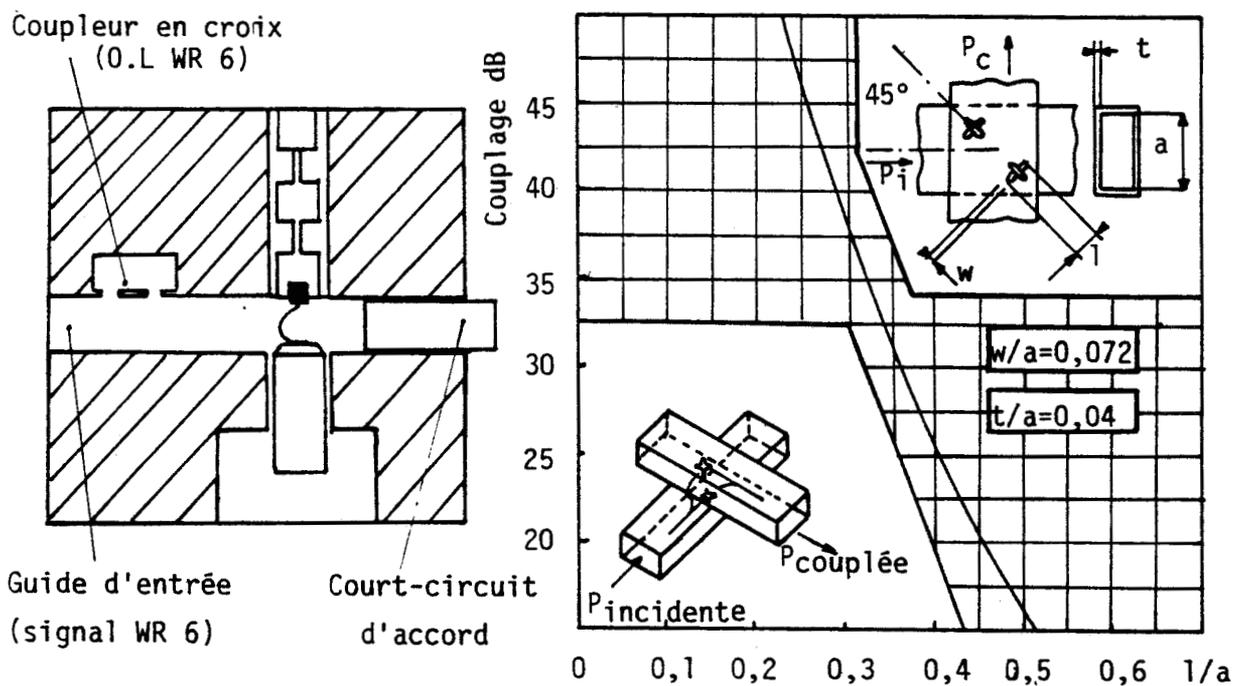


Fig 4.13 a et b Coupleur en croix intégré

En ce qui concerne les canaux N° 8, 9 et 10 à 183,31 GHz les pertes dans les guides d'ondes sont trop pénalisantes pour l'injection du signal de l'oscillateur local.

Un dispositif quasi-optique est bien sûr beaucoup plus lourd et encombrant mais extrêmement plus performant à cette fréquence. Un diplexeur de type Fabry-Pérot (ref 19 et 23) conviendra tout à fait. Un tel diplexeur possède deux grilles semi-réfléchissantes parallèles séparées par deux miroirs réfléchissants également parallèles formant ainsi un cube (modèle dit de Gustinsic).

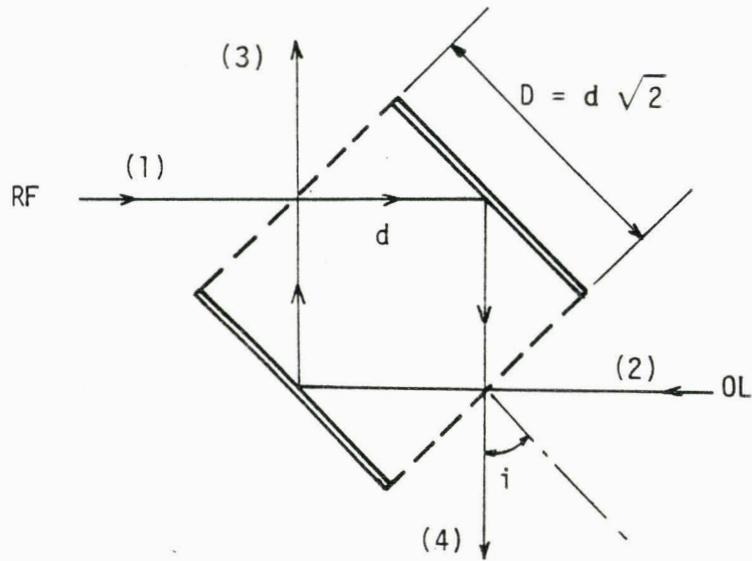


Fig 4.14 Interféromètre de Fabry-Pérot

Le faisceau se replie sur lui même, dans l'interféromètre. La cavité est résonnante à la fréquence de l'oscillateur local qui entre en 2 et sort en 3, elle est anti-résonnante à la fréquence signal incidente en 1 et donc réfléchi en 3. Un des miroirs est ajustable afin d'accorder linéairement la cavité.

La figure 4.15 donne la réponse de l'interféromètre qu'il faudra réaliser, mais rappelons tout d'abord les fréquences des canaux concernés :

- canal 8 Fréq = $183,31 \pm 1$ GHz BP = 500 MHz
- canal 9 Fréq = $183,31 \pm 3$ GHz BP = 1000 MHz
- canal 10 Fréq = $183,31 \pm 7$ GHz BP = 2000 MHz

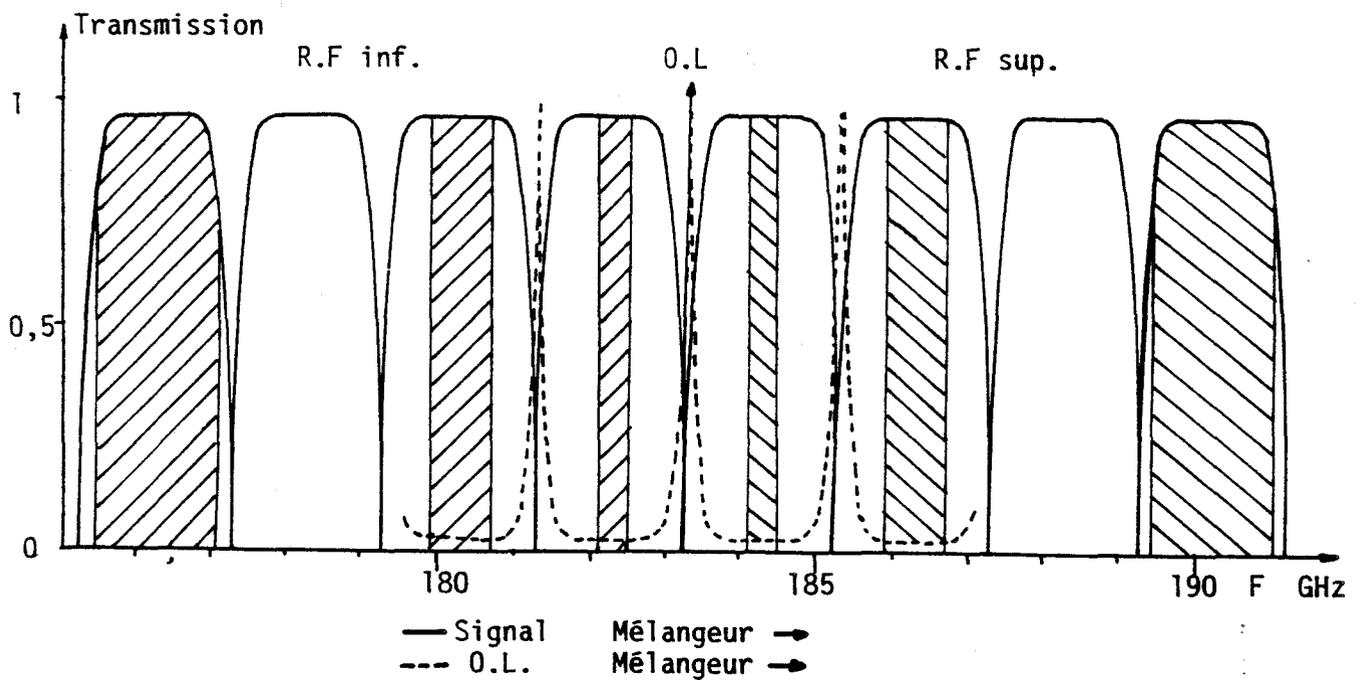


Fig 4.15 Réponse fréquentielle d'un Fabry-Pérot

4.4.8- Oscillateurs locaux

Les carcinotrons et les klystrons sont à proscrire dès à présent. Leur encombrement, leur masse et la consommation de leur alimentation sont des facteurs de rejet déterminant, dans un contexte spatial. Les sources à état solide sont les seules solutions, nous retiendrons de préférence, des sources à diodes Gunn, moins bruyantes que les diodes Impatt. Des oscillateurs à diode Gunn en GaAs sont disponibles dans plusieurs sociétés ; certaines (aux Etats-Unis) ont même obtenu une qualification spatiale, mais leur utilisation est limitée en fréquence (inférieure à 100 GHz). Dans le cadre du canal à 89 GHz, nous avons développé au laboratoire une source à diode Gunn GaAs avec un large accord mécanique de fréquence. Les diodes proviennent de la société Thomson LCR.

Une puissance d'oscillateur local de 10 mW à 89 GHz est suffisante pour alimenter le mélangeur ; la solution développée répond parfaitement aux besoins. Cette étude ainsi que les principales caractéristiques de la source seront précisées au paragraphe 5.1.

Récemment des diodes Gunn InP (Phosphure d'Indium) sont apparues sur le marché. Leur utilisation semble être la solution idéale pour les canaux du radiomètre METEOSAT. La fréquence d'oscillation peut monter jusqu'à 130 GHz en mode fondamental et leur rendement est nettement amélioré.

Les sociétés Varian et Millitech proposent de tels oscillateurs, surtout dans la bande des 94 GHz avec une puissance de sortie de 80 mW. Ces composants n'ont pas encore obtenus à notre connaissance de qualification spatiale. Mais un effort est entrepris aux U.S.A et également en France (Thomson LCR) afin d'améliorer leur fiabilité, essentiellement en température, en effet leur durée de vie dépend fortement des conditions thermiques de fonctionnement.

L'Observatoire de Bordeaux développe des sources Gunn InP à 50 et 75 GHz pour remplacer les klystrons utilisés sur les récepteurs de radioastronomie actuellement en service. La suite logique de leur étude se poursuit vers une montée en fréquence, notamment vers 90 GHz et 110 GHz. C'est donc sur leurs travaux que nous nous appuyerons pour les canaux de METEOSAT.

- Canaux à 110 GHz et à 118,75 GHz

Pour ces deux fréquences nous estimons à 10 mW la puissance suffisante pour attaquer les mélangeurs en toute sécurité. En se référant aux caractéristiques des sources InP de chez Varian et Millitech, l'énergie des canaux 1 à 6 émanera donc d'un tel oscillateur qui sera conçu à l'Observatoire de Bordeaux.

Citons les puissances de sortie de ces sources dans le commerce :

Varian	Fréquence fixe	110 GHz
	Puissance mini	25 mW
	Température	+10 à +40°C

Millitech	Fréquence fixe	110 GHz
	Puissance mini	25 mW (possible 40 mW)

	Fréquence fixe	118 GHz
	Puissance mini	15 mW (possible 25 mW)

- Canal à 150 GHz

Il est difficilement envisageable d'élaborer une source à partir d'un composant unique. Seules les diodes Impatt peuvent fonctionner à cette fréquence mais dans des conditions dommageables. Un ensemble à deux étages paraît répondre aisément à notre besoin. Un oscillateur à diodes Gunn InP à 75 GHz sera la source de base, un doubleur de fréquence à diode varactor nous donnera la puissance nécessaire à 150 GHz.

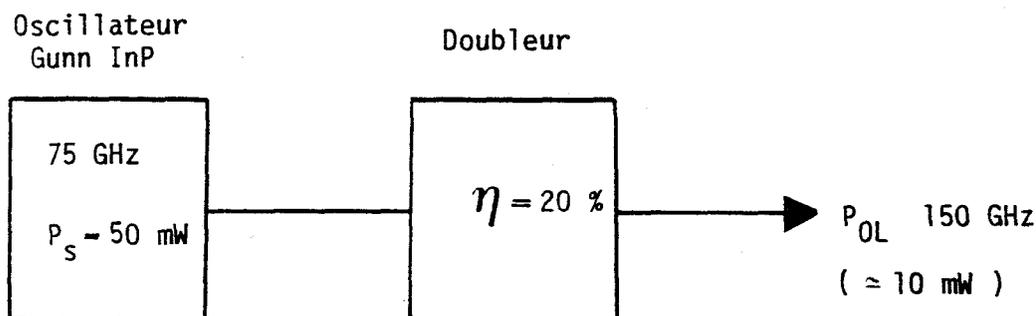


Fig 4.16 Configuration d'un oscillateur local à 150 GHz

La source primaire existe déjà puisque dans le cadre de POM2 (récepteur à 230 GHz), l'Observatoire de Bordeaux a conçu un oscillateur à 75 GHz délivrant actuellement une puissance de 50 mW. Cette source est suivie d'un tripleur de fréquence développé à Meudon (ref 12), pour obtenir un OL à 230 GHz.

Lors d'un contrat DRET, le département millimétrique a étudié différents multiplicateurs de fréquence à partir de diode varactor en chip. Ces diodes fabriquées aux USA (Université de Virginie) ou en Irlande (Cork), requièrent les mêmes techniques de montage que les mélangeurs. En s'inspirant de ces travaux, il semble aisé d'obtenir rapidement un doubleur de fréquence ayant un rendement de 20 %.

- Canaux à 183,31 GHz

En utilisant un système similaire, on aboutira à une puissance suffisante de 6 mW. Une source Gunn InP à 91,1 GHz optimisée peut fournir une puissance minimum de 60 mW, le doubleur devra donc avoir un rendement de 10 % au moins.

4.4.9- Stabilisation de fréquence

Les canaux "fenêtre" comme le 89 GHz d'AMSU-B et les canaux à 110 GHz et 150 GHz réclament une stabilité de fréquence de l'oscillateur local relativement large. La stabilité propre des composants suffit à assurer la qualité de l'information voulue (± 5 MHz pour une source Gunn). Une régulation précise de la température à ± 1 °C des sources ainsi que de leur tension d'alimentation ($\Delta V/V < 10^{-2}$) limite les dérives de fréquence et de puissance des diodes Gunn.

Le canal 110 GHz est un peu particulier, nous devons tenir compte du filtrage très sélectif du Fabry-Pérot. La bande en FI de 1 GHz ne doit pas être réduite par la fenêtre de transmission de ce filtre. Lors de sa conception, cette fenêtre sera volontairement plus large afin d'éviter cet aléa.

En ce qui concerne les fréquences des raies d'absorption de l'oxygène à 118,75 GHz et de la vapeur d'eau à 183,31 GHz, la stabilité de fréquence est beaucoup plus contraignante.

La précision sur les informations contenues dans chaque bande FI nécessite de garder à long terme une fréquence d'oscillateur local très stable, $\Delta F < B_{FI} / 100$ (soit ± 2 MHz). Surtout pour les canaux 1 et 2 de bande FI plus faible et proche de la raie d'absorption de l'oxygène. Les canaux à 183,31 GHz exigent également une garantie sur la fréquence car le diplexeur de type interféromètre de Fabry-Pérot possède une bande passante étroite.

Cette stabilité de fréquence peut être facilement remplie par une boucle de stabilisation de phase (phase-lock en anglais). L'Observatoire de Bordeaux a mis au point un tel système, ce matériel est en service depuis de nombreuses années sur des récepteurs de radioastronomie millimétrique au sol et pour des fréquences allant de 35 GHz à 230 GHz.

L'Observatoire de Bordeaux se propose d'adapter son montage, afin de le rendre plus compatible avec une future spatialisation de ce système.

4.4.10- Multiplexage et Fréquences Intermédiaires

La puissance du signal à la sortie d'un mélangeur millimétrique est extrêmement faible (comme nous l'avons noté précédemment $P_s = T_{sys} k (G_{FI} / L_M) B_{FI}$ ce qui nous donne un niveau de - 46 dBm pour le canal 10 à - 62 dBm pour le canal 1). Il est donc nécessaire de procéder à une forte amplification du signal. Cette amplification se fait sur plusieurs niveaux afin de ne pas détériorer les performances du récepteur. Le choix du premier amplificateur doit être particulièrement soigné.

La température de bruit (T_{FI}) de ce dernier, multipliée par les pertes de conversion du mélangeur intervient fortement dans le bruit général du canal (paragraphe 3.4).

L'impédance d'entrée d'un amplificateur (généralement 50 Ohms) est totalement différente de l'impédance de sortie d'un mélangeur (généralement entre 200 et 300 Ohms). Leur connexion nécessite l'emploi d'une ligne d'adaptation d'impédance, dont on minimise les pertes. Le bruit occasionné par les étages suivants d'amplification se retrouve divisé par le gain de ce premier amplificateur (principe de bruit d'un dipôle) et devient négligeable.

Le signal ainsi obtenu à la sortie de ce pré-amplificateur doit être pré-traité avant son exploitation par les météorologues. Ce pré-traitement consiste tout d'abord en un filtrage minutieux afin de ne conserver que les bandes de fréquences qui contiennent les informations utiles.

Le signal est de nouveau amplifié avant d'attaquer un détecteur quadratique donnant une linéarité en puissance sur toute la dynamique des signaux captés par l'antenne (ref 24).

Ce pré-traitement sera de conception simple, comme il ne constitue pas dans un premier temps une entrave à la faisabilité du radiomètre, l'ensemble sera composé de matériel acquis sur le marché, national de préférence. Je n'approfondirai guère plus ce sujet, ce système servant uniquement d'aide à la caractérisation du radiomètre. Il devra cependant être adaptable à une manipulation à bord d'un avion.

Un amplificateur à très faible bruit a été mis au point au laboratoire, il pourra être utilisé dans certaines chaînes de réception comme par exemple le canal à 89 GHz, et les canaux 3 et 4 à 118,75 GHz (moyennant de légers décalages en fréquence).

Cet amplificateur est une version améliorée de celui développé par S. Weinreb (ref 25), il est composé de trois types de transistors à effet de champs (TEC et FET en anglais, de chez Mitsubichi). Nominalelement, il possède une bande de 600 MHz autour de 1,6 GHz, sa température de bruit est très faible, inférieure à 70 K ($N_{FI} = 0,9$ dB), son gain est de l'ordre de 26 dB sur toute la bande.

Tous les éléments ; transistors, condensateurs, inductances, résistances sont des composants discrets et sont rapportés par soudure à l'indium. Sa technologie a été spécialement étudiée pour fonctionner à des températures cryogéniques (20 K), permettant une réduction de sa température de bruit par un facteur 5 à 6. Son optimisation s'établit en plusieurs temps. Elle porte essentiellement sur l'ajustement des valeurs des selfs et des tensions drain et gate de chaque étage.

Il est nécessaire de trouver un compromis entre trois paramètres importants ; la température de bruit, le taux d'onde stationnaire en entrée et la régularité du gain sur la largeur de bande considérée. Le réglage de ces divers paramètres s'effectue à froid, l'amplificateur est plongé dans un bol de polystyrène rempli d'azote liquide ($T=77$ K).

Sur la figure 4.17 est reportée un exemple de performance que l'on peut attendre avec ce type d'amplificateur :

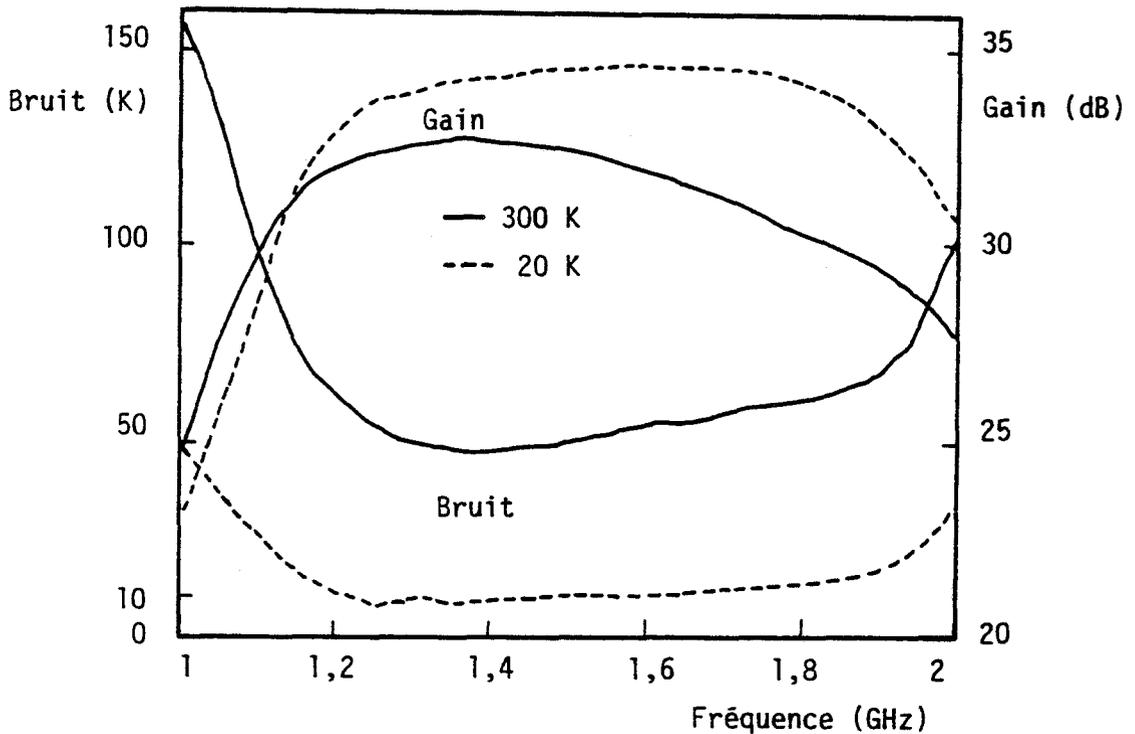


Fig 4.17 Caractéristiques d'amplificateur

Tous les autres canaux de METEOSAT ont des bandes de fréquences différentes et qui nous sont peu familières. Un développement spécifique d'amplificateur (transistor bipolaire pour les fréquences basses et TEC pour les fréquences hautes), n'est pas raisonnablement envisageable à court terme au laboratoire. Nous devons donc nous les procurer dans l'industrie. La société américaine MITEQ réalise actuellement les meilleurs amplificateurs à faible bruit qui existent sur le marché. Dans le cadre du projet METEOSAT qui sera conçu à l'échelle européenne par l'ESA, il est cependant souhaitable d'incorporer dans les récepteurs des éléments émanant en priorité de compagnies européennes.

En conséquence, nous choisirons plutôt des amplificateurs modulaires de chez ADE, plus bruyants, mais que l'on intégrera dans le module d'adaptation au bloc mélangeur. Ces études d'intégration pourront être effectuées dans des sociétés de sous-traitances françaises où ce marché est en pleine expansion.

Plusieurs canaux sont à extraire à la sortie des récepteurs à 118,75 GHz et à 183,31 GHz. Un multiplexage permettra d'isoler chaque canal à partir de la sortie du mélangeur. Dans la mesure du possible cette séparation sera introduite après l'amplification faible bruit pour diminuer l'influence des pertes du multiplexeur sur le bruit du canal. La répartition des canaux se fera sous la forme :

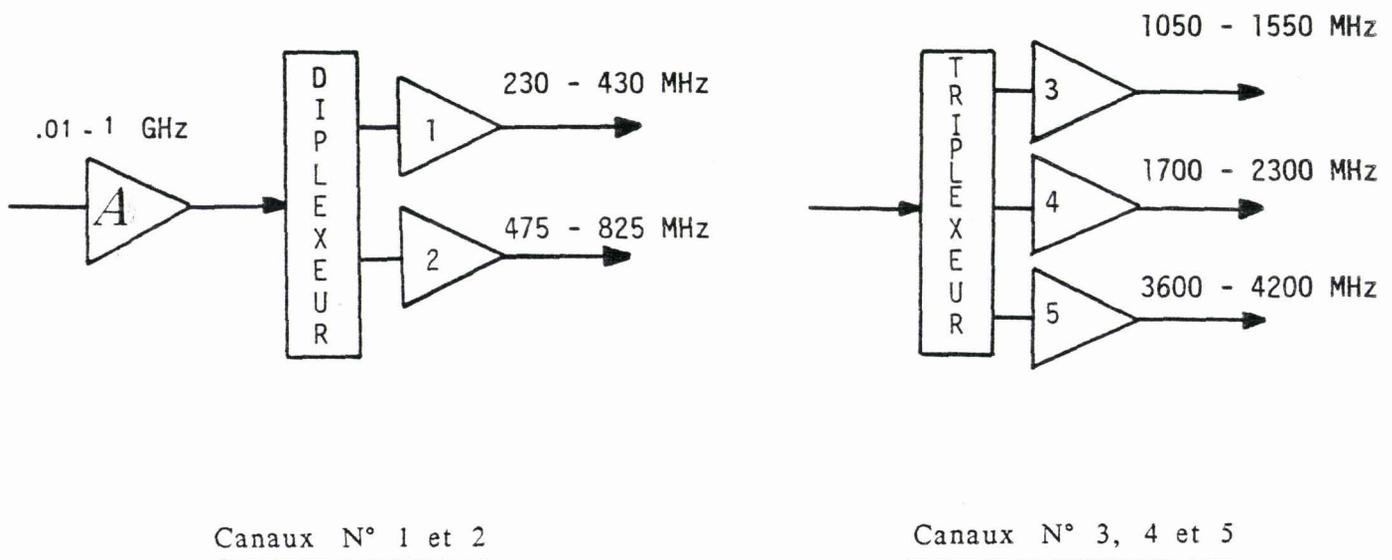


Fig 4.18 Multiplexage

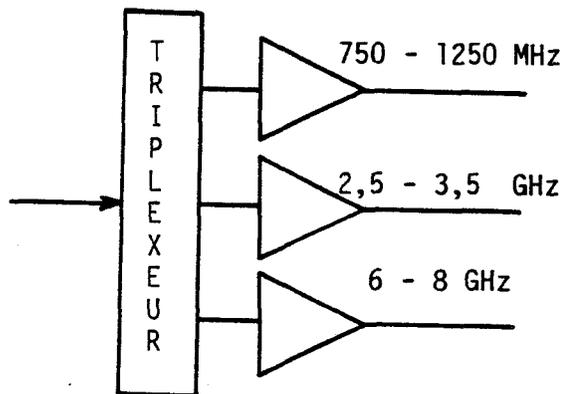


Fig 4.19 Triplexage des canaux 8,9 et 10

La séparation des canaux N° 3,4 et 5 à 118,75 GHz et N° 8,9 et 10 à 183,31 GHz se fera par des triplexeurs, pour les canaux N° 1 et 2 nous utiliserons un duplexeur. Même remarque que précédemment si nous ne voulons pas introduire d'éléments étrangers à la communauté européenne, nous soustrairons de préférence, cette étude en France afin de former un seul composant "transposition de fréquence". Les multiplexeurs pourront être intégrés aux amplificateurs dans une version finale. Nous pouvons quand même signaler une société britannique Filtronic qui commercialise des multiplexeurs. Sur la figure de la page suivante nous donnons un exemple de gabarit de triplexeur pour les canaux N° 8, 9 et 10 :

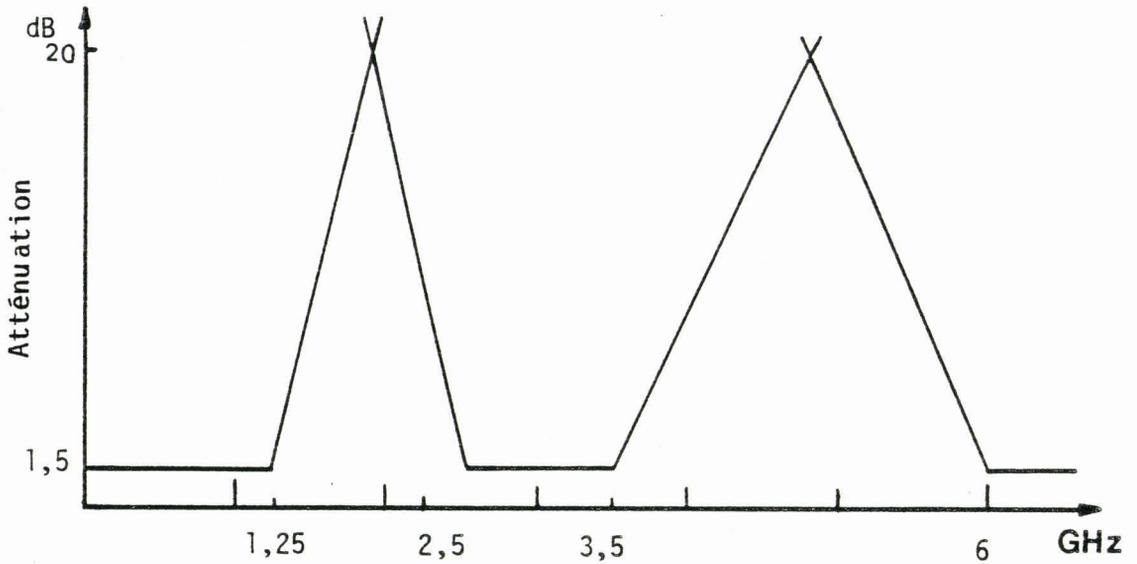


Fig 4.20 Gabarit du triplexeur des canaux 8 , 9 et 10

4.4.11- Performances attendues

Beaucoup de composants sont à ce jour en cours de définition où d'élaboration. Certains éléments du dispositif de la source c'est-à-dire de l'ensemble quasi-optique ont pu être testés. Je peux cependant passer en revue les performances globales que l'on peut attendre des différents récepteurs, en considérant les composants mentionnés dans les paragraphes précédents. La détermination des caractéristiques de bruit se déduit des expressions établies au chapitre 3.4. Nous présenterons les résultats sous forme de tableaux et ils seront comparés aux spécifications désirées, du British Meteorological Office (BMO) et de l'Agence Spatiale Européenne (ESA).

Canal à 89 GHz d'AMSU-B

	Température de bruit système (en K)	Sensibilité (K)
B.M.O	2400	0,6 (1 GHz)
ESTIMEE	1400	< 0,38 (0,6 GHz)

avec : $L_c = 0,3$ dB ; $T_M = 850$ K
 $L_{di} = 1$ dB ; $L_M = 8$ dB et $\tau = 22$ ms

Amplificateur laboratoire fréquence 1,2 à 1,8 GHz :

$T_{FI} = 70$ K ; $L_{FI} = 0,5$ dB ; $G_{FI} = 25$ dB

Nous pensions tout à fait pouvoir répondre au cahier des charges du British Met-Office. Les rapports que nous avons fourni allait dans ce sens. Nous comptons, avec ce couplage avec Alcatel Espace (ATES), obtenir une première expérience dans la spatialisation d'équipements scientifiques. De plus cela aurait été de bon augure pour la présentation de notre proposition à l'ESA. Malheureusement cette affaire n'a pu aboutir favorablement.

Canal à 110 GHz de METEOSAT

canal	Fréquence GHz	Température		Sensibilité	
		DSB en K		ESA	Estimée
		ESA	Estimée	FI=1 GHz	FI=0,6 GHz
6	110	2800	< 1500	0,25	< 0,19

avec les estimations : $L_c = 0,3 \text{ dB}$; $L_{di} = 1,5 \text{ dB}$; $L_{FI} = 0,5 \text{ dB}$
 $\tau = 125 \text{ ms}$

mélangeur Alpha avec préamplificateur FI de 100 à 1000 MHz

$$T_M \text{ DSB} = 630 \text{ K} \quad \text{et} \quad L_M \text{ SSB} = 6,5 \text{ dB}$$

$$T_{FI} = 120 \text{ K}$$

Les spécifications sont largement tenues, certes l'élément principal de la chaîne de réception, à savoir le mélangeur, sera acheté aux Etats-Unis. Nous gardons quand même la possibilité de changer ce composant soit par un modèle identique mais réalisé en Europe, soit par un modèle que nous développerons au laboratoire si notre plan de travail nous le permet. Ce mélangeur pourra avoir des performances moindres que celui de Alpha TRG, tout en répondant parfaitement au cahier des charges.

Canaux à 118,75 GHz

canaux	Fréquence GHz	B_{FI} MHz	Température		Sensibilité	
			ESA	Estimée	ESA	Estimée
1	$118,75 \pm 0,33$	200	2000	< 1900	0,4	< 0,38
2	$118,75 \pm 0,65$	350	1650	< 1900	0,25	< 0,29
3	$118,75 \pm 1,3$	500	2000	< 1750	0,25	< 0,22
4	$118,75 \pm 2,0$	600	2200	< 1820	0,25	< 0,21
5	$118,75 \pm 3,9$	600	2200	< 1980	0,25	< 0,23

avec les estimations : $L_c = 0,3$ dB ; $L_{di} = 1,5$ dB et $T = 125$ ms

Pour les canaux 1 et 2 :



mélangeur classique

$T_M^{SSB} = 750$ K ; $L_M = 6$ dB

Amplificateur ADE

$T_{FI} = 190$ K ; $G_{FI} = 24$ dB

$L_{FI} = 0,5$ dB ; $B_{FI} = 10-1000$ MHz

Pour les canaux 3,4 et 5 :

Triplexeur + adaptation	L_{FI}	=	2 dB
Mélangeur classique	T_M SSB	=	850 K ; L_M = 6,2 dB
Amplificateurs	T_{FI} 3	=	70 K ; Gain = 25 dB
du	T_{FI} 4	=	80 K ; Gain = 25 dB
laboratoire	T_{FI} 5	=	100 k ; Gain = 24 dB

Seul le canal N 2 me semble difficilement réalisable. La sensibilité souhaitée (0,25) est beaucoup trop contraignante sur la bande en fréquence intermédiaire d'observation de 350 MHz. Nous avons fait par de cette remarque lors d'une récente réponse à un appel d'offre de l'ESA.

Canal à 150 GHz

canal N°	Fréquence GHz	Température système en K		Sensibilité	
		ESA	Estimée	ESA FI=1 GHz	Estimée FI= 0,6 GHz
7	150	2800	< 2500	0,25	< 0,24

avec les estimations :

mélangeur classique T_M SSB = 900 K ; L_M = 7,5 dB
 Amplificateur ADE T_{FI} = 190 K ; B_{FI} = 10 à 1000 MHz

Le cahier des charges sera rempli, mais nous avons préféré limiter la bande FI afin d'éviter la génération de bruit basse fréquence au niveau du mélangeur. Cette restriction n'enlève rien à l'intérêt et à la qualité de ce canal puisqu'il correspond à une fenêtre atmosphérique.

Canaux à 183,31 GHz

Canaux	Fréquence (GHz)	B_{FI} (MHz)	Température système en K		Sensibilité K	
			ESA	Estimée	ESA	Estimée
8	183,31 ± 1	500	4000	< 3500	0,5	< 0,45
9	183,31 ± 3	1000	5600	< 3700	0,5	< 0,33
10	183,31 ± 7	2000	7900	< 5800	0,5	< 0,37



avec : $L_c = 0,5 \text{ dB}$; $L_{di} = 1,5 \text{ dB}$ et $\mathcal{T} = 125 \text{ ms}$

Mélangeur classique $T_M^{\text{SSB}} < 1800 \text{ K}$; $L_M < 9 \text{ dB}$

Amplificateur et triplexeur à développer :

$$T_{\text{FI } 8} = 150 \text{ K}$$

$$T_{\text{FI } 9} = 160 \text{ K} \quad L_{\text{triplexeur} + \text{adaptation}} = 1,5 \text{ dB}$$

$$T_{\text{FI } 10} = 300 \text{ K}$$

De ce tableau aucun problème n'apparaît, on peut même remarquer une certaine marge sur les sensibilités souhaitées. Le seul point délicat concerne la largeur de la bande FI du canal 10.

Un diplexeur de type Fabry-Perot ne permet pas d'importante bande FI. Notre expérience à l'heure actuelle et les simulations que nous avons faites ne peuvent garantir les 2 GHz du canal 10.

V- ETUDE ET REALISATION DE COMPOSANTS MILLIMETRIQUES

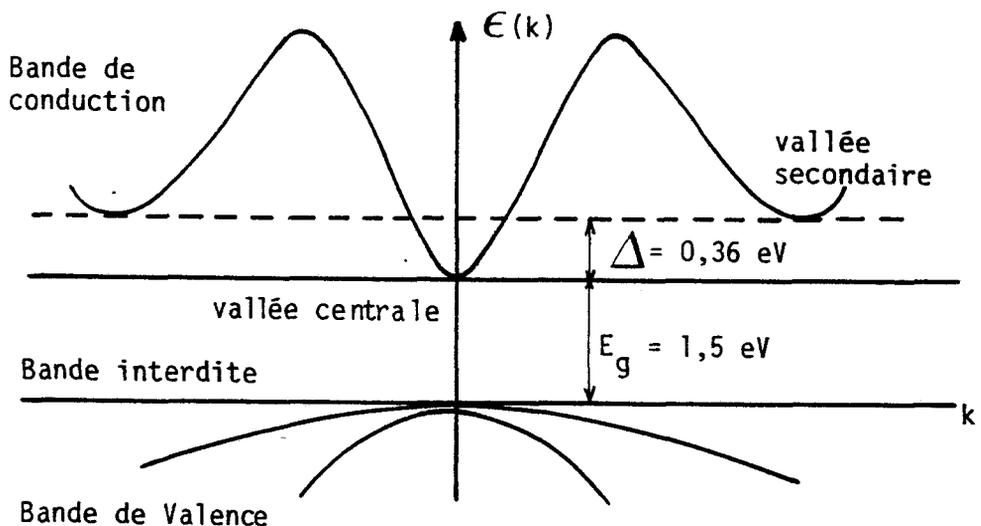
5.1- Oscillateur à diode Gunn GaAs à 89 GHz

5.1.1- Rappels succincts sur l'effet Gunn

En 1963 J.B. Gunn a mis expérimentalement en évidence des instabilités à haute fréquence dans des éléments d'arseniure de gallium de type n, soumis à des tensions continues. Ces instabilités sont dues à un effet de résistance différentielle négative qui s'explique par une théorie développée antérieurement (1961) par C. Hilsum. L'effet est lié à la structure de la bande de conduction du matériau (ref 26).

a) Mécanisme de base

La mécanique quantique permet de déterminer dans un cristal des bandes d'énergie permises ou interdites à l'électron. Une structure de bande, représentée par la variation de l'énergie des électrons en fonction de leur vecteur d'onde associé k , a l'allure suivante pour l'arseniure de gallium (Fig 5.1) :



La bande de conduction comprend plusieurs minima ou vallées. Il existe un minimum central dont la courbure donne une masse effective :

$$m_1^* = 0,068 m$$

m étant la masse de l'électron dans le vide, la masse effective dépend de la courbure de :

$$E(k) = 1/m^* = 1/\hbar^2 \cdot \partial^2 E / \partial k^2$$

La masse des électrons de cette vallée étant faible leur mobilité μ_1 sera forte. Il existe également des vallées secondaires (au nombre de 6) dans les trois directions, équivalentes entre elles, dans lesquelles les électrons ont une masse effective :

$$m_2^* = 0,4 m$$

C'est-à-dire plus grand que m_1^* ; μ_2 est donc plus faible que μ_1 . A l'équilibre, tous les électrons se trouvent dans la vallée principale. Les vallées secondaires ne sont pas peuplées car l'écart énergétique ($\Delta = 0,36$ ev) est bien supérieur à l'énergie d'agitation thermique des électrons (1/40 ev à $T=300$ K).

b) Transfert électronique

En présence d'un faible champ électrique, les électrons sont accélérés dans la direction du champ.

Entre deux collisions successives avec les vibrations du réseau, leur vitesse acquiert une composante moyenne non nulle et en même temps, leur énergie cinétique moyenne tend à augmenter.

Dans ce cas il y a n_1 électrons dans la vallée principale et n_2 électrons dans les vallées secondaires, mais le rapport n_1 / n_2 est encore très grand et le peuplement des vallées secondaires reste négligeable.

Quand le champ électrique augmente, de plus en plus d'électrons acquièrent une énergie cinétique qui se rapproche de l'écart énergétique, ces électrons peuvent alors être envoyés par collision dans les vallées secondaires.

c) Résistance différentielle négative

Pour l'ensemble des deux populations électroniques, la vitesse globale est donnée par :

$$\vec{v}_d = \frac{\mu_1 n_1 + \mu_2 n_2}{n_1 + n_2} \vec{E}$$

n_1 et μ_1 : nombre et mobilité des électrons dans la vallée centrale

n_2 et μ_2 : nombre et mobilité des électrons dans les vallées secondaires

Pendant le transfert électronique, quand n_2 augmente suffisamment vite au détriment de n_1 , grâce au champ électrique, \vec{v}_d diminue. La densité de courant, proportionnelle à \vec{v}_d diminue donc également :

$$\vec{J} = n.e.\vec{v}_d \quad \text{avec } n = n_1 + n_2$$

C'est-à-dire que le matériau présente une résistance différentielle négative à partir d'un champ électrique telle que le transfert commence à être appréciable, jusqu'à une valeur de champ pour laquelle toutes les charges sont dans les vallées secondaires.

La caractéristique I fonction de V est directement proportionnelle à la caractéristique \vec{v}_d fonction de \vec{E} . Pour la déterminer il faut connaître les variations de n_1 et de n_2 avec le champ électrique. Ridley et Watkins (ref 27), C. Hilsun (ref 26), Butcher et Fawcett (ref 28) ont étudié ce problème et sont finalement parvenus à une courbe $\vec{v}_d(\vec{E})$ en accord avec les vérifications expérimentales. L'allure de cette courbe est représentée sur la figure 5.2.

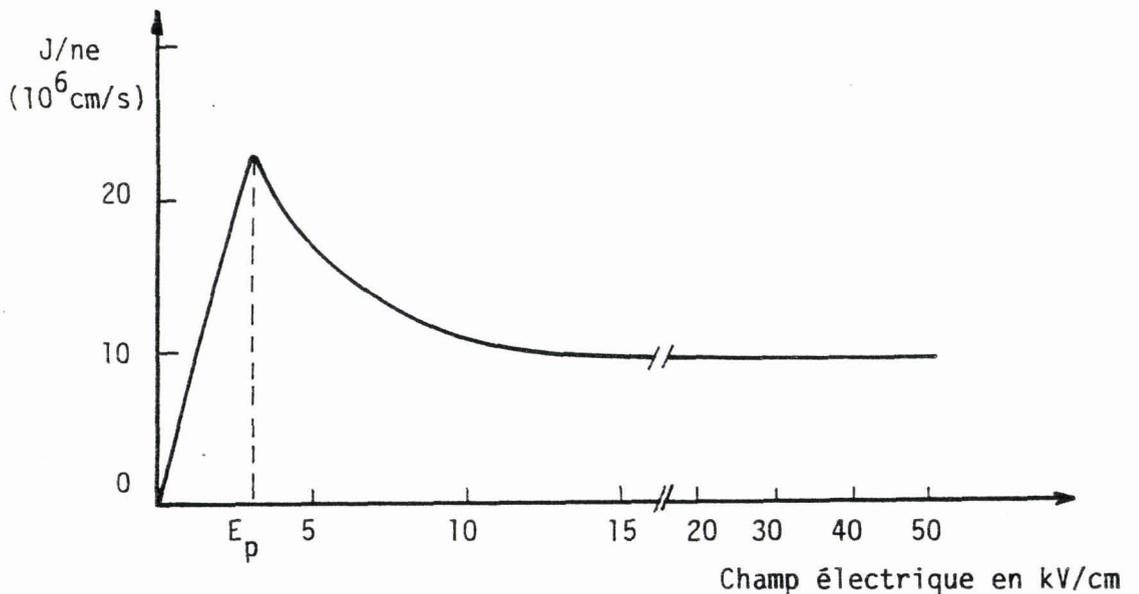


Fig 5.2 Caractéristique $\vec{v}_d=f(\vec{E})$ du GaAs

En conclusion de ce rappel nous pouvons signaler la présence d'une structure de bande de conduction analogue à celle de l'GaAs dans différents composés III - V et II - IV comme :

- * InP (Phosphure d'Indium)
- * $As_{1-x}P_xGa$ (pour $x < 0,3$)
- * Cd Te

L'effet Gunn a été mis en évidence expérimentalement dans ces matériaux.

5.1.2- Etude d'une structure d'accord dans la bande 80-100 GHz

Au-dessus de 60 GHz une diode Gunn GaAs ne délivre de la puissance qu'en mode harmonique (ref 29) , une conséquence directe est que la puissance de sortie décroît très vite avec la fréquence. Il est nécessaire d'accorder les deux modes de fonctionnement : le mode fondamental (40 - 50 GHz) et le mode harmonique (80 - 100 GHz) afin d'optimiser l'oscillation qui nous intéresse. L'accord se fait par un circuit oscillant ramenant l'impédance adéquate sur la diode. En pratique un résonateur diélectrique ou un iris dans le guide d'onde sont couramment employés. Mais ces dispositifs sont généralement à bande étroite.

Bester et Al. (ref 30) ont présenté une nouvelle structure comportant deux guides d'onde croisés, l'un pour l'accord fréquentiel, l'autre pour optimiser la puissance de sortie. Cette source permet un accord autour de 75 GHz sur une bande supérieure à 10 GHz.

A partir de cette étude, j'ai essayé de développer une telle structure répondant aux spécifications du canal à 89 GHz . De plus, étant donné sa large plage d'accord, ce type de source pourra contribuer aux tests de composants millimétriques du laboratoire.

La figure suivante représente une coupe du bloc mécanique. Le guide d'onde supérieur de standard WR 22 est terminé par deux court-circuits mobiles formant ainsi une cavité résonnante (au mode fondamental) couplée à une ligne coaxiale.

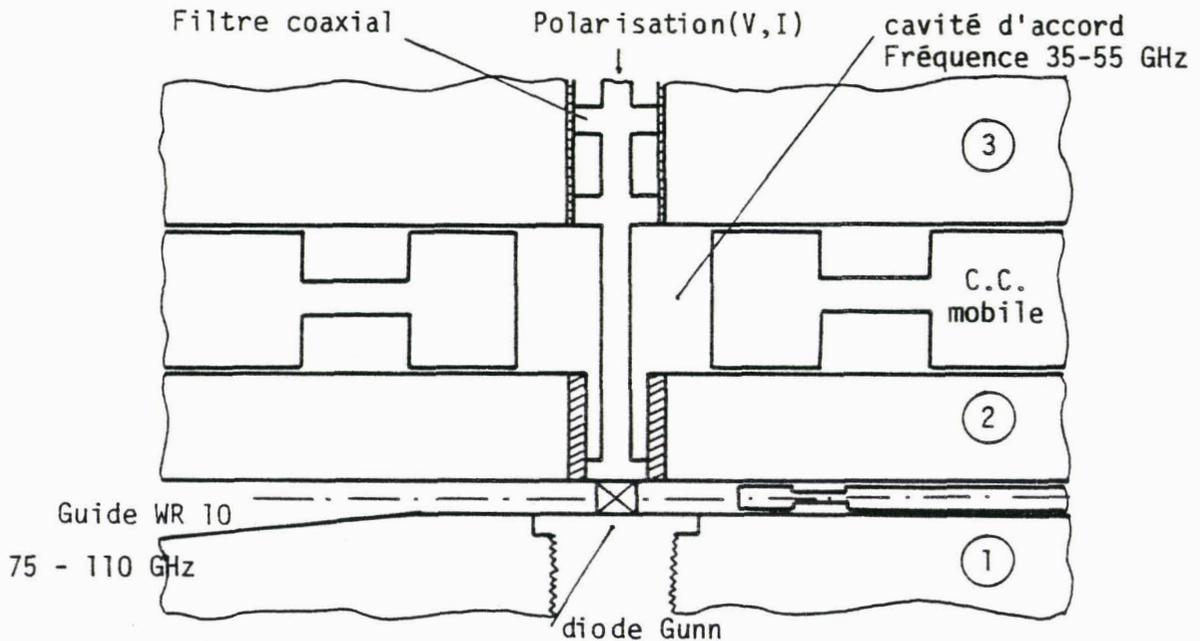


Fig 5.3 Coupe mécanique de la structure oscillatrice

Cette ligne coaxiale traverse de part en part la structure et en est la pièce la plus délicate.

La polarisation est amenée sur la diode par l'intermédiaire d'un connecteur de type SMA directement lié à la ligne coaxiale. Cette dernière forme ensuite un filtre passe-bas composé de sections différentes (impédance faible suivie d'impédance forte) assurant le découplage de la partie haute fréquence et de la polarisation continue.

La ligne coaxiale couplée à la cavité résonnante, vient contacter la diode Gunn par une section basse impédance (appelé Kap). L'ensemble est tenu mécaniquement par deux bagues en téflon de toile très fine. Ce Kap forme un autre filtre passe-bas afin d'éviter une perte de puissance de l'harmonique de la diode dans le filtre coaxial. La diode est entièrement présente dans le canal WR 10 qui est de section réduite pour une meilleure adaptation avec la diode, une transition en pente douce (taper) assure une sortie en guide d'onde standard WR 10.

5.1.3- Analyse du circuit

Je me suis tout d'abord intéressé à une approche théorique, bien qu'en ondes millimétriques les modélisations de composants ne soient pas aisées car beaucoup d'éléments ne peuvent être estimés avec une grande précision. Chang et Herbert (ref 31) ont caractérisé une transition entre une ligne coaxiale et une cavité en guide d'onde ; à partir de cette étude j'ai essayé d'élaborer un programme de calcul simple afin de prévoir la plage de fréquence d'accord de la diode, pour une géométrie de structure donnée.

Plusieurs approximations ont dû être nécessaires pour ne pas engendrer une étude trop rigoureuse menant à des développements de calcul trop conséquents.

Le but recherché se limitant à une optimisation grossière, d'où émane rapidement un prototype que l'on améliore et met au point au laboratoire. Dans cette étude, nous pouvons retenir comme hypothèses simplificatrices :

Les courts-circuits mobiles qui sont considérés comme idéaux, c'est-à-dire qu'ils présentent un mur électrique parfait dans le guide d'onde.

La première section basse impédance du filtre coaxial est approximée à une impédance nulle. Elle correspond en fait à l'impédance d'entrée de la cavité en guide d'onde ; le filtre idéal n'interviendra donc pas dans ce calcul. Il peut être déterminé indépendamment, son rôle est d'empêcher les fuites haute fréquence (fondamental et harmonique) par le circuit de polarisation continue de la diode. Son profil est conçu à l'aide du livre de Matthaei and al. (ref 32) qui aborde sous formes d'abaques ou de calculs plus rigoureux, toutes sortes de filtres. Sur la figure 5.4 sont indiquées les principales dimensions jouant un rôle important dans la fréquence de l'oscillateur.

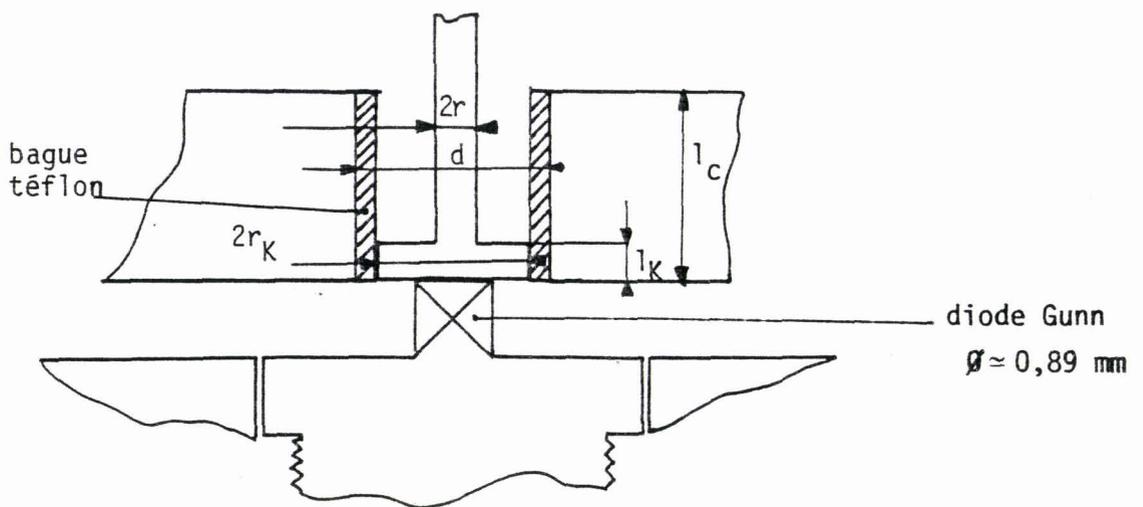


Fig 5.4 Schéma de l'environnement de la diode

Nous pouvons en déduire un schéma équivalent de la structure oscillatrice qui est représentée ci-dessous. Il est inspiré bien évidemment des travaux Bester et al (ref 30) et de Chang (ref 31).

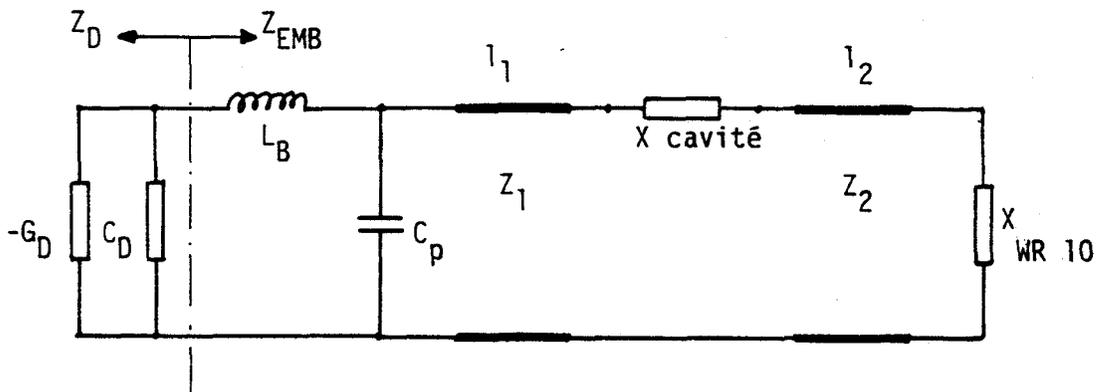


Fig 5.5 Schéma équivalent de la structure d'accord

- G_D et C_D sont les éléments caractéristiques d'une diode Gunn : sa capacité et sa conductance négative.

- L_B , C_p sont les éléments parasites (self et capacité) de la diode dus à son encapsulation.

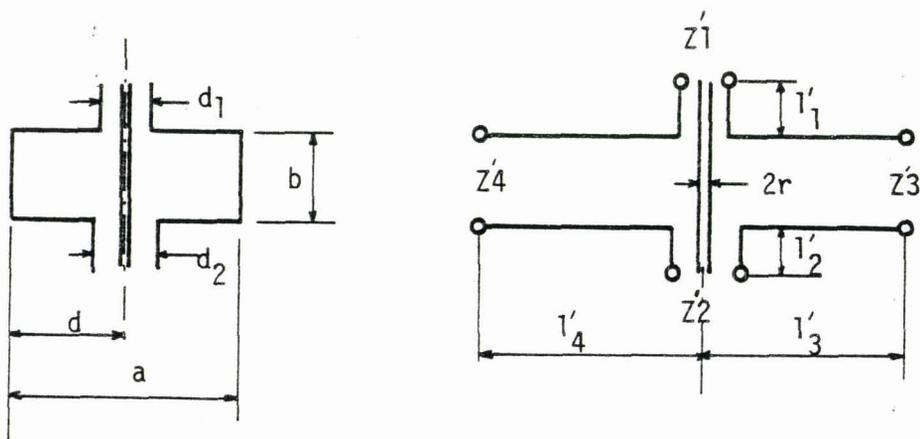
- $X_{\text{cavité}}$ correspond à la réactance de la cavité ramenée dans le plan de la diode. Les éléments de la cavité, considérés comme idéaux, n'occasionnent pas de partie résistive.

- (l_1, Z_1) et (l_2, Z_2) sont les longueurs radiales de lignes qui ramènent la réactance du couple (cavité, filtre) du plan du guide WR 10, où débouche le filtre coaxial, au centre de la diode Gunn.

- X_{WR10} correspond à l'impédance du guide WR10 réduit, obturé par un court-circuit mobile qui permet le réglage de la puissance de sortie.

Cette impédance ramenée dans l'ouverture symétrique du guide sera de faible valeur et aura peu d'influence sur la diode, en première approximation nous la négligerons.

Le problème au niveau du premier guide d'onde WR10 étant posé nous pouvons remonter la chaîne au niveau du second guide d'onde WR22. La cavité traversée par une ligne coaxiale peut être modélisée comme suit (Fig 5.6) :



avec a et b : largeur et hauteur du guide r : rayon du coaxial

Ces figures, correspondant au cas général traité par Chang (ref 31) peuvent être directement reprises en considérant Z'_1 et l'_1 comme nulles. La partie l'_2, Z'_2 sera en fait une longueur de ligne coaxiale terminée par une section basse impédance de faible longueur l_K . L'ensemble mécanique étant symétrique par rapport à cet axe coaxial, c'est-à-dire que les parties (l'_4, Z'_4) et (l'_3, Z'_3) sont identiques et correspondent aux court-circuits, éloignés d'une distance $l'_3 = l'_4 = l_{sh}$, de l'axe de symétrie, formant ainsi la cavité résonnante.

Toutes ces remarques étant faites nous pouvons en déduire le schéma électrique équivalent de notre cavité :

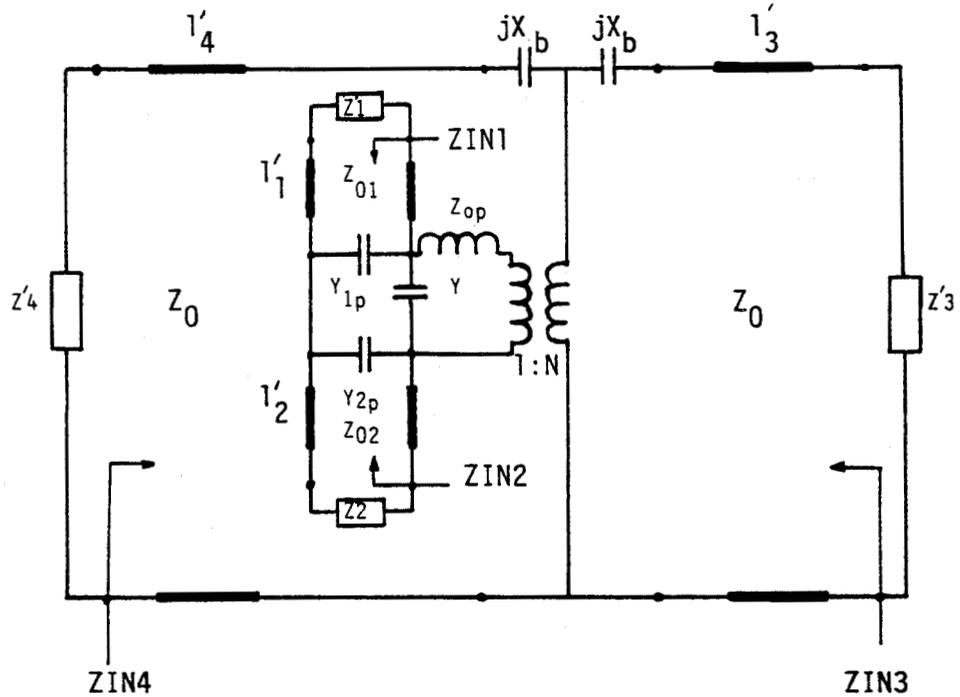


Fig 5.7 Schéma équivalent

- Z_{WR22} est l'impédance caractéristique du guide d'onde utilisé pour former la cavité. Son expression est :

$$Z_{WR22} = 240 \pi (b/a) \cdot (\lambda_g / \lambda)$$

- l_{sh} est la distance des court-circuits, en guide d'onde WR22, au centre de la mécanique.

- l_c est la longueur de la ligne coaxiale, de la sortie de la cavité résonnante à la section basse impédance du kap.

- Z_c est l'impédance caractéristique de cette section de ligne :

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{Log} (2r / d_2)$$

- l_K est la longueur de la section basse impédance qui assure le contact sur la diode.

- Z_K correspond à l'impédance de ce kap :

$$Z_K = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{Log} (d_k / d_2)$$

- C_1, C_2 correspondent aux capacités parasites dues au changement de section de la ligne coaxiale au Kap et du Kap à la diode. Leurs valeurs se déduisent d'abaques que l'on trouve dans tous les livres traitant des hyperfréquences entre autre, Microwave Engineer's Handbook (ref 22).

Les autres impédances correspondent au couplage de la ligne coaxiale et de la cavité dans les différents plans . Ces expressions émanent directement de l'étude de Chang et Ebert (ref 31) et seront reprises telles quelles.

- Y_{2p} , Y' et X_b sont des capacités de couplage de la section de ligne coaxiale traversant la section de guide d'onde.

$$Y' = j \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos m\pi \cdot e^{-mr\pi/b}}{X_m}$$

$$Y_{2p} = -j \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos m\pi \cdot e^{-mr\pi/b}}{X_m} + j \sum_{m=1}^{\infty} \frac{e^{-mr\pi/b}}{X_m}$$

et $X_b = Z_{WR22} (a/\lambda_g) \cdot (2r\pi/a)^2 \cdot \sin^2(\pi \cdot d/a)$

en considérant :

$$X_m = \frac{b^2 \lambda 120\pi \left[(m\pi/b)^2 - (2\pi/a)^2 \right] (a/\pi) \left[K_0(r \cdot \Gamma_m) - K_0(2d \cdot \Gamma_m) \right]}{8 ab}$$

- K_0 représente la fonction de Bessel de deuxième espèce

$$\Gamma_m = ((m\pi/b)^2 - (2\pi/\lambda)^2)^{1/2}$$

- Z_{op} la traversée du coaxial dans la section du guide d'onde introduit une composante inductive due aux modes TE_{n0} excités

$$Z_{op} = j \frac{Z_{WR22}}{4} \left[((2\pi/\lambda)^2 - (\pi/a)^2)^{1/2} \right] \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\cos(n\pi r/a) - \cos(n\pi(2d+r)/a)}{((n\pi/a)^2 - (2\pi/\lambda)^2)^{1/2}}$$

En ramenant toutes ces impédances dans le plan de la diode, nous pouvons déterminer, pour une fréquence f donnée la position des courts-circuits réglant la cavité d'accord, c'est-à-dire la longueur l_{sh} .

Il suffit pour cela de vérifier les conditions d'oscillation et le critère de stabilité en ce point (ref 33 et 34) :

$$\left\{ \begin{array}{l} (\omega C_D + X_{EMB}(\omega))^{-1} = 0 \\ \frac{d}{d\omega} (\omega C_D + X_{EMB}(\omega))^{-1} > 0 \end{array} \right.$$

De plus amples développements de calcul seront fournis dans l'annexe 3.

Les premiers résultats de notre modélisation ont été comparés à ceux des auteurs qui nous ont inspiré cette étude. Les simulations de la structure ont été faites avec des diodes Gunn GaAs de chez Thomson AH 801. Leur capacité de boîtier C_p est de l'ordre de 0,18 pf qui est une valeur typique pour plusieurs constructeurs. L'inductance L_B est donnée autour de 0,1 nH. Les paramètres propres à l'effet Gunn c'est-à-dire C_D et R_D sont plus difficilement définissables. Plusieurs articles ont proposé des méthodes théoriques et pratiques pour déterminer ces valeurs (ref 34 , 35 et 36). Ces éléments varient bien évidemment avec la fréquence, pour des raisons de simplification nous avons considéré des valeurs moyennes constantes ($C_D \approx 0,2$ pf et R_D aux alentours de -8 Ohms).

5.1.4- Réalisation et résultats

La réalisation mécanique de composants millimétriques est déterminante et doit être particulièrement soignée.

Une précision au centième de millimètre est nécessaire, un polissage fin des surfaces en contacts permet de limiter les fuites hyperfréquences.

Le bloc mécanique, représenté sur la figure 5.3, comprend trois parties essentielles : la première sert de support à l'insertion de la diode dans le guide d'onde WR10, cette dernière est obligatoirement montée sur un radiateur, qui diffuse la chaleur émise par la diode dans toute la structure. Cet élément comprend également le "taper", en pente douce, qui doit faire une longueur de plusieurs $\lambda/2$ pour éviter les réflexions. Le coefficient de réflexion d'une telle transition peut se représenter sous la forme :

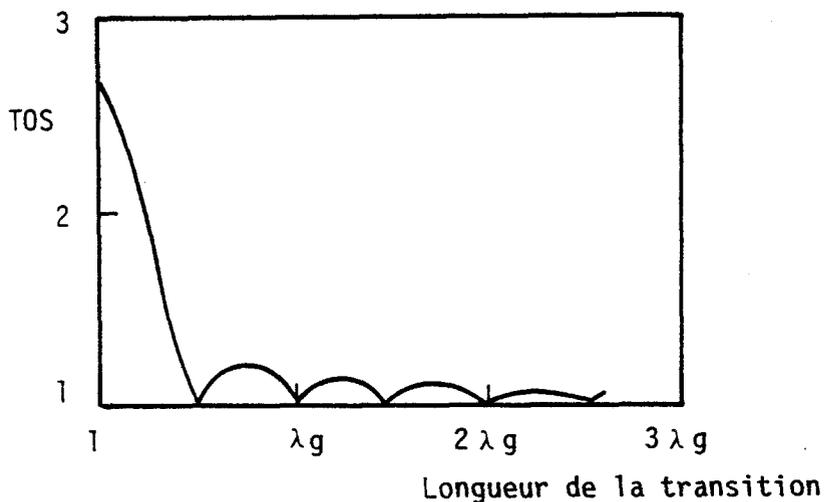


Fig 5.8 Coefficient de réflexion

Afin de s'affranchir de cet inconvénient la longueur du taper sera prise égale à $3,5 \lambda_g$ ce qui nous donne $L_t = 14 \text{ mm}$

Le court-circuit de 0,5 mm d'épaisseur est ajusté dans le guide réduit après montage complet de la structure. Le réglage manuel de celui-ci est facilité par une large embase qui empêche l'extrémité du court-circuit de venir en contact avec la diode .

La deuxième pièce paraît assez simple mais est en fait la pièce maîtresse de l'oscillateur, son épaisseur correspond à la distance dont est séparée la cavité hyperfréquence d'accord de la diode. De plus l'alignement des pièces l'une par rapport à l'autre est capital, le filtre coaxial passe à travers les trois éléments. Le centrage du kap est fait par une bague en téflon (épaisseur de 0,1 mm pour un diamètre de 1,4 mm), elle évite tout contact possible avec la masse.

La troisième pièce comporte la cavité d'accord, un guide d'onde WR22 est usiné de part en part. Elle supporte le connecteur de polarisation de type SMA. Une autre bague en téflon assure le centrage du filtre coaxial.

Deux courts-circuits montés au bout de vis micrométriques lui sont rapportés. Ils sont ajustés à la toile émeri très fine. On peut également utiliser des court-circuits dit "à piège", constitués par une succession de sections de faible impédance et de forte impédance, la longueur de ces sections sont de l'ordre de $\lambda_g/4$.

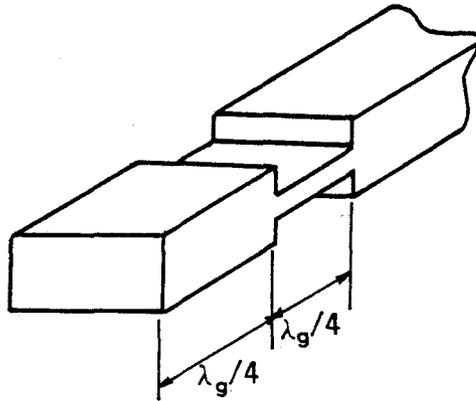


Fig 5.9 Court-circuit à piège

L'extrémité du filtre est plaquée sur la diode par l'intermédiaire d'un ressort, cet aspect n'est pas à négliger car la puissance de sortie varie fortement selon la pression du contact entre le kap et la diode.

Plusieurs structures ont été réalisées et testées. Nous nous sommes approvisionnés en diodes Gunn GaAs chez Thomson LCR de Corbeville. Les variations géométriques ont portées essentiellement sur les dimensions de la cavité en guide standard WR22, ou WR19 et sur l'espacement de celle-ci par rapport à la diode.

Dans un premier temps nous pouvons montrer une comparaison faite entre les longueurs de la cavité d'accord (l_{sh}) calculées et celles mesurées, et cela pour deux types de structures. Un exemple est représenté sur la figure 5.10, page suivante.

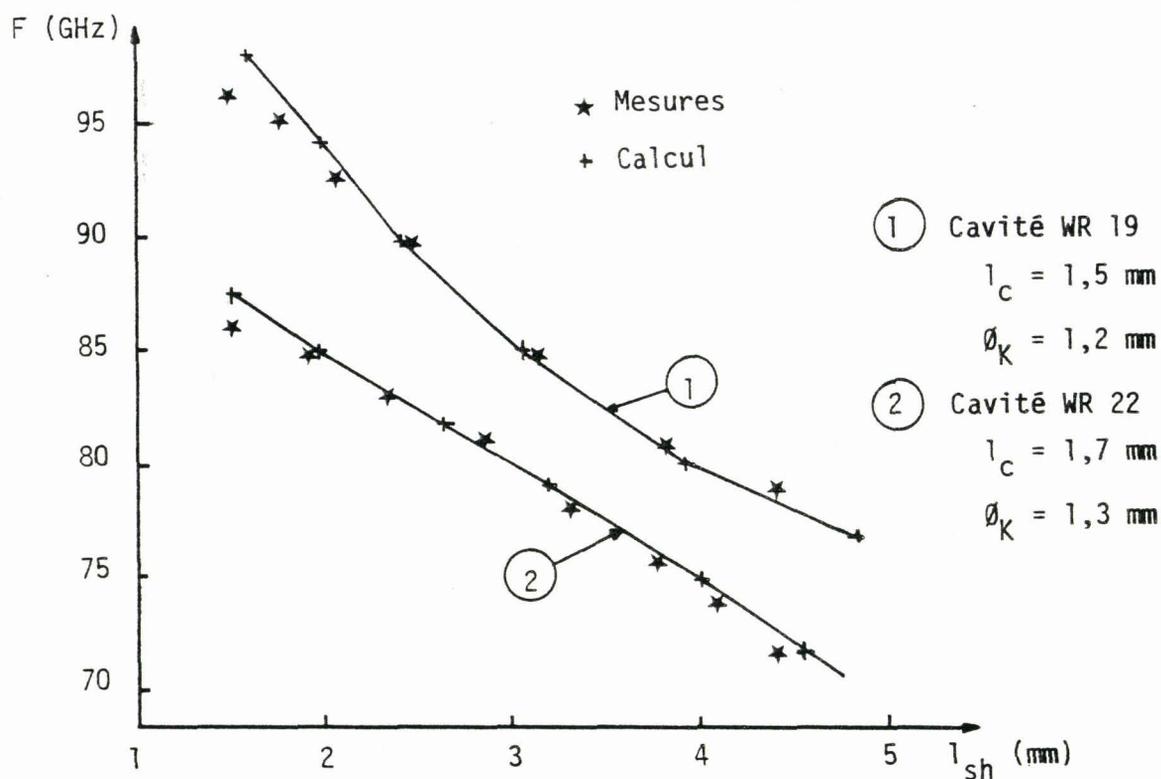


Fig 5.10 Comparaison théorie-expérience de la fréquence d'accord

Peu de différences sont à noter entre les deux courbes, confirmant ainsi, le travail élaboré par l'équipe de Bester et Vowinkel. On peut remarquer quand même une discordance aux extrémités des bandes d'accords de la cavité.

Cela est dû très certainement aux éléments propres de la diode que l'on a considérés comme constants. Mais la précision obtenue nous paraît suffisante. La réponse d'accord fréquentiel ne varie que très légèrement en fonction de la diode d'un même lot, des instabilités apparaissent sur certaines, limitant ainsi la bande d'accord. Toutes les cavités mesurées ont établi que les bandes réelles d'oscillation étaient toujours moins larges que celles calculées.

Le banc de test de ces cavités se compose simplement : d'un isolateur afin d'éviter les retours de puissance sur la diode, qui lui sont très néfastes, d'un atténuateur variable, d'un ondemètre (matériel Thomson) et enfin d'un bolomètre (Hughes). Un étalonnage de ce banc est indispensable avant toutes mesures pour caractériser réellement la puissance de sortie de la source Gunn. Il est à noter également la forte puissance continue consommée par ces diodes : 1,2 Ampères sous 4,5 Volts en moyenne, une alimentation de forte puissance est donc nécessaire, le courant d'amorçage d'un tel composant correspond à plus du double du courant nominal (2,5 A). La figure suivante représente deux réponses en puissance de ces structures :

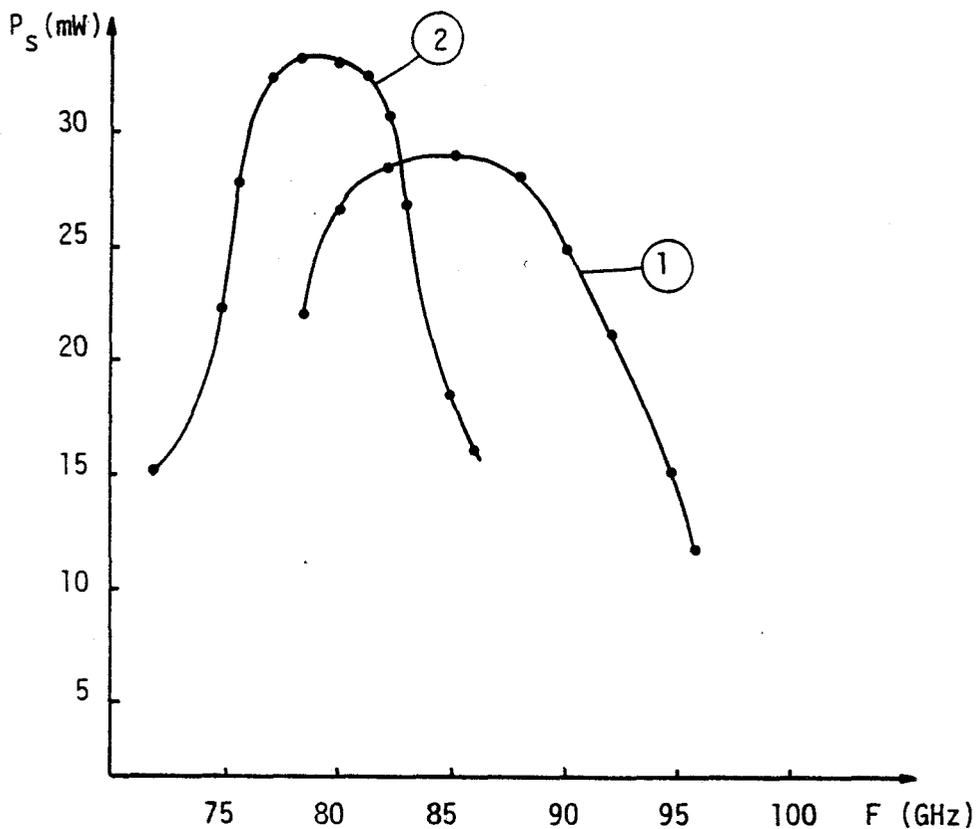


Fig 5.11 Réponses en puissances

En déplaçant les courts-circuits symétriquement de part et d'autre du filtre, la réponse en puissance est relativement plate et supérieure à 15 mW sur une large bande de fréquence. Si un court-circuit est laissé fixe, le même mouvement de l'autre court-circuit peut accorder la cavité sur une bande plus réduite de 5 GHz. La position du court-circuit fixe détermine l'endroit des 5 GHz de bande d'accord, la réponse en puissance n'en est que peu modifiée (excepté aux bords de la bande d'accord). Pour une même structure, une légère translation de la courbe d'accord est possible en modifiant les paramètres géométriques du filtre coaxial, essentiellement au niveau de sa section basse impédance. On peut approximer son diamètre par la longueur d'onde guidée divisée par deux (ref 37) en effet celui-ci influe directement sur l'impédance présentée à la diode, mais bien évidemment ce phénomène est limité car cela influe sur la stabilité de l'oscillation.

$$\phi_K \neq \lambda_g/2$$

et

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{Log}(\phi_K / D)$$

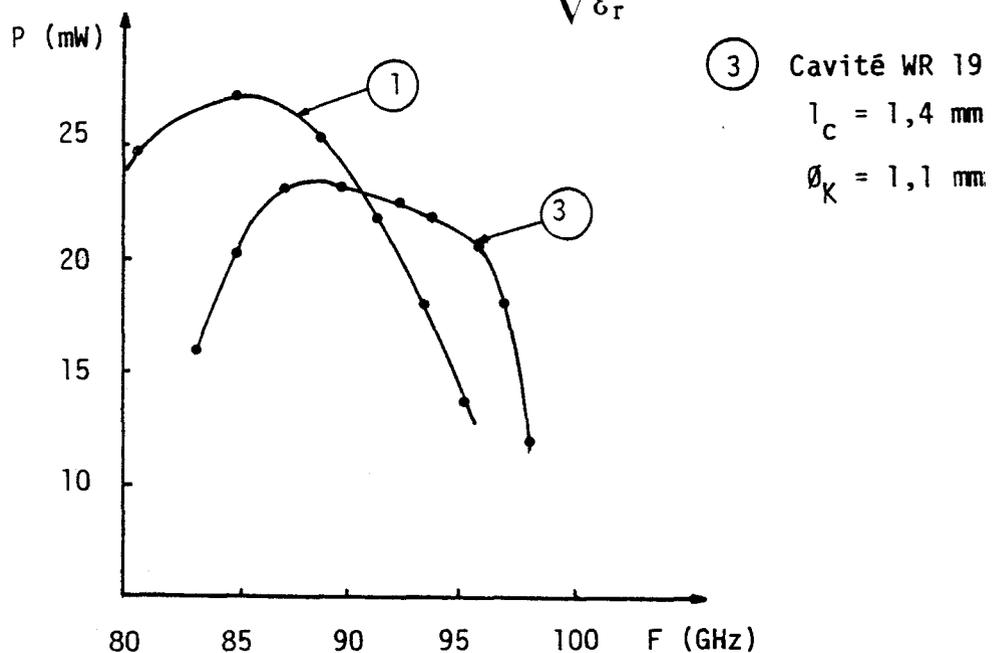


Fig 5.12 Réponses en puissance pour deux sections basse impédance

En conclusion de ce paragraphe j'ajouterai que nous avons pu mettre en évidence assez rapidement la faisabilité d'un prototype de source Gunn GaAs fonctionnant sur une large bande de fréquence (accord mécanique supérieur à 15 GHz). Un développement particulier peut en être fait pour des fréquences restant inférieures à 100 GHz et notamment dans le cadre d'AMSU-B à 89 GHz. La puissance de sortie sera suffisante pour attaquer n'importe quel type de mélangeur (puissance utile minimum: 10 mW).

Leur puissance de sortie restant limitée, on ne peut guère envisager de les employer en tant que source primaire d'un multiplicateur de fréquence, pour les hautes fréquences.

La réalisation d'un oscillateur local à état solide fonctionnant à une fréquence supérieure à 100 GHz se fera à partir de diode InP (ou Impatt), c'est dans cette voie que nous orientons nos futures études, pour les canaux de METEOSAT II.

5.2- Mélangeurs millimétriques

Dans le paragraphe 3.1, nous avons introduit le principe de la fonction "mélangeur".

Nous allons poursuivre ici, de façon plus concrète, cette étude sur deux types de mélangeur réalisés au laboratoire. Je m'attacherai à disséquer le plus clairement possible, les différentes étapes de l'élaboration de ces composants, bien que certains aspects, notamment au niveau de la modélisation théorique, ne soient pas parfaitement maîtrisés.

Rappelons brièvement le principe de fonctionnement d'un mélangeur.

Le signal de l'oscillateur local appliqué sur un élément non linéaire (diode) crée une variation d'impédance à ses bornes. Cette variation est significative si la puissance de l'oscillateur local est suffisamment élevée. Le signal RF à étudier, généralement de fréquence proche de celle de l'oscillateur local, a son amplitude bien plus faible et n'aura donc pas d'influence sur cette variation d'impédance de la diode. On peut donc considérer une linéarité avec la fréquence O.L. La pulsation du signal RF et celle de l'impédance vont se décaler légèrement mais constamment, l'une par rapport à l'autre. Ainsi pour une tension de signal RF aux bornes de la diode, nous aurons un courant différent de cycle en cycle qui se modifie au même rythme que la pulsation de l'impédance. Nous obtenons en définitive une variation lente de la forme de la pulsation du courant et par conséquent de sa valeur moyenne sur la période de l'O.L. (Ref 11). Ce qui revient à une modulation de courant à plus basse fréquence (F.I).

Si l'amplitude du signal RF varie, cela influence directement la pulsation du courant et donc l'amplitude de sa valeur moyenne. Cette variation se retrouve appliquée en F.I., on transmet donc l'information du signal à détecter (son amplitude), de la fréquence RF à la fréquence F.I.

Concrètement la sortie en fréquence intermédiaire d'un mélangeur est assuré par un filtrage qui découple à la fois le signal RF et l'O.L de la F.I.

Ce filtrage constitue en fait le support sur lequel on vient rapporter la diode.

En millimétrique, pour des fréquences autour et supérieures à 100 GHz, étant donné la taille des éléments, ce support de filtrage est réalisé à l'aide de lignes planaires en structure microélectronique. La technologie employée étant connue sous le nom de "couche mince", qui correspond en fait à une métallisation d'un substrat diélectrique.

Ceci se justifie par la possibilité de réaliser dans un plan des dimensions de lignes extrêmement précises et par la plus grande facilité d'intégration d'éléments actifs sur ces supports.

Il m'est apparu intéressant d'approfondir la caractérisation théorique de certaines lignes de transmission, étant donné l'étude que j'avais commencée au Centre Hyperfréquence et Semi-conducteur de Lille.

5.3- Caractérisation de lignes microrubans

On peut relever trois différents supports de propagation en ligne planaire : microstrip suspendu, coplanaire, fin-line (Fig 5.13).

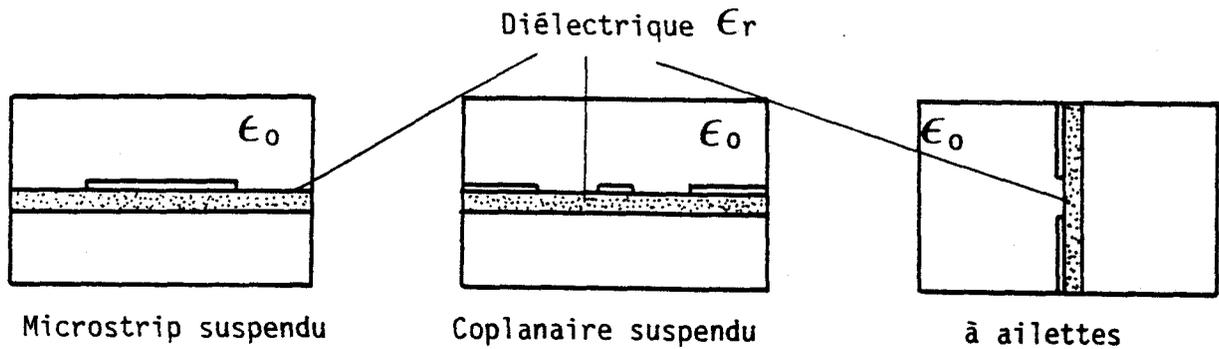


Fig 5.13 Lignes planaires

Ces lignes utilisent une technologie de photolithogravure parfaitement maîtrisée de nos jours permettant leurs utilisations à des fréquences très élevées.

La conception de mélangeurs et donc l'intégration de composants sur ces structures de propagation passent inévitablement par la connaissance de paramètres essentiels, telles que la longueur d'onde guidée λ_g (ou le diagramme de dispersion (ω, β)) et l'impédance caractéristique Z_c . Bien que pour ce dernier paramètre une définition rigoureuse est toujours délicate et soumise à plusieurs controverses.

Nous proposons donc d'exposer brièvement une méthode générale d'étude des lignes planaires : "l'approche dans le domaine spectral". Plus connue sous le nom de S.D.A., cette méthode fut initialisée par T. Itoh et R. Mittra (ref 38), reprise au centre d'étude hyperfréquence et semi-conducteurs par L. Faucon (ref 39), où ma participation s'est surtout orientée sur les lignes à ailettes (fin-line en anglais), lors de mon D.E.A.

Pour ne pas alourdir la lecture de ce chapitre, les principaux détails de calculs seront cités en Annexe 2. Je rappellerai ici les grands principes de la méthode que j'appliquerai dans la suite du traitement au cas d'une fin-line. Par dualité, on obtient facilement le cas du microstrip ou de la ligne coplanaire.

L'approche dans le domaine spectral est la tranposition du traitement guide d'onde classique de l'espace géométrique (x,y,z) dans l'espace image (α_n,y,z) où la variable x est remplacée par la variable de Fourier α_n . Ceci permet de s'affranchir de la discontinuité que l'on rencontre dans la direction x .

Dans la section droite image (α_n,y) représentée ci-dessous :

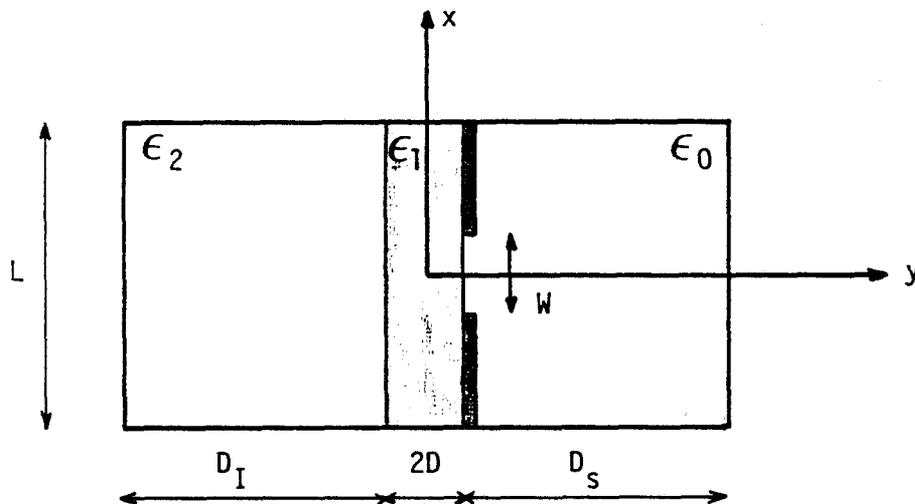


Fig 5.14 Section du guide considéré

Les composantes longitudinales des champs électrique et magnétique s'écrivent :

$$\tilde{E}_z(\alpha_n, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_z(x, y) e^{j\alpha_n x} .dx$$

$$\tilde{H}_z(\alpha_n, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} H_z(x, y) e^{j\alpha_n x} .dx$$

La résolution du système d'équations de Helmholtz transposé dans l'espace image nous fournit les expressions des champs E_z et H_z dans chaque milieu :

$$\left[\begin{array}{c} \frac{d^2}{dy^2} - \gamma_i \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} \tilde{E}_{zi}(\alpha_n, y) \\ \tilde{H}_{zi}(\alpha_n, y) \end{array} \right] = 0$$

Les composantes de propagation s'expriment comme telles :

$$\gamma_i^2 = \alpha_n^2 + \beta^2 - \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_i \omega^2$$

i est l'indice de la région concernée 0,1 ou 2

L'écriture de la nullité des composants $E_z(x, y)$ et $E_y(x, y)$ sur les murs électriques $+L/2$ et $-L/2$ impose un développement en série des composantes des champs électrique et magnétique sous la forme (pour une fin-line).

$$E_{zi} = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{E}_{zi} \sin(\alpha_n, x)$$

$$H_{zi} = \tilde{H}_{zi}(0, y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{H}_{zi}(\alpha_n, y) \cos \alpha_n x$$

avec $\alpha_n = 2n\pi/L$ et $n = 1, 2, \dots$

pour les fin-line centrées c'est à dire lorsque l'axe Oy passe par le centre du guide. Le calcul se simplifie du fait de la symétrie. Si la structure est décentrée, on translate l'axe Oy de $-L/2$.

La variable de Fourier devient dans ce cas :

$$\alpha_n = n\pi/L \quad n = 1, 2 \dots$$

L'application des conditions de continuité dans la section droite image (α_n, y) aux plans d'interfaces des différents milieux, conduit à un système de quatre équations à huit inconnues.

$$\begin{bmatrix} \tilde{J}_x (\alpha_n, D) \\ \tilde{J}_z (\alpha_n, D) \\ \tilde{J}_x (\alpha_n, -D) \\ \tilde{J}_z (\alpha_n, -D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \\ \\ Y \\ \\ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_x (\alpha_n, D) \\ \tilde{E}_z (\alpha_n, D) \\ \tilde{E}_x (\alpha_n, -D) \\ \tilde{E}_z (\alpha_n, -D) \end{bmatrix}$$

L'expression complète de toutes les conditions de continuité ainsi que le développement des calculs menant aux termes de la matrice Y sont notés dans l'annexe 2. On obtient aisément le système matriciel dual pour la ligne microstrip et coplanaire en interchangeant les \tilde{J}_x , \tilde{J}_z et les \tilde{E}_x , \tilde{E}_z . La matrice (Y) devenant une matrice notée (G).

La résolution d'un tel système se poursuit par la méthode de moments dite de "Galerkin", pour ce faire nous avons donc besoin de choisir une base complète de fonctions et de définir un produit scalaire. Les fonctions repérées par les indices p, q, r et s constituent cette base :

$$\tilde{E}_x (\alpha_n, D) = \sum_{p=1}^{\infty} c_p \tilde{E}_{xp} (\alpha_n, D)$$

$$\tilde{E}_z (\alpha_n, D) = \sum_{q=1}^{\infty} d_q \tilde{E}_{zq} (\alpha_n, D)$$

et

$$E_x (\alpha_n, -D) = \sum_{r=1} e_r \tilde{\mathcal{E}}_{xr} (\alpha_n, -D)$$

$$E_z (\alpha_n, -D) = \sum_{s=1} f_s \tilde{\mathcal{E}}_{zs} (\alpha_n, -D)$$

Pour les lignes de types "rubans", les \tilde{E}_x et \tilde{E}_z se substituent respectivement par \tilde{J}_z et \tilde{J}_x , la variable de Fourier devient alors :

$$\alpha_n = (n - 1/2) \pi/L$$

Les c_p , d_p , e_r et f_s sont des constantes inconnues, dont une est considérée comme fixe pour déterminer les autres. Les fonctions $\tilde{\mathcal{E}}_{xp}$, $\tilde{\mathcal{E}}_{zp}$, $\tilde{\mathcal{E}}_{xr}$ et $\tilde{\mathcal{E}}_{zs}$ sont appelées les fonctions de base et correspondent aux expressions des champs électriques à l'intérieur des fentes pour les fin-line bilatérales (une fente de part et d'autre du diélectrique).

Pour les fin-lines unilatérales il n'y a que 2 fonctions de base à définir. Le choix de ces fonctions de base repose sur des considérations physiques, telles que les symétries mises en évidence sur les structures étudiées, par exemple dans le cas des fin-line, elles doivent impérativement s'annuler pour $|x|$ supérieur à $W/2$ et E_x est obligatoirement paire (annexe 2).

On définit le produit scalaire des deux vecteurs colonnes (\tilde{J}) et (\tilde{E}) comme nul dans l'espace direct et dans l'espace image. En effet sur une métallisation, il existe un courant J mais le champ E est nul, par contre, dans une fente, le champs E existe mais J est nul. Nous pouvons donc écrire ce produit scalaire sous la forme :

$$(\tilde{J})^*(\tilde{E}) = (\tilde{E})^*(Y)^*(\tilde{E}) = 0$$

ou
$$(\tilde{E})^*(\tilde{J}) = (\tilde{J})^*(G)^*(\tilde{J}) = 0$$

(pour les lignes microstrip et coplanaire)

L'équation matricielle constitue maintenant un système d'équations linéaires et homogènes où les c_p , d_p , e_r et f_s sont les inconnues. La résolution numérique de ce système fournit l'ensemble des couples (ω, β) solutions qui représentent le diagramme de dispersion d'où on peut en déduire la longueur d'onde guidée λ_g tant recherchée.

A partir de la connaissance des couples (ω, β) l'étude peut se poursuivre par la définition d'une impédance caractéristique. Mais il est difficile de considérer une telle impédance au sens propre du terme pour ces types de ligne. Il est préférable d'estimer une impédance locale dans le plan correspondant du report d'un composant.

La définition de T. Itoh (ref 38) en tension pour les fentes et en courant pour les strip convient tout à fait, elles s'expriment comme :

$$Z_{cv} \text{ fin-line} = \frac{V \times V^*}{2 P}$$

$$Z_{ci} \text{ strip} = \frac{2 P}{I \times I^*}$$

avec

$$V = \int_{-\infty}^{+\infty} E_x(x,D) dx$$

et

$$I = \int_{-\infty}^{+\infty} J_z(x,D) dx$$

$+\infty$ et $-\infty$ se réduisent dans notre section de guide à $+L/2$ et $-L/2$.

La définition de ces paramètres pratiques nécessite la connaissance du flux de puissance qui se propage sur la ligne. L'application du théorème de Parseval permet le calcul directement dans l'espace image.

L'intégration suivant la direction x devient une sommation discrète sur les α_n .

L'expression de la puissance dans une section de la structure dans l'espace direct est :

$$P = \sum_{i=0}^2 \iint_{-\infty}^{+\infty} E_{xi}(x,y) H_{yi}(x,y) - E_{yi}(x,y) H_{xi}(x,y) dx dy$$

i : indice des trois régions

Cette étude occasionne un développement informatique important, le programme a été mis au point sur un ordinateur VAX 780, en langage FORTRAN.

Avant de décrire les deux sortes de mélangeurs millimétriques du laboratoire, je vais introduire les différentes mesures caractérisant ces composants. Je citerai ainsi le matériel spécifique entrant dans le banc de test mis en oeuvre au laboratoire.

5.4- Banc de mesure de température de bruit

Sur les équations établies au chapitre 3.4, différents paramètres interviennent dans le facteur de bruit global d'un canal. On peut remarquer que ceux qui sont essentiels sont la température mélangeur (T_M), ses pertes de conversion (L_M) ainsi que la température du premier amplificateur (T_{FI}). Sur une chaîne de réception il est donc intéressant de pouvoir les mesurer directement ou tout du moins de les déduire de mesures.

La mesure globale de bruit s'effectue par la méthode classique dite du "facteur Y" utilisant alternativement une charge chaude et une charge froide (Fig 5.15).

Ces charges sont réalisées à partir de matériaux absorbants Emerson et Cumming, soit à base de résine époxy que l'on peut mouler, soit à base de plaques de mousse dont la surface peut comporter ou ne pas comporter des ondulations. Des tests rapides ont permis de sélectionner plutôt des mousses absorbantes non peintes (la peinture ne servant qu'à maintenir mécaniquement la plaque d'absorbant), nous avons pu mesurer une réjection de l'ordre de 40 dB dans la bande 75 110 GHz, conforme aux spécifications du fabricant. Nous utilisons ce même matériau absorbant dans notre mini-chambre anéchoïque, pour toutes nos mesures en quasi-optiques.

- La charge chaude est portée à la température ambiante, c'est-à-dire aux alentours de 300 K.

- La charge froide est plongée dans un récipient transparent aux ondes millimétriques, contenant de l'azote liquide $T = 77$ K.

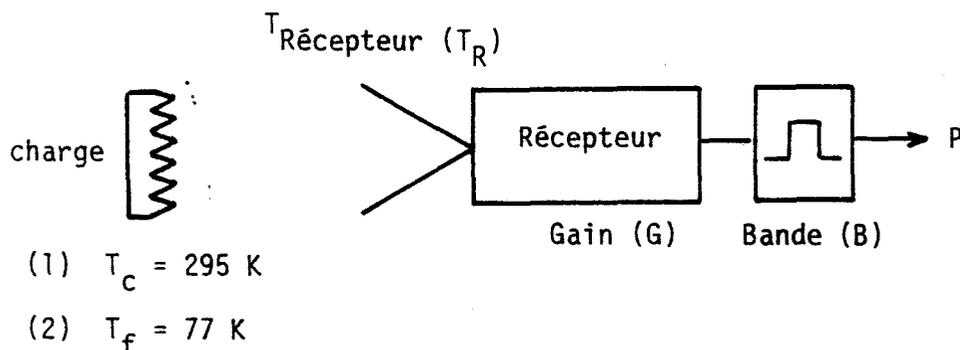


Fig 5.15 Principe de mesure charge chaude-charge froide

On en déduit :

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{(T_c + T_R) \text{ kB}}{(T_f + T_R) \text{ kB}} \quad T_R = \frac{T_c - Y T_f}{Y - 1}$$

A l'aide de mesures répétitives, une amélioration de la précision des résultats est aisément possible, la sélection des charges est accomplie par un disque tournant situé devant le faisceau d'entrée du récepteur, figure 5.16 :

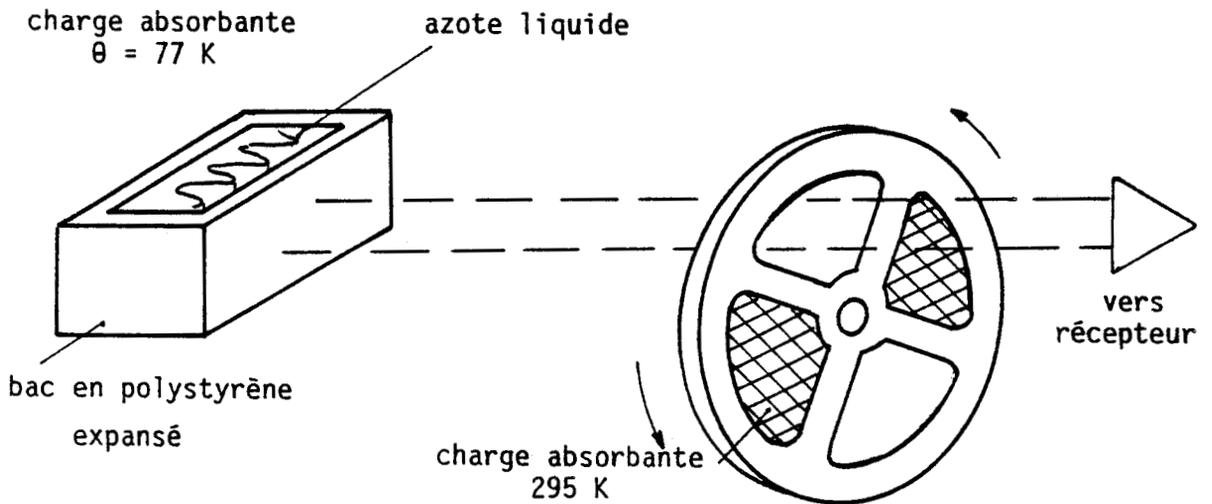


Fig 5.16 Système de mesure de bruit répétitif

La caractérisation d'un mélangeur, passe par la connaissance des pertes de conversion L_M (rapport signal sur FI) d'où l'on pourra déduire sa température de bruit propre. La première méthode consiste à utiliser deux amplificateurs FI avec des températures de bruit différentes, ce qui permet de résoudre le système d'équations à deux inconnues.

On aboutit alors à l'expression ci-dessous :

$$L_M = \frac{T_{R1} - T_{R2}}{T_{FI1} - T_{FI2}}$$

Au laboratoire nous préférons faire une mesure de puissances absolues en sortie de chaîne FI. L'amplificateur étant connecté sur une charge 50 Ohms étalonnée, refroidie tout d'abord donnant une certaine puissance de sortie P_{FIc} , puis sur une charge chaude (P_{FIc}). La chaîne de réception reconstituée, le mélangeur reçoit le rayonnement d'une charge chaude (P_{Rc}) et d'une charge froide à 77 K (P_{Rf}). Cette technique de mesure est représentée sur la figure et sur les équations de la page suivante (Fig 5.17).

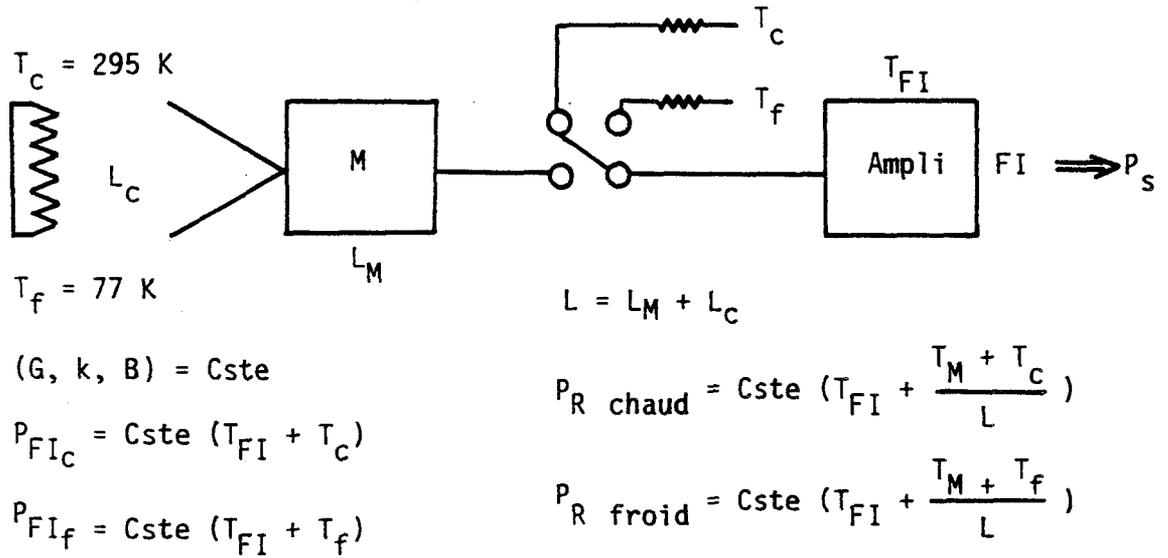


Fig 5.17 Principe de mesure des pertes de conversion

De ces quatre puissances ainsi mesurées nous pouvons en déduire les pertes de conversion L_M :

$$L_M = \frac{P_{FIc} - P_{FI_f}}{P_{Rc} - P_{Rf}}$$

Le bruit du mélangeur peut alors se déduire de la mesure de T_R , L_M et T_{FI} (T_{FI} étant déterminée au préalable soit par la même technique de charge chaude charge froide, soit à l'analyseur de bruit HP) :

$$T_M = \frac{T_R - T_o (L_c - 1)}{L_c} - L_M \cdot T_{FI}$$

Ces équations ne tiennent pas compte des désadaptations éventuelles entre l'entrée du préamplificateur et les charges ou la sortie FI du mélangeur ; ainsi que celles entre l'ensemble que forme le mélangeur et le cornet et les charges externes (problème du coefficient d'absorption de celles-ci). Pour une plus grande précision il serait nécessaire de les prendre en considération, bien qu'en général l'erreur obtenue n'exède pas 10%. Le banc de test complet de mesure de bruit du laboratoire peut se représenter comme suit (Fig 5.18) :

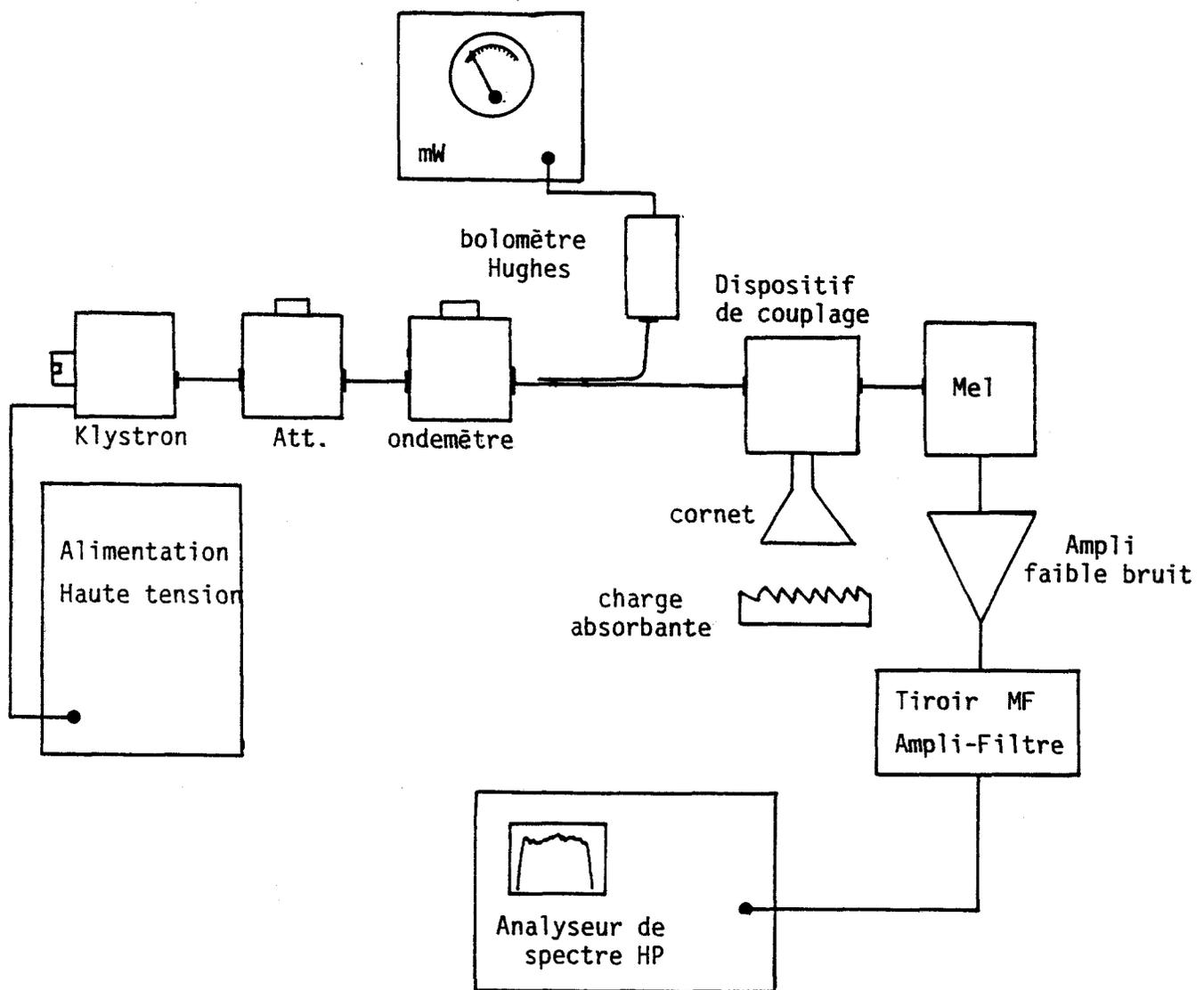


Fig 5.18 Banc de mesure de bruit

5.5- Mélangeur "classique"

5.5.1- Conception et modélisation

Ce type de mélangeur est constitué simplement d'une diode Schottky GaAs en chip de 100 x 100 microns, possédant une centaine d'anodes. Cette diode est montée à l'extrémité d'un filtre passe-bas microélectronique sur un substrat de quartz, qui découple la FI des autres signaux. Ce filtre est composé par une succession de fortes et de faibles impédances en technologie microstrip.

La diode apparait légèrement dans un canal formant un guide d'onde WR8 dont la hauteur est réduite, par où sont introduits les deux signaux : l'oscillateur local et le signal RF. La jonction est formée à l'aide d'une moustache plus couramment appelée "Whisker", qui vient en contact avec une anode de la diode.

Ce Whisker est en fait constitué d'un fil (bronze-béryllium, ou or-cuivre) de diamètre 12 μ , formé manuellement (voir annexe 1) et épointé électrochimiquement. Il est soudé au bout d'une tige métallique (en anglais "Post") coulissant dans un trou légèrement conique du support mécanique.

La figure de la page suivante (Fig 5.19), représente un mélangeur en guide d'onde que l'on nomme "classique" :

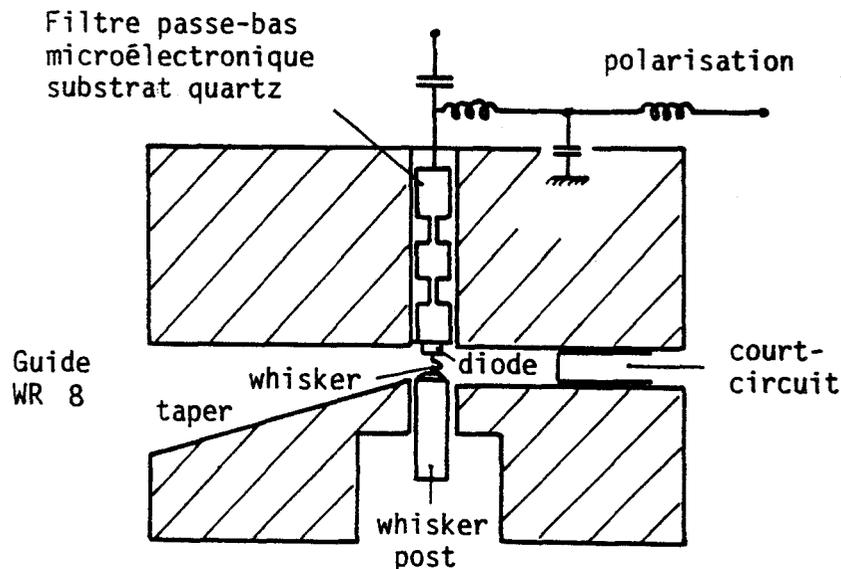


Fig 5.19 Mélangeur millimétrique "classique"

La modélisation théorique complète des mélangeurs n'est pas parfaitement maîtrisée. Une étude de P. Siegel et R. Kerr (ref 40) incluant tous les paramètres connus sur les diodes Schottky est à l'heure actuelle la seule de cette importance. Mais aux dires de ces auteurs les résultats obtenus sont loin d'être entièrement satisfaisants. Beaucoup d'éléments au niveau de la diode manquent et restent flous, comme l'adéquation du circuit équivalent de la diode ou l'interaction de celle-ci et son environnement (guide d'entrée, filtre, court-circuit).

Etant donné la dimension des éléments, il est important de tenir compte de tout. Un programme Fortran a été développé par P. Siegel et existe à Meudon. Un des problèmes fondamentaux de ces mélangeurs est l'adaptation de la diode à la structure.

C'est-à-dire de présenter à l'emplacement de la diode une impédance adéquate à la fois pour le signal RF et pour la sortie en FI. Il faut donc pour cela connaître l'impédance de la diode en régime dynamique ce qui n'est pas évident. Pour cela on détermine son impédance en fonction du point de polarisation en ne considérant pas l'oscillateur local. Le schéma équivalent utilisé est le modèle classique de la diode :

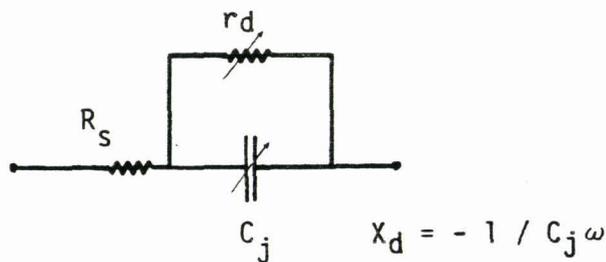


Fig 5.20 Schéma équivalent d'une diode

Les principaux paramètres peuvent s'exprimer ainsi :

$$Z_{\text{diode}} = R_s + \frac{r_d}{1+(r_d/X_d)^2} + j \frac{r_d^2}{X_d(1+(r_d/X_d)^2)}$$

avec $r_d \approx \eta kT/qi$ et $C_j = C_0(1-V/\phi)^{-\gamma}$

avec C_0 capacité de jonction à 0V

et $\eta = 1,1$ $\gamma = 0,4$ $\phi = 0,95$

Les courbes ainsi calculées permettent d'obtenir une bonne approximation de la réponse en dynamique. Le pompage par l'oscillateur provoque une augmentation de l'impédance à peu près connue, une simple extrapolation de la courbe statique nous fournit les informations nécessaires, figure 5.21.

En pratique le réglage du court-circuit d'accord et de la polarisation (en continu, plus le pompage OL) permet d'adapter cette impédance mais une limitation est apportée par la forte impédance du guide d'onde. Une longue démonstration de Lidholm (ref 41) décrit l'impédance externe de la diode comme un cercle sur l'abaque de Smith, quand le court-circuit d'accord est déplacé de $\lambda_g/2$.

Ce même calcul met en évidence que l'impédance du guide d'onde est un facteur déterminant de l'équation et donc que le diamètre du cercle en dépend, figure 5.22.

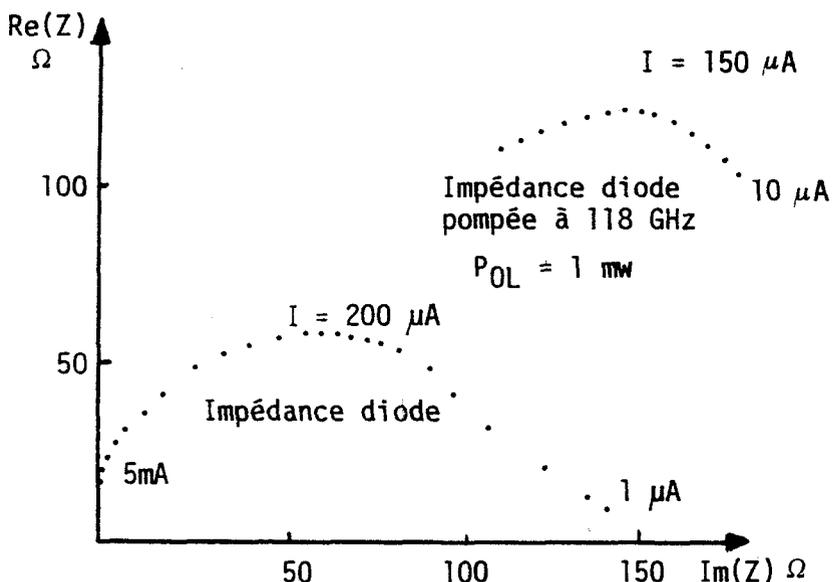


Fig 5.21 Impédance de la diode pompée $f(I_c)$

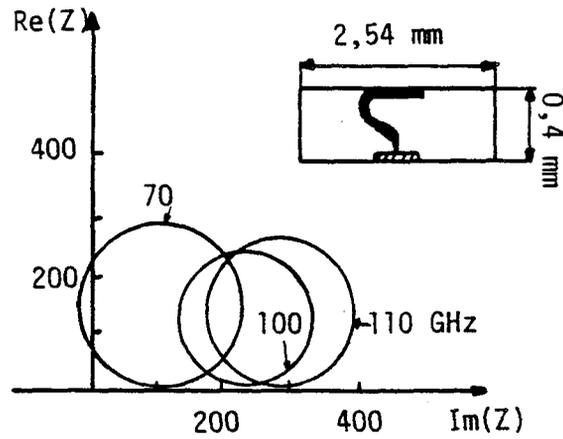


Fig 5.22 Impédance du montage pour un guide d'onde réduit

L'impédance d'un guide d'onde rectangulaire est donnée par la formule :

$$Z = 240 \left(\frac{b}{a} \right) \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)$$

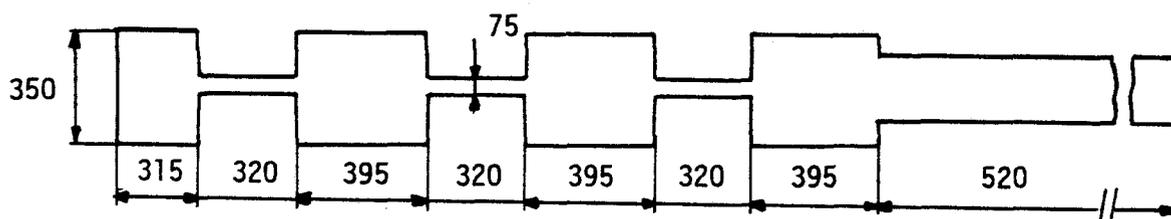
Pour un guide standard $b = a/2$ d'où $Z = 377$ ohms

Il est donc nécessaire de réduire la hauteur du guide d'onde au tiers ou au quart de sa valeur nominale, ce qui pose des problèmes de réalisation mécanique surtout au niveau de la qualité du court-circuit.

Par exemple, à 118 GHz, l'impédance des diodes vue par le signal est environ $120 - j 150$ Ohms, les principales caractéristiques de ces diodes sont:

- Résistance série ≤ 12 Ohms
- Capacité de jonction ≤ 8 fF (10^{-15} Farads)
- Tension de claquage ≤ 5 V

Cette approche est quand même une aide précieuse pour définir l'environnement de la diode, c'est à dire essentiellement le filtre microélectronique. Ce filtre est constitué par une série de cellules L.C réalisées en technologie microstrip sur un support de quartz. Physiquement cela correspond à une succession de lignes microstrip d'impédance faible (grande largeur de ligne) et d'impédance forte (petite largeur de ligne) figure ci-dessous :



épaisseur quartz = 80 microns
toutes les dimensions sont en microns

Fig 5.23 Filtre pour mélangeur à 118 GHz

Par la méthode de caractérisation des lignes planaires expliquée précédemment, on détermine les deux impédances caractéristiques ainsi que leurs longueurs d'onde guidées respectives à la fréquence de coupure désirée. Par exemple pour un mélangeur à 118 GHz, nous avons retenu une fréquence de coupure de 75 GHz

$$\begin{array}{ll} Z_h = 120 \text{ Ohms} & \text{pour} & W_h = 75 \text{ microns} \\ Z_l = 40 \text{ Ohms} & \text{pour} & W_l = 350 \text{ microns} \end{array}$$

pour une largeur de plaquette d'environ 400 microns.

Il est intéressant d'avoir la plus grande différence entre les deux valeurs d'impédance, mais il faut garder toujours à l'esprit la future réalisation, de la mécanique et du filtre. La grande largeur (W_h) de la ligne microstrip ne peut s'approcher trop près du bord de la plaquette, car cela rend la découpe de celle-ci très délicate. Un risque de court-circuit existe alors entre le bord de la métallisation et le canal dans la mécanique où vient se loger le substrat. De plus des capacités parasites de boîtier peuvent intervenir de façon importante et dégradante pour le filtre. De même, la faible largeur (W_1) ne peut pas être réduite indéfiniment, on s'expose alors à des irrégularités dans la gravure avec des risques de coupures de pistes.

La sortie FI est reliée directement à un connecteur de type SMA par une languette d'or qui rend ainsi souple la liaison plaquette-âme centrale. Cette sortie FI sur le filtre est composée par une ligne microstrip que l'on choisit d'impédance proche de 50 Ohms. Les longueurs des secteurs sont calculées selon les gabarits de filtres donnés dans le livre de Matthei and Jones (ref 32). Ces gabarits sont caractérisés soit par des abaques soit par des équations.

Les équations de base pour déterminer les longueurs des cellules notées l_1, l_2, \dots sont :

$$\omega_c L_1 = Z_h (\omega_c l_1 / v_h) + Z_1 l_2 \omega_c / (2 v_1)$$

$$\omega_c L_3 = Z_h (\omega_c l_3 / v_h) + Z_1 l_2 \omega_c / (2 v_1) + Z_1 l_4 \omega_c / (2 v_1)$$

etc

$$\text{et } \omega_c C_2 = Y_1 l_2 \omega_c / v_1 + 2 C_f \omega_c + Y_h l_3 \omega_c / 2 v_h$$

$$\omega_c C_4 = Y_1 l_4 \omega_c / v_1 + 2 C_f \omega_c + Y_h l_3 \omega_c / 2 v_h + Y_h l_5 \omega_c / 2 v_h$$

etc ...

ω_c pulsation de coupure

v_h et v_l sont les vitesses de propagation dans les deux sections du microstrip

C_f est une capacité entre les changements de section, elle se détermine par abaques dans ce même ouvrage.

L_2, L_3, \dots et C_2, C_4 sont les éléments des cellules LC, selon l'ordre retenu pour le filtre et sa fréquence de coupure, ces paramètres se déterminent sous formes d'impédances réduites dans des tableaux.

On détermine, ainsi un profil de filtre dans la bande de fréquence voulue. Un modèle à grande échelle est alors réalisé pour l'étudier à fréquence beaucoup plus basse. Généralement à Meudon on s'arrange pour travailler dans la bande 1 à 8 GHz, car tout le matériel est disponible au laboratoire dans cette gamme de fréquence, ce qui conduit ici à utiliser une échelle 50.

La plaquette de quartz est remplacée par un diélectrique de constante diélectrique proche, le "Stycast" fabriqué par Emerson et Cumming. Ce matériau a un ϵ_r de 3,8 à 3,9 alors que celui du quartz oscille entre 3,9 et 4 selon sa pureté, ceci permet une transposition directe.

Malheureusement la métallisation et donc la technique de circuit imprimé n'est pas facilement réalisable sur ce matériau. Plusieurs essais ont été tentés à Meudon et également chez la société Sintra sans résultats. Les filtres sont donc obtenus par collage de rubans de cuivre adhésifs de la société 3M sur le substrat. La découpe du circuit calculé se poursuit au scalpel en respectant bien évidemment "les règles du parallélisme et de l'orthogonalité". Le substrat est monté ensuite dans un support mécanique, les lignes microstrip de liaison aux connecteurs ne doivent pas s'approcher trop près des bords du diélectrique pour éviter les capacités parasites.

Dans ces conditions, des tests de la réponse du filtre sont effectués à l'aide d'un Wobulateur HP à deux tiroirs (0,1 à 2,2 GHz et 2 à 6 GHz) et d'un oscilloscope Pacific Measurement équipé de sonde et d'une mémoire digitale.

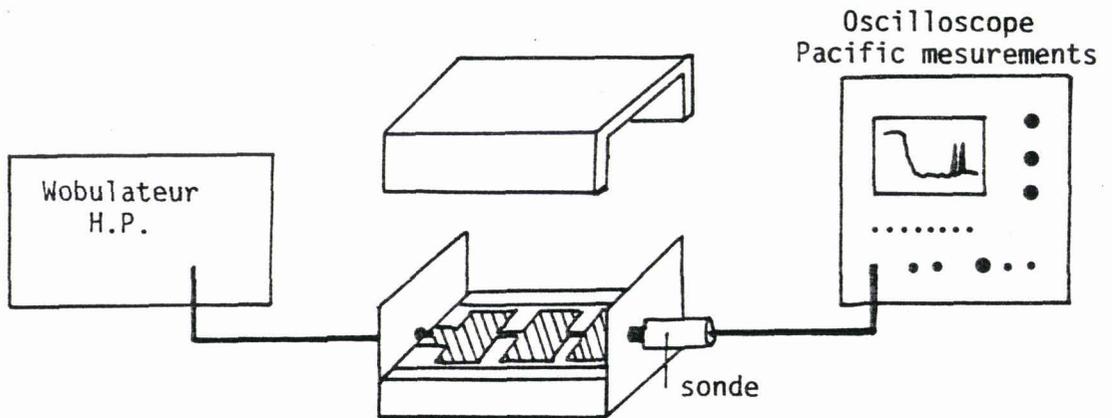


Fig 5.24 Banc de test de modélisation de filtre

Un procédé assez rustre est alors appliqué au filtre. Son optimisation se déroule par découpe (ou rajout) de lamelles de ruban métallique jusqu'à obtenir le gabarit idéal du filtre (qui est fortement lié à la patience du manipulateur !). Un contrôle à l'analyseur de réseau de son impédance en fonction de la fréquence peut concrétiser le premier essai, sinon on reitere l'opération... Les figures suivantes illustrent les propos tenus ci-dessus. La première courbe donne la réponse d'un filtre dans la bande 2 à 5 GHz, la fréquence de coupure est de 1,5 GHz (75 GHz transposée), ce paramètre est assez facilement réglable : Plus gênant sont les premiers modes supérieurs de la structure et les modes fantômes (dus soit aux fuites du couvercle du guide d'onde ou aux capacités parasites de boîtier), qu'il faut repousser en fréquence, ou tout du moins atténuer. La seconde courbe retrace l'allure de l'impédance du filtre en fonction de la fréquence.

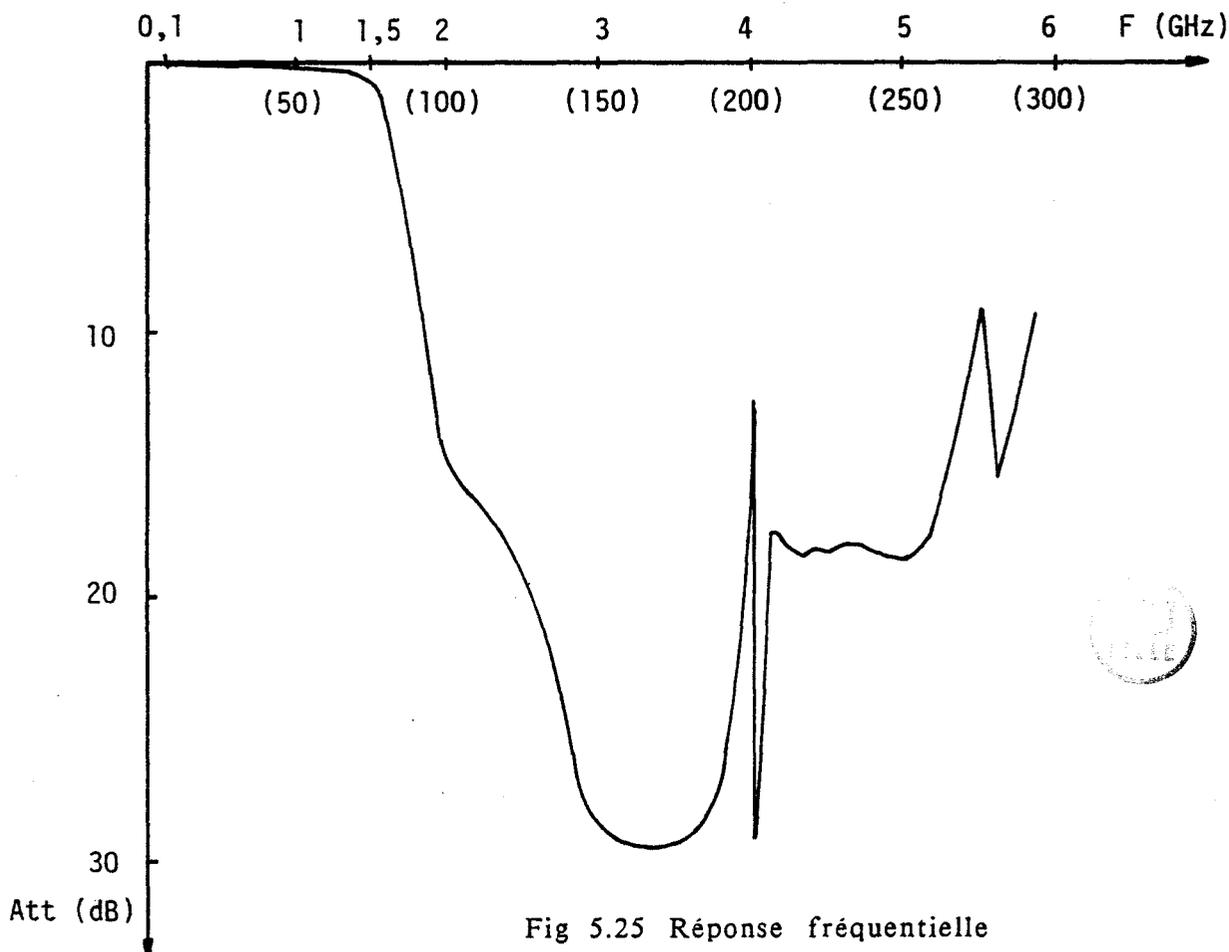
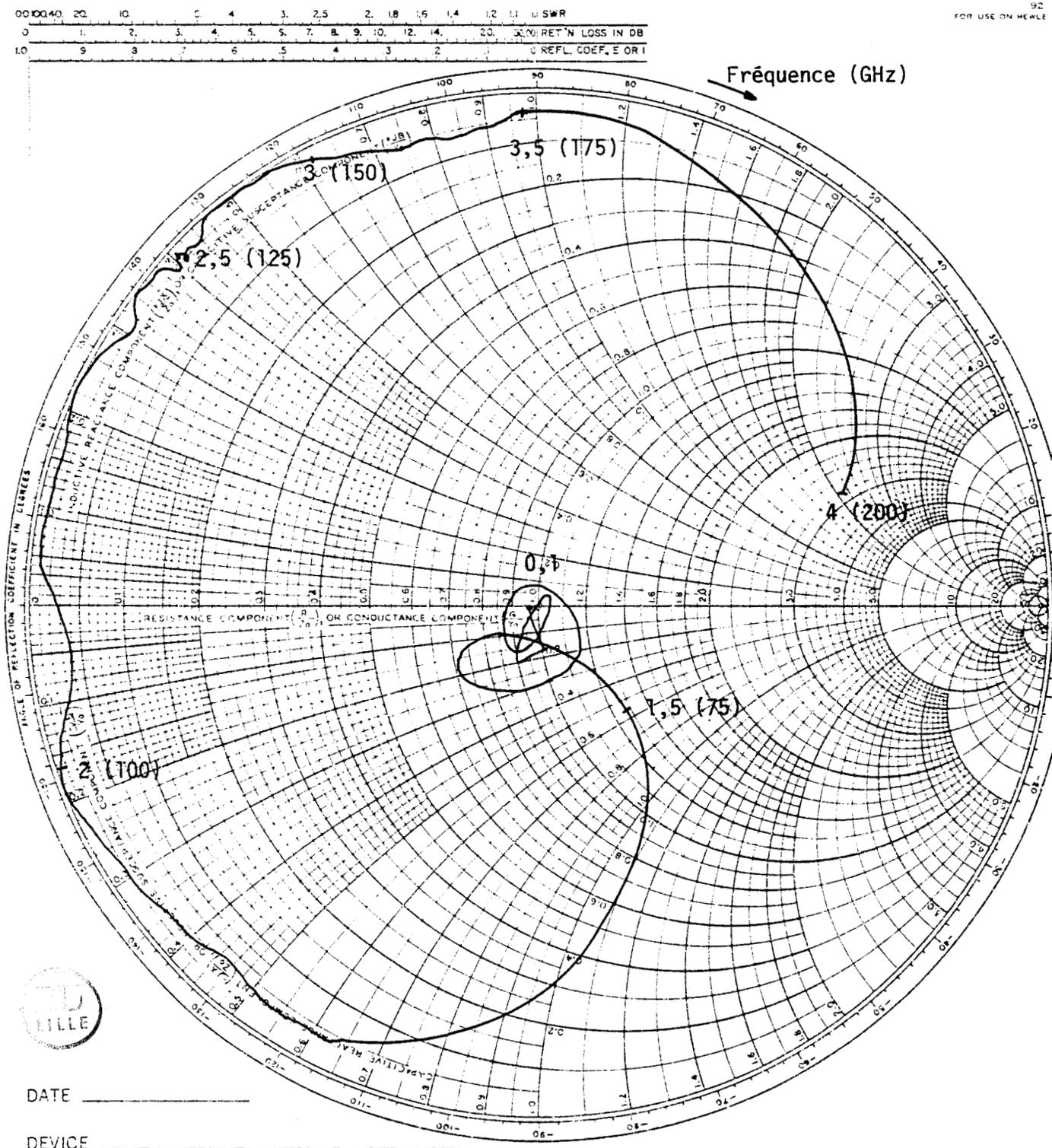


Fig 5.25 Réponse fréquentielle



DATE _____

DEVICE _____

Fig 5.26 Impédance du filtre

5.5.2- Réalisation mécanique et montage

Les réalisations mécaniques en onde millimétrique réclament une attention toute particulière et une bonne connaissance de sa machine par le mécanicien. Une précision du centième de millimètre est nécessaire. Certaines parties de ces composants nécessitent des procédés d'électroformage. Le mécanicien réalise une pièce mâle (l'inverse de ce que l'on désire) en aluminium, on dépose ensuite par bain électrolytique du cuivre (cette opération peut durer plusieurs semaines selon l'épaisseur du cuivre à déposer). On dissout alors le mandrin d'aluminium par attaque d'acide ou soude. Avant le dépôt de cuivre on peut prévoir une dorure du mandrin, cet or n'est pas attaqué et la pièce finale est ainsi intérieurement doré. Ceci est important pour minimiser les pertes dans les guides d'ondes dans cette gamme de fréquences.

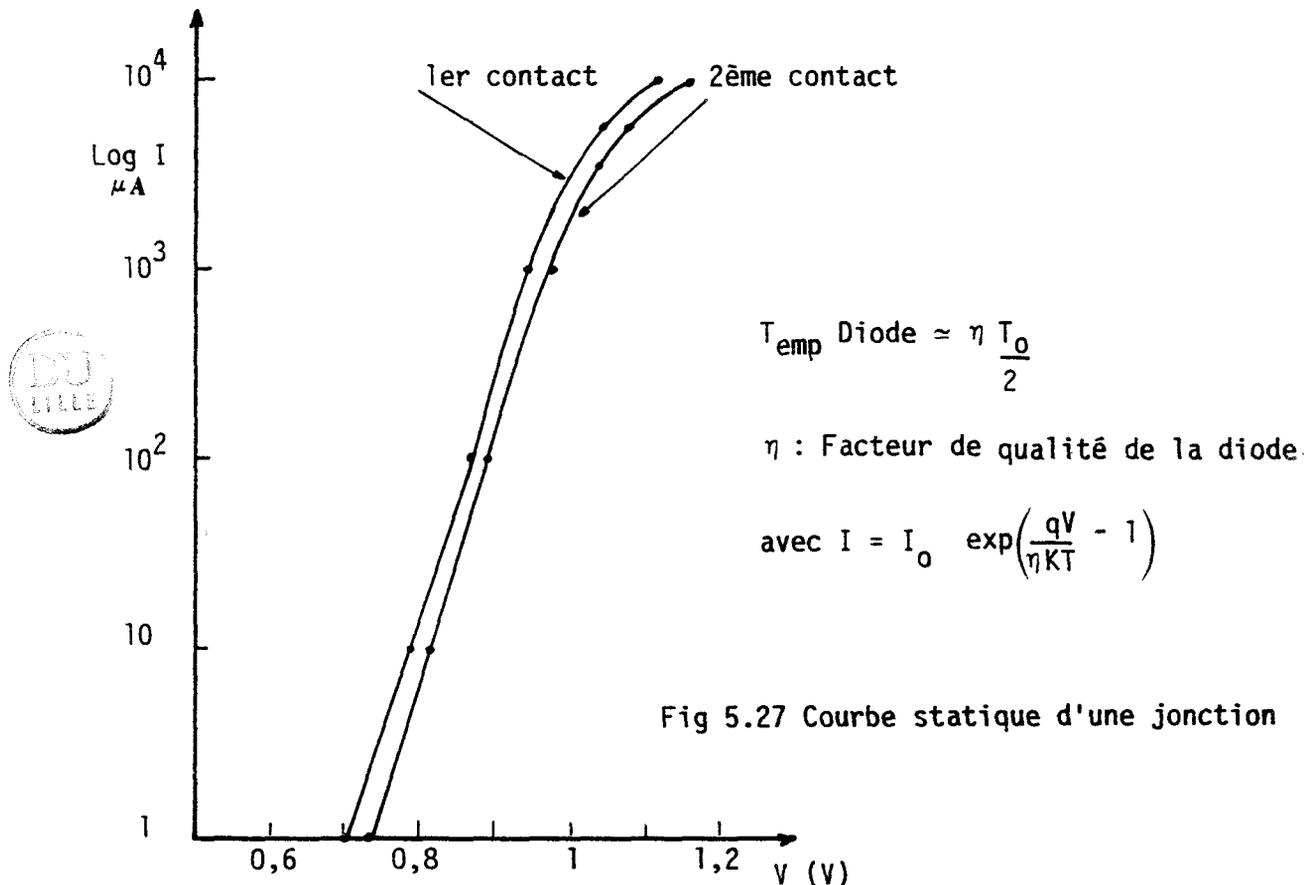
Les plaquettes de quartz sont réalisées soit au C.H.S de Lille soit chez la société Sintra. Généralement on prévoit une incertitude de l'ordre de 10%, lors de l'homothétie à échelle réelle du filtre microélectronique. En conséquence, la métallisation du quartz comporte généralement quatre séries dont les dimensions des pistes encadrent les valeurs optimisées lors de la modélisation.

La méthode de montage des éléments nécessite des moyens de micro-manipulation, en annexe 1 se trouve un aperçu de la description d'un poste de travail. Les plaquettes de quartz sont collées en deux points (afin de faciliter le démontage lors de problèmes éventuelles) avec de l'Araldite.

La diode est rapportée ensuite à l'extrémité du filtre, l'expérience semble que l'optimum est obtenu en positionnant la diode légèrement avancée dans le canal, d'une trentaine de microns.

Le whisker est monté à la colle chargée à l'argent sur le post qui lui s'adapte sur une vis micrométrique. Le post glisse dans un trou conique jusqu'à contact du Whisker sur une anode. Cette opération se fait sous microscope avec un oeil visualisant sur un oscilloscope de contrôle.

Le contactage de la diode se fait sous un courant faible, on peut ainsi voir immédiatement la caractéristique $I=f(V)$, puis on vérifie plus précisément la jonction. Un paramètre pratique et rapide pour attester de la qualité statique d'une jonction consiste à mesurer l'écart de tension (ΔV) pour deux courants spécifiques $10 \mu A$ et $100 \mu A$ qui correspondent au début de la courbure de la caractéristique de la diode. Les bonnes diodes ont un $\Delta V < 66 \text{ mV}$.



La longueur du whisker développé dans le canal est d'une grande importance, son impédance équivalente correspond à une self qui doit venir accorder la capacité de la diode sur la bande de fréquence désirée.

On peut déduire un schéma équivalent :

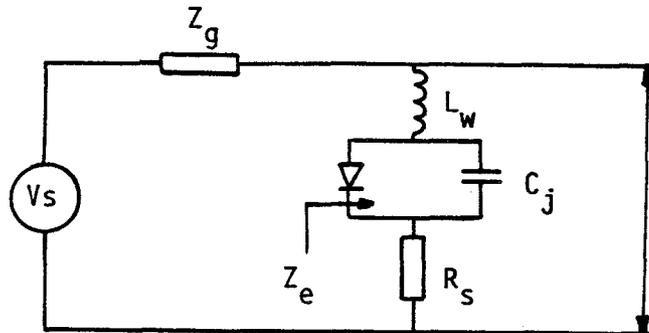


Fig 5.28 Schéma équivalent du montage diode-whisker

- avec
- L_w = Inductance du whisker
 - C_j = Capacité de jonction de la diode
 - Z_e = Impédance de la structure vue par la diode
 - R_s = Résistance série de la diode
 - Z_g = Impédance du guide

Une étude du Rutherford Appleton Laboratory de D.R. Vizard (ref 42) démontre une formule pour la longueur du whisker :

$$L_w = 2.10^{-7} \cdot l \cdot \text{Log} (2a / \pi r)$$

avec : l = longueur développée du whisker
 a = largeur du guide (m)
 r = rayon du whisker ($\approx 6 \mu$)

et $L_w \omega_s / Z_g < 1$ et $Z_g C_j (1/\omega_s) > 0,5$

Cette longueur peut être contrôlée sur un écran de visualisation grâce à une caméra vidéo. Mais en pratique il est très difficile de tirer des conclusions constructives sur la forme et sur les dimensions de ce whisker (les résultats dépendent fortement de paramètres que l'on ne peut pas maintenir constant d'un montage à l'autre). L'expérience acquise et selon les diodes utilisées montrent que cette longueur peut osciller entre 200 et 300 microns.

5.5.3. Résultats

Les courbes suivantes sont un exemple typique de résultats obtenus avec des diodes X 17 et X 50 provenant de l'Université de Cork (EIRE). Nous présentons les températures de bruit (T_M) de ce mélangeur en DSB ainsi que les pertes de conversion L_M .

Citons avant cela les principales caractéristiques des diodes chip.

	R_s Ohms	C_{jo} fF	V_B en V	η
X 50	4,5	8,5	6,8	1,11
X 17	7	9	5	1,15

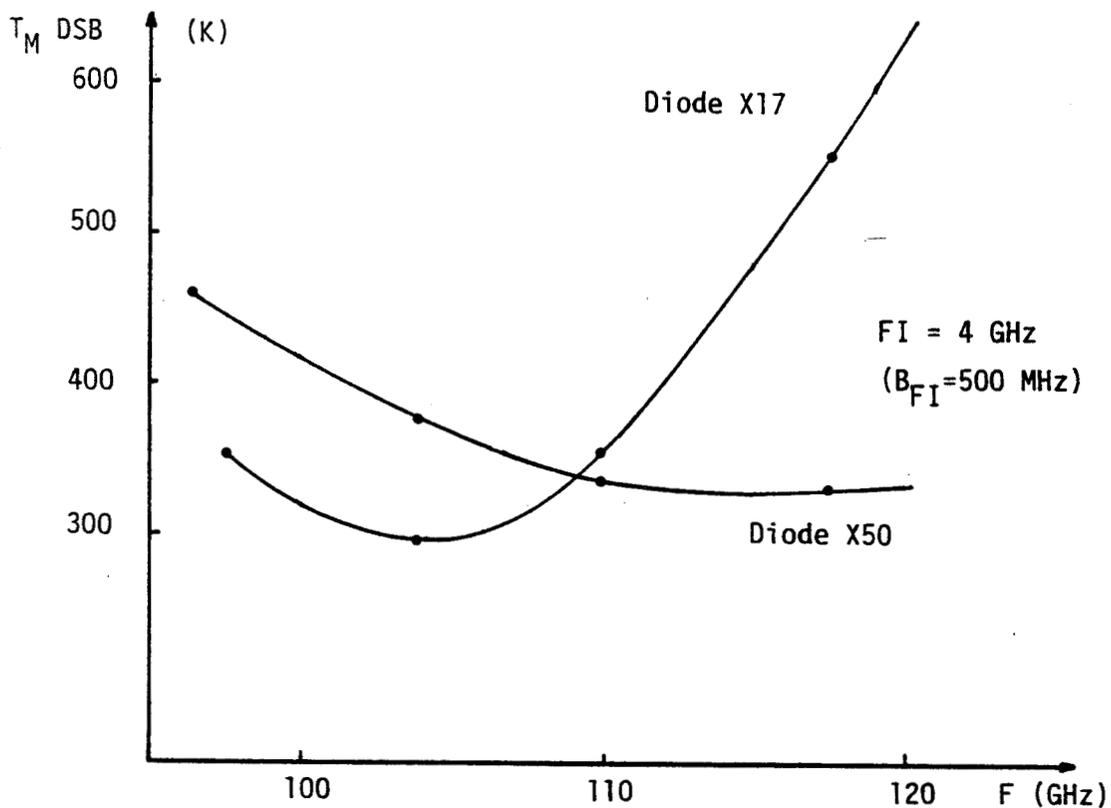


Fig 5.29 Température de bruit de deux mélangeurs

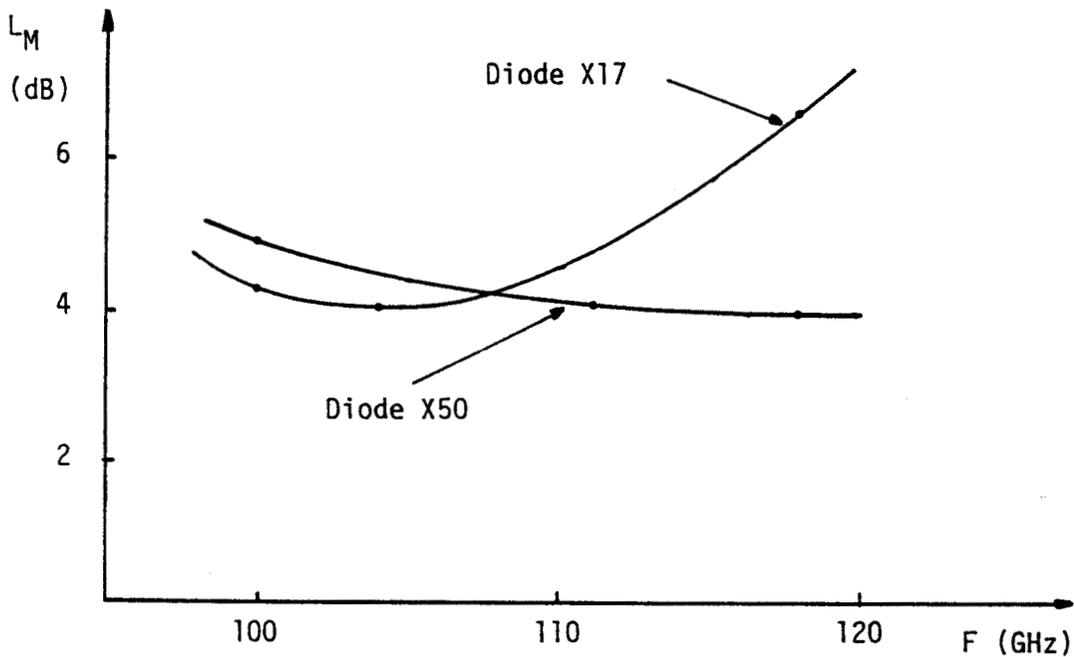


Fig 5.30 Pertes de conversion

En conclusion ce type de mélangeur a d'excellentes performances de bruit sur une large bande de fréquence. L'inconvénient majeur est bien sûr la fiabilité apparente de la jonction : mais certains laboratoires américains sont en train de leur obtenir une qualification spatiale. Pour les canaux 150 GHz et 183 GHz aucune autre alternative n'est possible. Pour le canal à 89 GHz et à 110 GHz leur utilisation est discutable, des mélangeurs à diodes beam-lead donneront bien évidemment des performances moindres mais répondent tout à fait au cahier des charges. On choisira de préférence une solution à base de diode beam-lead.

Le problème reste entier en ce qui concerne les canaux à 118,75 GHz. Les capacités parasites des diodes beam-lead agissent fortement et dégradent nettement leurs performances, c'est pourquoi nous avons préféré retenir ce type de mélangeurs.

5.6- Mélangeur fin-line

Dans le cadre d'une étude entamée en collaboration avec la société Sintra, nous nous sommes intéressés à un mélangeur plus proche des réalités industrielles. C'est-à-dire :

- facilité de reproduction (petite série)
- fiabilité (équipé de diodes beam-lead)
- intégration maximum afin d'obtenir un ensemble de réception très compact.

La technique de photolithogravure est parfaitement maîtrisée de nos jours et ce pour des dimensions très faibles, de plus, elle présente tous les avantages que nous venons de citer. Une telle structure intégrée aura des performances moindres par rapport à une structure en guide d'onde classique mais les objectifs sont différents. Notre choix s'est porté sur un mélangeur équilibré en structure plane-hybride.

Sa conception fait appel à différentes lignes planaires, comme les lignes à ailettes (ou fin-line), les lignes coplanaires, les lignes à ruban suspendu (microstrip suspendu). Nous nous sommes inspirés des travaux effectués par AEG Telefunken (ref 43) sur des équipements de radar à 94 GHz.

5.6.1- Conception et modélisation

Nous allons tout d'abord expliciter les grandes lignes du principe de ce mélangeur à partir du dessin de la page suivante (Fig 5.31) :

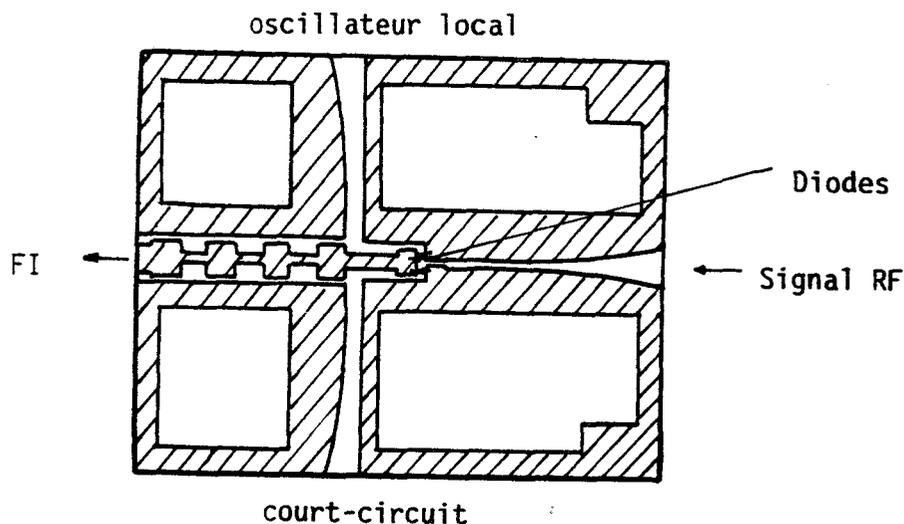


Fig 5.31 Mélangeur intégré en structure planaire

L'entrée des signaux à haute fréquence (RF et O.L) se fait par l'intermédiaire de lignes à ailettes unilatérales. Ce support de propagation possède une large bande passante (1 octave) étendue vers le bas de la fréquence de coupure d'un guide d'onde. Cela est dû au caractère capacitif des rubans métalliques dans le plan E du guide d'onde. Ces lignes sont couramment employées comme transition entre un guide d'onde d'impédance élevée (300 à 500 Ohms) et des lignes microrubans d'impédance plus faible (10 à 100 Ohms). Les pertes occasionnées sont de l'ordre de 0,15 dB par longueur d'onde.

La sortie FI se fait par une ligne microruban suspendu formant un filtre passe-bas dont le principe est déjà décrit au paragraphe précédent.

La liaison avec l'âme centrale d'un connecteur SMA s'établit par l'intermédiaire d'une lamelle d'or, ce qui assure un certain découplage mécanique. La ligne microruban classique est souvent employée dans les dispositifs hyperfréquences, mais ici pour minimiser les pertes en transmission nous préférons utiliser une ligne microruban dite suspendue. La propagation s'effectue ainsi dans l'air (autour du ruban) et non plus dans le diélectrique. Cependant il subsiste une perte de l'ordre de 0,2 dB par longueur d'onde de distance.

La fonction mélange où sont situées les deux diodes beam-lead est formée par une transition fin-line-coplanaire qui assure le raccordement des champs de la ligne à ailettes (entrée RF) et du microruban suspendu (sortie FI).

L'adaptation d'impédance de ces différents tronçons de lignes n'est pas immédiate, surtout lorsque l'on connaît le manque d'homogénéité dans la définition d'impédance des lignes planaires. La bonne concordance des champs électriques est très importante.

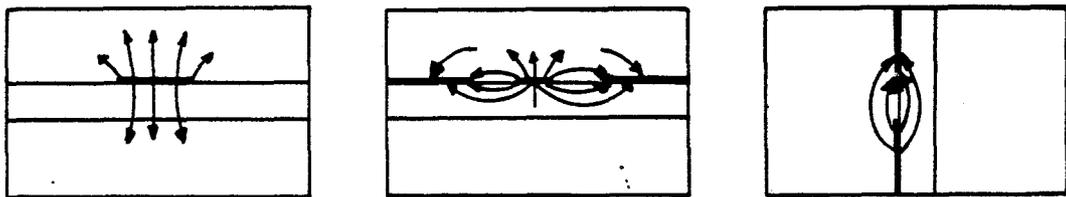


Fig 5.32 Configuration du champ électrique dans ces trois lignes planaires

La ligne à ailette est située dans le plan E du guide d'onde. Le maximum d'intensité du champ électrique se trouve dans la fente entre les rubans métalliques.

La ligne microstrip à une configuration de champ pratiquement orthogonale au ruban métallique nous remarquons donc une opposition totale avec la fin-line. Une ligne coplanaire développe des champs dans les deux directions de son plan transversal et convient donc parfaitement. Ses pertes (ohmique et diélectrique) sont de l'ordre de 0,3 dB par longueur d'onde.

L'oscillateur local sera injecté sur les diodes par une transition ligne à ailette antipodale-ligne coplanaire qui se comporte d'une manière équivalente à une transition standard ligne coaxiale - guide d'onde (ref 43). Une ligne antipodale est une ligne à ailette complètement décentrée, la fente se situe entre un ruban métallique unique et la paroi du guide d'onde. Un court-circuit placé à $\lambda_g/4$ de cette transition, à l'opposé de l'entrée de l'oscillateur local, optimise le couplage par adaptation d'impédance.

Une réduction de la longueur du guide d'onde est prévu au niveau des lignes coplanaire et microruban suspendu afin de faciliter la configuration du mode quasi TEM pour l'oscillateur local et la sortie FI dans cette section. De cette manière le rapport de la hauteur et de la largeur du guide d'onde redevient normal ($b=2a$) pour les structures coplanaire et microruban. Cela contribue également à la bonne isolation entre l'entrée du signal RF et l'entrée de l'oscillateur local.

Les premières modélisations de ce mélangeur ont porté tout d'abord sur le filtre en structure microruban. La technique de calcul et de mise au point a été largement expliquée pour le mélangeur "classique". Je me limiterai donc à ne reporter que les paramètres retenus, ainsi que la réponse du modèle ainsi défini.

Le rapport d'homothétie a été choisi égal à 18, le filtre retenu est à 7 sections ses principaux paramètres sont :

	Réel	Homothétique
Dimensions guide d'onde	2,54 - 1,27	47,54 - 22,16
Diélectrique	Quartz $\epsilon_r=3,9$	Stycast $\epsilon_r= 3,8$
Epaisseur	0,127 mm	2,2 mm
Fréquence de coupure	40 GHz	2,25 GHz
Largeur du ruban W_b	0,94 mm	17 mm
Impédance Z_b		30 Ohms
Largeur du ruban W_h	0,11 mm	2 mm
Impédance Z_h		120 Ohms
Largeur du ruban FI	0,72 mm	13 mm
Impédance Z_{FI}		50 Ohms



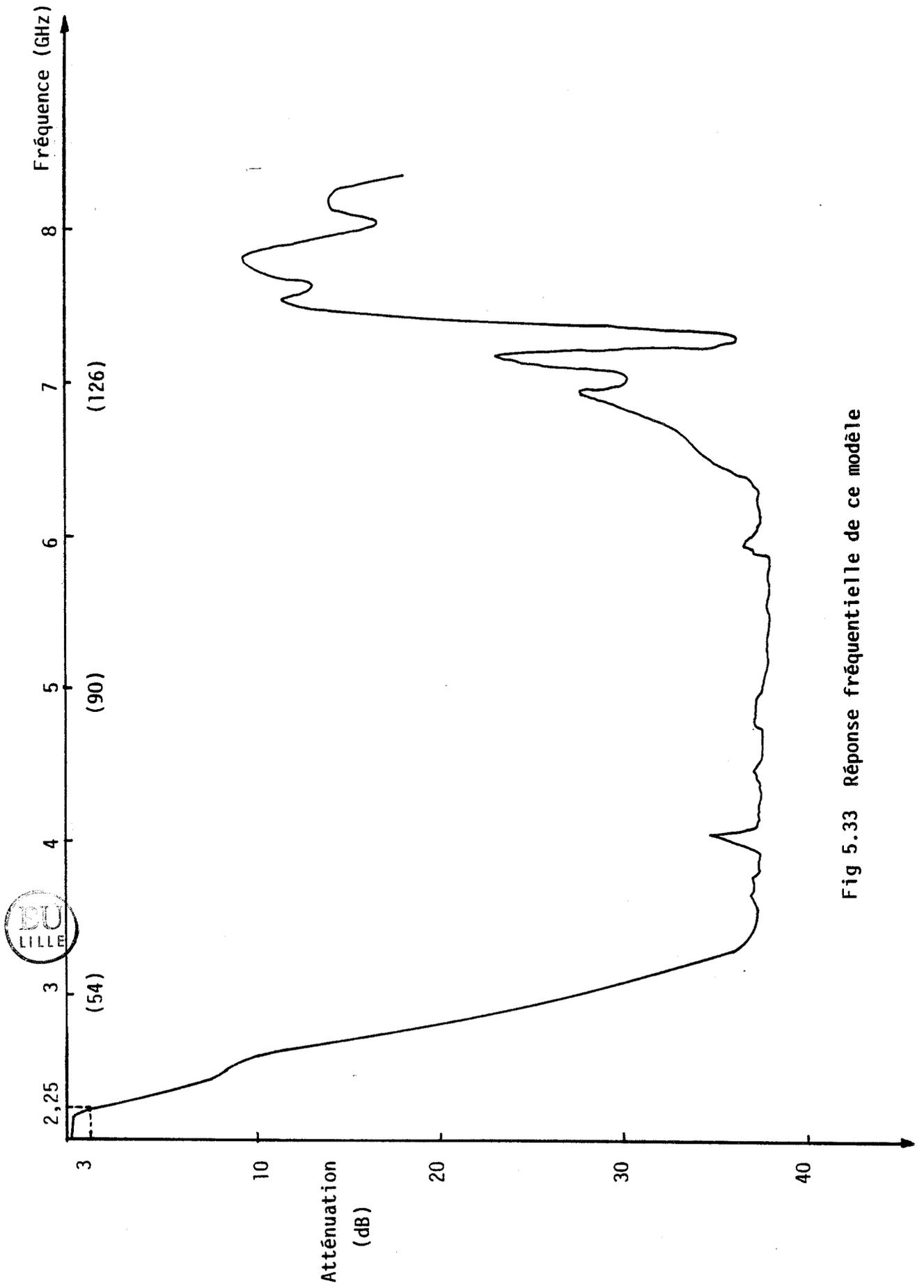
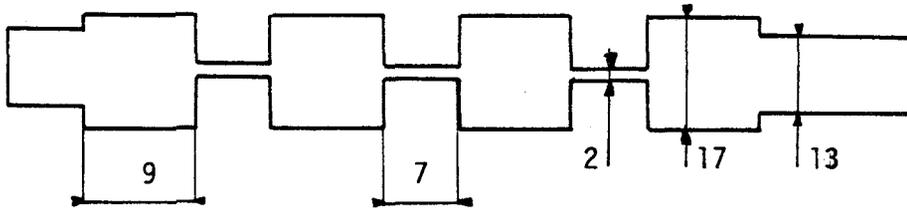


Fig 5.33 Réponse fréquentielle de ce modèle



Toutes les dimensions sont en mm

Fig 5.34 Configuration d'un modèle de filtre micro-électronique

Les modélisations suivantes ont porté sur les lignes à ailettes :
mesure des pertes en transmission, caractérisation d'impédance et transition guide-ligne à ailette.

A.M.K Saad (ref 44) a développé une théorie à partir de l'analyse spectrale concernant ces transitions pour aboutir à des formes privilégiées. Plusieurs courbes du T.O.S en fonction de la fréquence sont présentées pour différentes lignes (unilatérale, bilatérale, antipodale). Deux formes de transitions sont plus particulièrement intéressantes elles sont nommées simple et double fonction exponentielle et ont pour expressions :

$$d(z) = \frac{d_3 + (d_1 - d_3) (1 - z/L)^t}{2}$$

pour $0 \leq z \leq L$

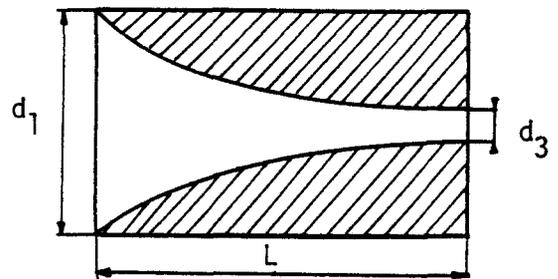


Fig 5.35 Simple exponentielle

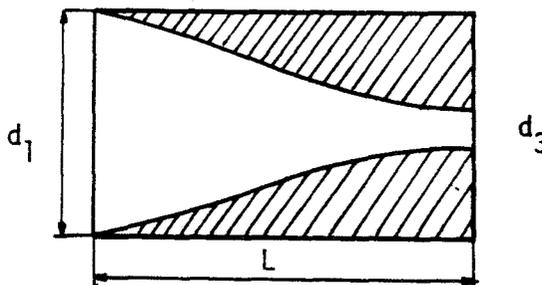
$$d(z) = \frac{d_1 - (d_1 - d_3) (2z/L)^t}{2}$$

pour $0 \leq z \leq L/2$

et

$$d(z) = \frac{d_3 + (d_1 - d_3) (2-2z/L)^t}{2}$$

pour $L/2 \leq z \leq L$



L correspond en général à deux ou trois longueurs d'onde guidée.

Fig 5.36 Double exponentielle

Des tests ont été effectués sur les deux formes, toujours en adoptant la même technique de collage de rubans métalliques sur du Stycast, puis découpe au scapel. Les mesures nous ont confirmé la faible différence entre ces deux transitions. La société Sintra chargée de la réalisation, ne possède pas de coordinatographe piloté par ordinateur, ce qui exclu les courbes un peu spéciales lors de la définition du masque. Cela nous a contraint à ne retenir que des transitions de forme simple exponentielle, l'élaboration du gabarit (à l'échelle 25 ; norme de réduction de la photo du masque) s'en trouve ainsi simplifiée.

Les mesures sur ces transitions sont conjointement liées aux mesures d'impédance de ligne à ailette. Dans un tronçon de guide d'onde nous avons introduit une fin-line équipée d'une transition à chaque extrémité.

Une sonde coaxiale est connectée au centre de cette ligne et est reliée à un analyseur de réseau Hewlett Packard.

De part et d'autre de la structure est placée une charge adaptée et un court-circuit mobile. On étalonne la sonde en court-circuitant son extrémité, sur l'analyseur de réseau nous obtenons après réglage d'une référence dans la bande de fréquence considérée.

Ensuite le déplacement du court-circuit mobile sur une longueur d'onde produit sur l'abaque de Smith un cercle dont le diamètre correspond à la valeur de l'impédance réduite recherchée.

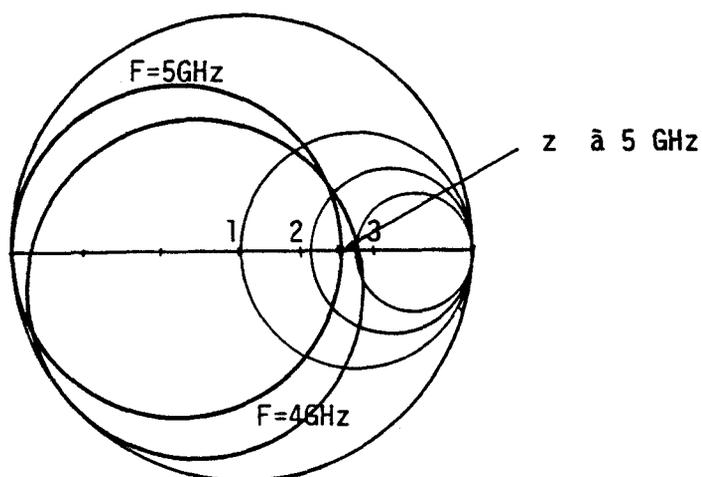


Fig 5.37 Exemple de mesure d'impédance

Nous sommes bien conscient de la précarité des mesures, l'impédance ainsi déterminée ne peut être considérée que ponctuellement, c'est à dire à l'emplacement précis du report d'un composant. La correspondance entre les résultats de mesures et de calculs nous ont satisfait amplement.

Par exemple pour une fin-line centrée de largeur de fente de 2 mm équipée de deux transitions de longueur de 100 mm :

F GHz	4	5	6
Z _{calcul} (Ohms)	150	145	145
Z _{mesure} (Ohms)	140	135	130

Nous remarquons un écart de 10 % dans le pire des cas. Nous pouvons également citer le cas d'une fin-line antipodale de largeur de fente de 2 mm :

F GHz	4	5	6
Z _{calcul} (Ohms)	22	21	20
Z _{mesure} (Ohms)	30	27	24

Sur ces structures nous avons pu relever les pertes en transmission, et le coefficient de réflexion. La longueur de la transition est bien évidemment le paramètre critique.

Les mesures reportées ci-dessous ont été obtenues avec L=100 mm

- T.O.S $\leq 1,4$ dans la bande 4 à 6 GHz
- Pertes en transmission de l'ordre de 1 dB (pour 2 transitions)

Ce qui nous donne une perte de 0,2 dB par longueur d'onde. Le serrage des deux coquilles de la mécanique influe fortement sur ces mesures. Des problèmes de contacts des rubans métalliques sur les bords des guides d'onde constituent le gros inconvénient de ce genre de structure.

Il n'était plus possible de modéliser partiellement ce mélangeur nous avons donc conçu un modèle complet du bloc mécanique et du substrat, afin d'effectuer une mesure d'impédance à l'emplacement des deux diodes.

Au préalable nous allons introduire l'impédance de ces composants en fonction des différentes fréquences. Le schéma équivalent d'une diode beam-lead est le suivant :

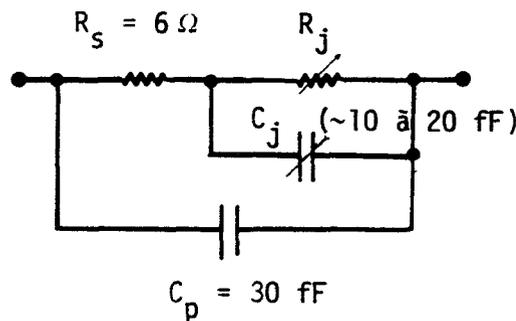


Fig 5.38 Schéma équivalent d'une diode beam-lead

Les valeurs indiquées sont celles d'une diode APX377 de chez Thomson.

Par l'étude de P. Siegel (citée précédemment ref 40), nous pouvons déduire le comportement de l'impédance de la diode en fonction de la polarisation (continue et oscillateur local).

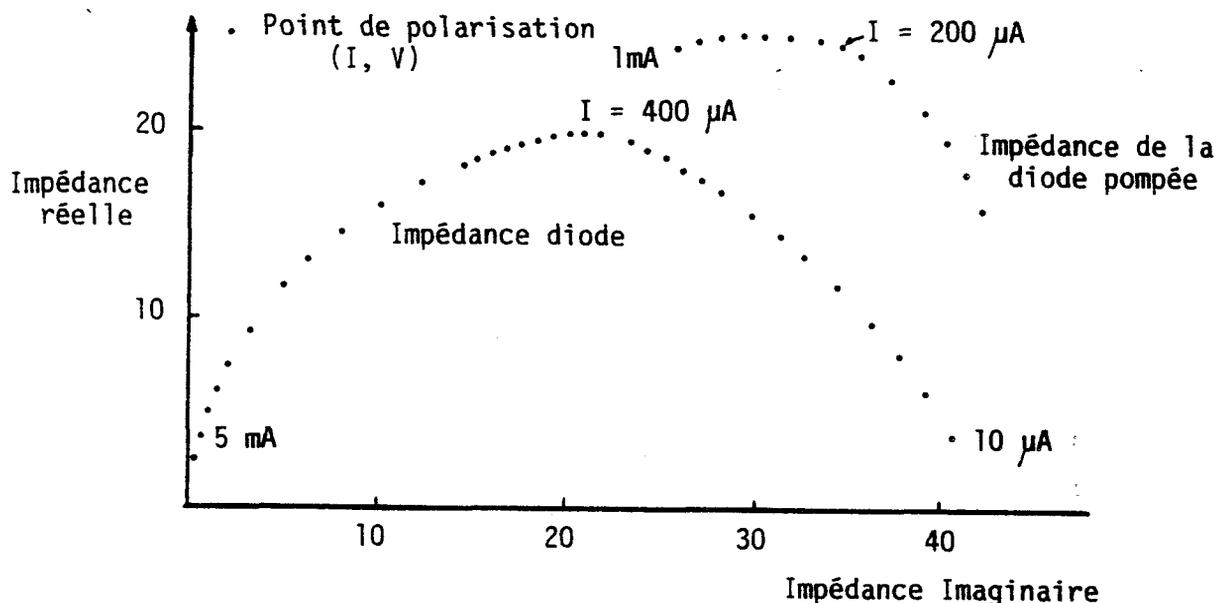


Fig 5.39 Simulation de l'impédance d'une diode beam-lead

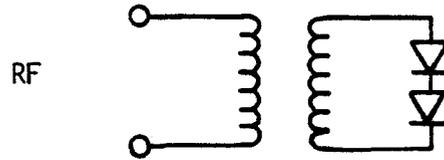
Pour un point de fonctionnement moyen et par exemple pour une fréquence d'oscillateur local de 89 GHz avec $F_{FI} = 1,6$ GHz, nous obtenons : $Z_{diode} = 25 - j 35$ Ohms

Il est à noter les faibles valeurs de ces impédances dues à la capacité parasite qui vient court-circuiter la jonction quand la fréquence augmente. L'utilisation de ces diodes reste donc très limitée en fréquence.

L'emplacement où sera logée une diode doit avoir une impédance de :

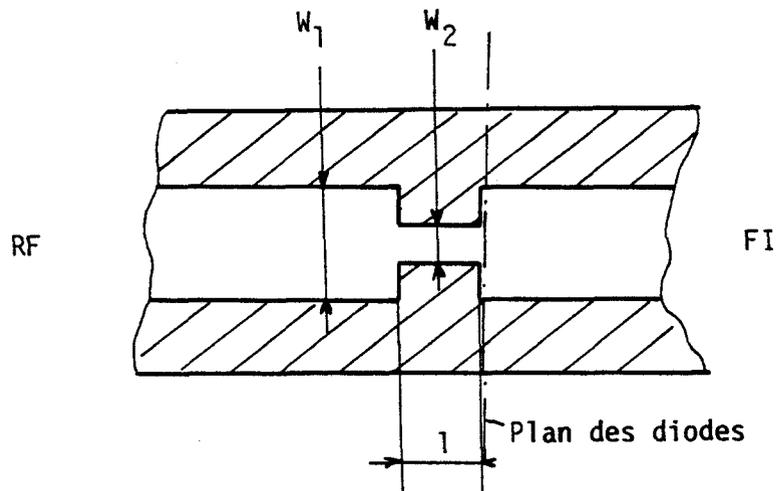
$$Z_{boitier} = 25 + j 35 \text{ Ohms}$$

Pour le signal RF d'entrée les diodes montées tête-bêche se présentent en série (Fig 5.40) :



L'impédance de boîtier vue par le signal devra être double. Avec une fin-line centrée, l'obtention de faibles impédances est impossible (les fentes deviennent alors trop fermées, et des risques de recouvrement des pistes apparaissent. Nous utiliserons un transformateur $\lambda/4$ équivalent en fin-line, constitué d'un changement brusque de largeur de fente. Des discontinuités de ce type, sur lesquelles reposent notre étude, ont été traité numériquement par H. El. Hennawy (ref 45) .

Le modèle de test comprend un tel transformateur (Fig 5.41) :



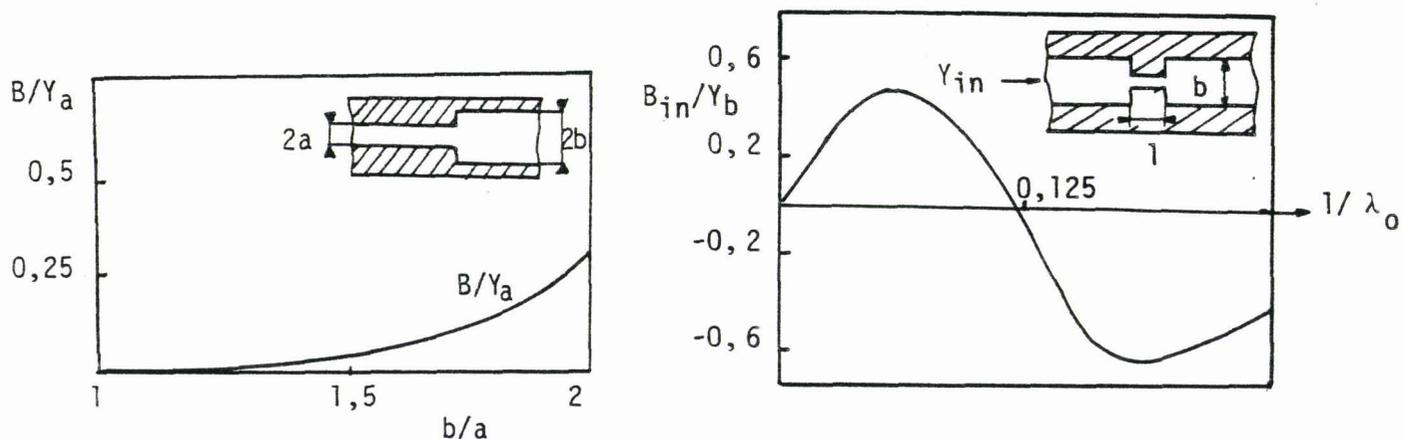
avec $W_1 = 3 \text{ mm}$ d'où $Z_1 = 150 \text{ Ohms}$

et $W_2 = 1,5 \text{ mm}$ d'où $Z_2 = 90 \text{ Ohms}$

d'où $Z_{\text{plan des diodes}} = Z_2^2 / Z_1 \approx 50 \text{ Ohms}$

pour Fréq. = 5 GHz (Fréq. réelle = 89 GHz).

La longueur l est de l'ordre de $\lambda_g/4$, pour affiner l'impédance imaginaire de l'emplacement de la diode, on peut ajuster cette dimension l et faire varier le rapport entre W_1 et W_2 , en s'aidant des courbes de l'article de H. El Hennawy (ref 45), (Fig 5.42) :



Pour l'oscillateur local les diodes se trouvent en parallèles.

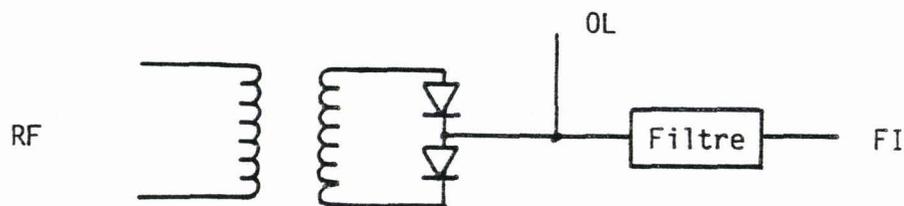


Fig 5.43 Schéma de principe du mélangeur

L'impédance côté oscillateur local devra être très faible, l'injection de l'O.L se fera donc par une fin-line antipodale dont l'impédance peut descendre en dessous de 10 Ohms (ref 38). La longueur de ligne coplanaire sera donc d'une longueur d'onde guidée afin de ramener l'impédance adéquate sur les diodes.

Sur ces bases nous avons conçu un modèle complet. Deux sondes symétriques, soudées sur les rubans métalliques viennent à l'emplacement des diodes. Sur l'analyseur de réseau une des sondes est référenciée, l'autre ne sert qu'à équilibrer la transition. L'optimisation des paramètres géométriques des différentes lignes fut assez longue et pénible. Les problèmes de serrage et de contact se sont fait sentir plus fortement, et les mesures se sont révélées difficilement reproductibles. L'abaque de Smith de la page suivante représente 3 lieux d'impédance de l'emplacement des diodes obtenue sur l'analyseur par déplacement d'un court-circuit à l'entrée RF, les autres ports étant reliés à des charges adaptées. C'est à partir de ce modèle que nous avons réalisé notre premier prototype de mélangeur.

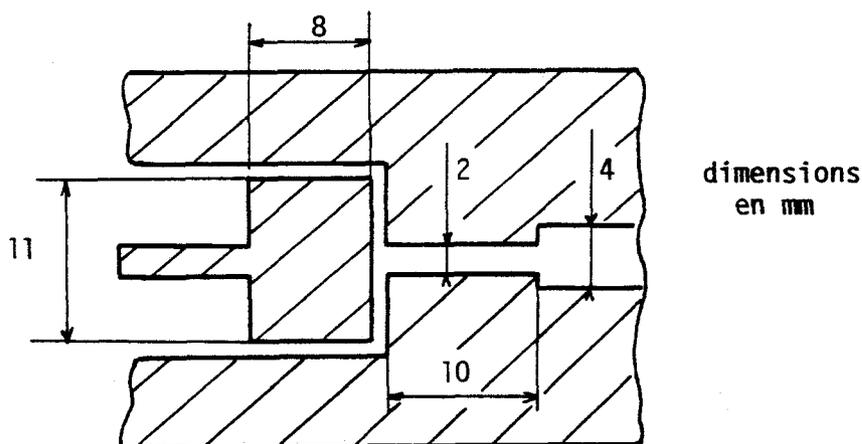


Fig 5.44 Modèle de la transition mélangeuse

0000040 20 10 5 4 3 2.5 2 1.8 1.6 1.4 1.2 1.1 1.0 SWR
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 12 14 20 300 RETN LOSS IN DB
1.0 9 8 7 6 5 4 3 2 1 0 REFL. COEF. Z OR T

Fréquence $\approx 4,9$ GHz

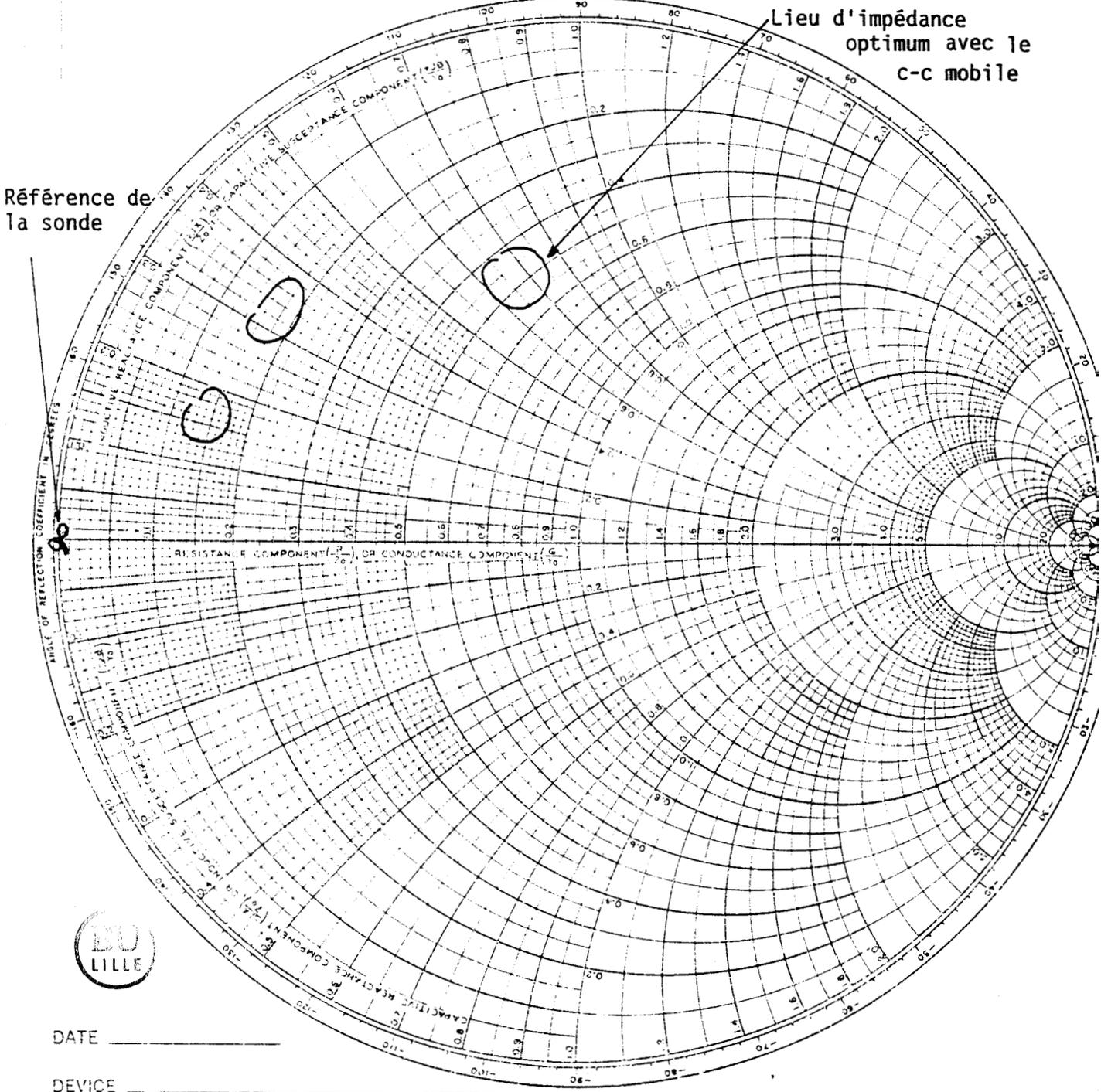


Fig 5.45 Impédance de la modélisation de l'environnement des diodes

5.6.2- Réalisation mécanique et montage

Au cours de cette étude, seulement deux prototypes ont vu le jour. Le substrat est en silice fondue (quartz) de constante diélectrique $\epsilon_r = 3,9$ son épaisseur standard est de 127 microns. Les masques et les métallisations proviennent de la société Sintra. Le dépôt d'or est de 3 microns après une couche d'accrochage de Nickel-Chrome.

La première mécanique émane de l'atelier de cette même société, ce prototype ne comprenait pas de polarisation séparée des diodes, seule la puissance d'oscillateur local agissait. Etant donné les problèmes rencontrés par Sintra, la deuxième mécanique a été fabriquée à l'atelier de mécanique de l'Observatoire de Meudon. Il est à noter que peu d'entreprises spécialisées dans la mécanique de précision s'intéresse à ce genre de produit. Ce deuxième mélangeur permet d'alimenter indépendamment les diodes en courants continus, afin de diminuer la puissance O.L nécessaire. La masse se refermant par le plot commun c'est-à-dire la sortie FI. Dans ce cas la métallisation est isolée de la mécanique par une feuille de téflon, des capacités chip assurent un découplage entre la FI et la mécanique (masse).

La plaquette est rapportée sur une demi-coquille dans un évidement prévu à cette effet. Elle est collée aux quatre coins dans des dégagements. Une lamelle d'or souple assure la liaison entre un connecteur SMA et la piste de sortie du filtre microruban, la même technique est appliquée dans le cas de la polarisation séparée des diodes.

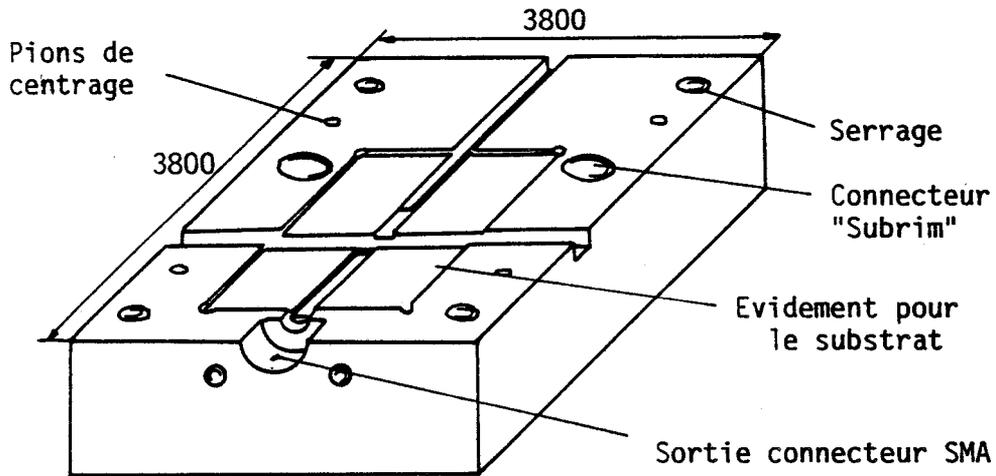


Fig 5.46 Demi-coquille du mélangeur

La languette d'or est soudée à l'étain ou peut être rapportée par collage à l'argent. Un dosage adéquat entre la colle et le durcisseur n'introduit que très peu de résistance de fuite. Les diodes beam-lead déjà décrites au chapitre 4.4.6. sont extrêmement fragiles, leur manipulation est très délicate. Ces composants doivent être déplacés et positionnés à l'aide de pics en bois épointés et trempés dans l'alcool.

Nous avons essayé sur le premier prototype de thermocompresser ces diodes à la Sintra mais les résultats furent assez décevants et coûteux. Ensuite nous avons préféré les coller à l'argent ou les souder à l'aide d'une table chauffante thermostatée et d'un mini-fer à souder.

Mais nous n'avons pas réussi à mettre au point et surtout à maîtriser une procédure de montage de ces composants.

5.6.3- Résultats actuels

Le premier modèle a mis en évidence de gros problèmes de contact entre les deux demi-coquilles et la plaquette de quartz. La masse générale de la structure se refermant sur les fentes métallisées par les bords des guides d'onde. Les caractéristiques statiques sont fluctuantes selon le serrage, en conséquence on a tendance à abuser du "tournevis", et la rigidité du quartz occasionne des ruptures de pistes. Les tests de ce mélangeur se font selon les principes évoqués au paragraphe 5.4.

Un klystron 87-91 GHz de chez Varian a servi tout d'abord d'oscillateur local. En sortie FI, est intercalée une ligne coaxiale d'adaptation d'impédance double stub avant le préamplificateur faible de bruit. Dans ce cas les mesures se font en deux temps, nous sommes tenus de rendre compatible l'impédance d'entrée de l'amplificateur (généralement proche de 50 Ohms) et l'impédance de sortie du mélangeur (150 à 300 Ohms).

On minimise ainsi les pertes du signal pour ne pas entraîner un bruit supplémentaire dans la liaison mélangeur-ampli FI. Avant d'effectuer une mesure de bruit classique, à l'aide d'un circulateur on injecte par une voie le signal d'une diode à bruit de référence (figure ci-dessous) qui est renvoyé par le mélangeur amplifié et visualisé dans toute la bande FI sur l'analyseur de spectre, on peut chercher facilement la transformation d'impédance adéquate. Une vérification est faite en coupant le signal de la diode à bruit. La mesure se poursuit point par point en sélectionnant la fréquence FI sur l'analyseur de spectre qui à une bande d'étude de 3 MHz.

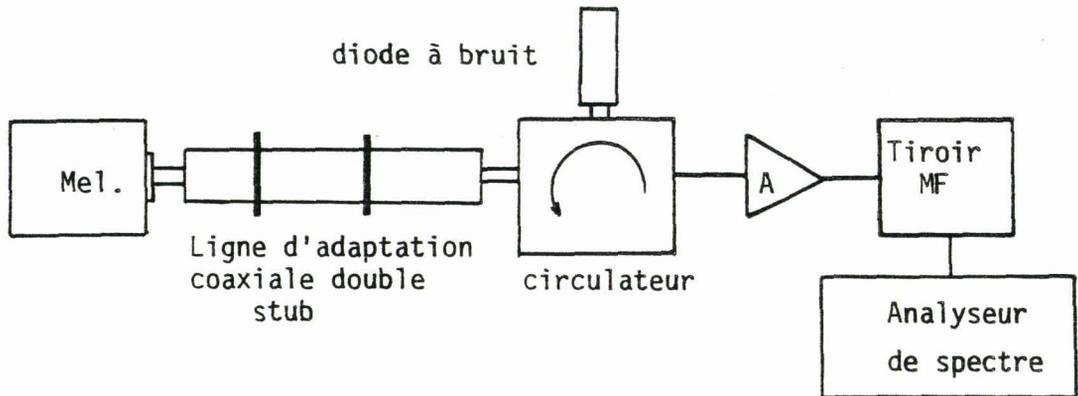


Fig 5.47 Adaptation d'impédance mélangeur-amplificateur

Ces éléments supplémentaires dans la chaîne de mesure introduisent bien évidemment des bruits, il est donc nécessaire de caractériser le surplus.

On mesure donc le bruit à l'entrée de l'amplificateur puis à l'entrée de la ligne d'adaptation. Pour cela on y connecte une charge 50 Ohms par l'intermédiaire d'un petit câble coaxial réalisé en acier inoxydable. On peut tremper la charge 50 Ohms dans un bain d'azote liquide et effectuer ainsi une mesure du facteur Y correspondant. La lecture se fait directement sur un détecteur H.P.

Nous avons pu mettre en évidence sur le banc de mesure de laboratoire :

$$T_{\text{ampli}} = 80 \text{ K} \quad \text{et} \quad T_{\text{FI}} = 140 \text{ K}$$

Sans polarisation continue séparée, la puissance de l'oscillateur local nécessaire au pompage des diodes s'est révélée trop importante (supérieure à 30 mW). Nous escomptions 15 à 20 mW seulement. Pour certaines fréquences, l'adaptation FI n'était pas idéale.

De plus, les diodes ne sont pas parfaitement appariées, une dissymétrie apparaît sur le courant détecté.

Le court-circuit de réglage de l'injection de l'oscillateur local est très critique, nous avons essayé :

- Un piston classique obturant le guide d'onde
- Un pont au niveau de la fente de la ligne à ailette (guère pratique et rendant le réglage pratiquement impossible).
- Enfin un court-circuit à piège constitué de deux tronçons d'impédance différente, les deux tronçons sont généralement égaux et valent $\lambda/4$. L'écart entre les deux impédances détermine la qualité du piège.

Les premières mesures peuvent se résumer dans le tableau de la page suivante avec une FI de 600 MHz centrée sur 1,6 GHz et une P_{OL} de 30 mW :

F_{OL} GHz	87	89	91
T_R K	2700	3000	3200
L_M dB	9,5	9,5	9,6
T_M K	1500	1750	1900

Nous avons pu vérifier également une isolation supérieure à 20 dB entre l'entrée de l'oscillateur local et l'entrée du signal RF. Cette première série de mesure met en évidence des pertes de conversion et des températures de bruit fortes mais surtout le fait que la puissance d'oscillateur local n'était pas satisfaisante.

Nous avons donc conçu un nouveau mélangeur permettant une polarisation séparée des deux diodes. Le circuit général a été légèrement modifié au niveau de la transition, pour essayer de recentrer le meilleur résultat obtenu autour de 89 GHz.

La puissance d'oscillateur local optimum est tombée à 7 mW, qui est largement compatible avec un oscillateur Gunn GaAs. L'adjonction d'une polarisation déplace le point de fonctionnement d'une diode dans la caractéristique $I = f(V)$. Son impédance varie et cela facilite l'adaptation FI avec l'amplificateur.

Le meilleur résultat peut se résumer sur ce tableau :

F GHz	87	89	91
T_R K	2600	2750	2900
L_M dB	8,8	8,9	8,9
T_M K	1600	1700	1850

$$\begin{array}{ll} \text{avec} & P_{OL} = 7 \text{ mW} & I_o^+ = 300 \mu\text{A} \\ & F_I = 1,6 \text{ GHz} & I_o^- = 300 \mu\text{A} \end{array}$$

Les performances de ce mélangeur ne sont pas parfaitement satisfaisantes.

Nous pouvons remarquer plusieurs points :

- L'injection de l'oscillateur local n'est pas idéale. Le courant détecté par les diodes provenant de l'OL n'est pas suffisant en regard du courant de polarisation continu.

Cela se remarque également sur le T.O.S de ce port d'entrée du mélangeur qui oscille entre 2 et 3 dans la bande de fréquence considérée.

Plusieurs raisons nous paraissent expliquer ce fonctionnement.

- La transition guide-fin-line antipodale réfléchit trop d'énergie, sa longueur doit donc être augmentée.

- Des fuites hyperfréquences se produisent par l'isolant en téflon séparant la mécanique de la plaquette de quartz, le serrage des deux demi coquilles influe sur les caractéristiques. Un film d'alumine très fin peut être utilisé comme isolant.

- La transition entre les lignes fin-line (antipodale et coplanaire) s'effectue mal et le court-circuit en face de l'entrée de l'oscillateur local ne peut remplir pleinement son rôle d'accord. L'ensemble renvoie une bonne partie de la puissance. La transition doit être encore optimisée.

De plus les diodes, malgré la modélisation, ne sont pas dans leur environnement adéquat pour cette gamme de fréquences.

La réalisation à échelle réelle à partir d'une modélisation comporte toujours un pourcentage d'erreur que l'on a évalué au chapitre 5.5 à 10%. Nous n'avons malheureusement pas pu réaliser plusieurs séries de plaquettes avec des dimensions proches afin d'essayer de s'affranchir au maximum de cet aléa.

De plus, une technique de mise au point, qui nous a fait défaut est de tester finement le mélangeur sur toute la bande de fréquence du guide d'onde standard WR 10 : 75-110 GHz. Le relevé systématique de divers paramètres comme le courant détecté sur les deux diodes, l'adaptation FI, la puissance d'oscillateur local, les pertes de conversion, et température de bruit, à toutes ces fréquences est une aide précieuse pour obtenir un bon prototype de laboratoire. Mais nous ne disposons pas d'une source couvrant toute cette bande.

Son optimisation n'a donc pu se faire dans de bonnes conditions et reste à l'état de développement. L'expérience acquise sur un nouveau type de mélangeur reste toujours bénéfique. Le planning serré de la maquette de METEOSAT nous impose d'écarter pour l'instant ce type de mélangeur.

Nous pensons quand même poursuivre parallèlement son optimisation. En effet, grâce à ce marché avec le CNES, l'achat d'un carcinotron Siemens lié à une alimentation Micronow est en cours. Il facilitera ainsi la réalisation de ce mélangeur et de bien d'autres composants.

On peut également espérer trouver dans les prochains mois des nouvelles diodes en technique MESA fabriquées par l'Université de Charlottesville (Virginie) avec des caractéristiques estimées à : Résistance série de l'ordre de 10 Ohms et une capacité de jonction de 6 fF (cette technologie n'introduit pas de capacité parasite).

Ces diodes seront certainement d'une utilisation plus simple et permettront vu leur capacité de jonction de monter jusqu'à 150 GHz.

VI- CONCLUSION

Ce travail a permis de mettre en évidence l'intérêt des radiomètres millimétriques dans les futurs projets spatiaux appliqués à la météorologie. La faisabilité d'un tel radiomètre, pouvant servir d'appui à l'agence spatiale européenne lors de la réalisation de METEOSAT 2ème génération a été démontrée. Les principaux éléments ont été évoqués, définis et leur performances estimées.

L'ensemble de la source quasi-optique est en cours de réalisation ; les cornets, les lames dichroïques, le diplexeur Fabry-Pérot, les rotateurs de polarisation et les miroirs elliptiques seront testés dans un proche avenir.

Une approche plus technique sur la conception de composants millimétriques a été abordée, qui a abouti à la réalisation de prototypes tels que : un oscillateur à diode Gunn GaAs, un mélangeur en structure guide d'onde, un mélangeur entièrement en lignes planaires équipé de deux diodes beam-lead, et également quelques composants passifs en technique quasi-optique. L'étude et la caractérisation de ces éléments ont nécessité l'élaboration de bancs de mesures spécifiques.

Nous avons pu ainsi compléter notre expérience dans le domaine acquis sur des récepteurs cryogéniques de radioastronomie. L'étude se poursuit actuellement par la définition et le dessin de tous les plans des composants intervenant dans les chaînes de réception ; blocs mélangeurs et multiplicateurs de fréquence à Meudon, oscillateurs à diode Gunn à Bordeaux.

Ces travaux ont permis également un rapprochement et un couplage plus étroits entre un laboratoire de recherche comme le notre avec le CNES et des industriels français. Des réunions et des discussions fructueuses ont permis de réduire les différences entre les objectifs des deux parties. Cela afin de gagner conjointement une position honorable dans les milieux scientifiques européens.

La réalisation d'une telle maquette pour METEOSAT, nous ouvrira des horizons plus vastes et notamment, nous permettra de faire nos premiers pas vers la spatialisation d'équipement, puisque ce travail a fait l'objet d'une réponse à un appel d'offre de l'agence spatial européen.

Cet enseignement nous sera bénéfique si nous voulons participer activement aux futurs projets de l'ESA et de la NASA, respectivement FIRST et EXPLORER dans les années 2000. Ces plates-formes spatiales seront équipées de matériel sub-millimétrique dans la bande de fréquence des 300 à 1000 GHz, à vocation de recherche en astronomie.

La démonstration de la faisabilité d'un tel radiomètre par notre laboratoire placera, nous l'espérons, l'industrie française en meilleure position pour la conception finale de ce satellite. Des tests du radiomètre sur avion amèneront les scientifiques de l'Observatoire de Meudon à élargir leur champ d'activité et à approfondir les sciences de la météorologie et de la physique de l'atmosphère en ondes millimétriques.

ANNEXES

ANNEXE 1

Banc de montage de diode

Cette annexe ne présente qu'un aspect général de l'instrumentation. Son but est de décrire les principales fonctions rassemblées ici sur un même appareil

L'instrumentation très spécifique nécessitée pour le montage des mélangeurs et des multiplicateurs millimétriques a du être étudiée et réalisée à Meudon. Le banc de montage est extrêmement modulable, permettant ainsi diverses opérations .

Plusieurs voyages aux USA (JPL Pasadena, NRAO virginie ...) ont pu mettre en évidence une concordance presque totale pour le montage de ces composants.

Au cours de ces dernières années, la tendance, pour le montage des mélangeurs et multiplicateurs est à la simplification des opérations :

D'une manière générale la plaquette de quartz est collée avec une colle de la firme Epotecny - réf 310 - qui a la propriété de maintenir une certaine souplesse entre le quartz et le bloc du mélangeur, elle assure ainsi une meilleure tenue du contact à - 250 °C, pour nos applications radio-astronomiques.

Ainsi en cas de détérioration du contact, le whisker est le seul élément à changer, évitant ainsi le changement de la plaquette et des connexions internes.

La diode est maintenue sur la plaquette à l'aide d'une colle à l'argent également de chez Epotecny - réf 417 -. Cette colle a une excellente tenue en cryogénie et une résistivité très faible.

Ces deux colles ont un solvant commun, vendu par la même firme sous le nom de "STRIPR" ce qui permet une interchangeabilité rapide des éléments, quand ils sont défectueux.

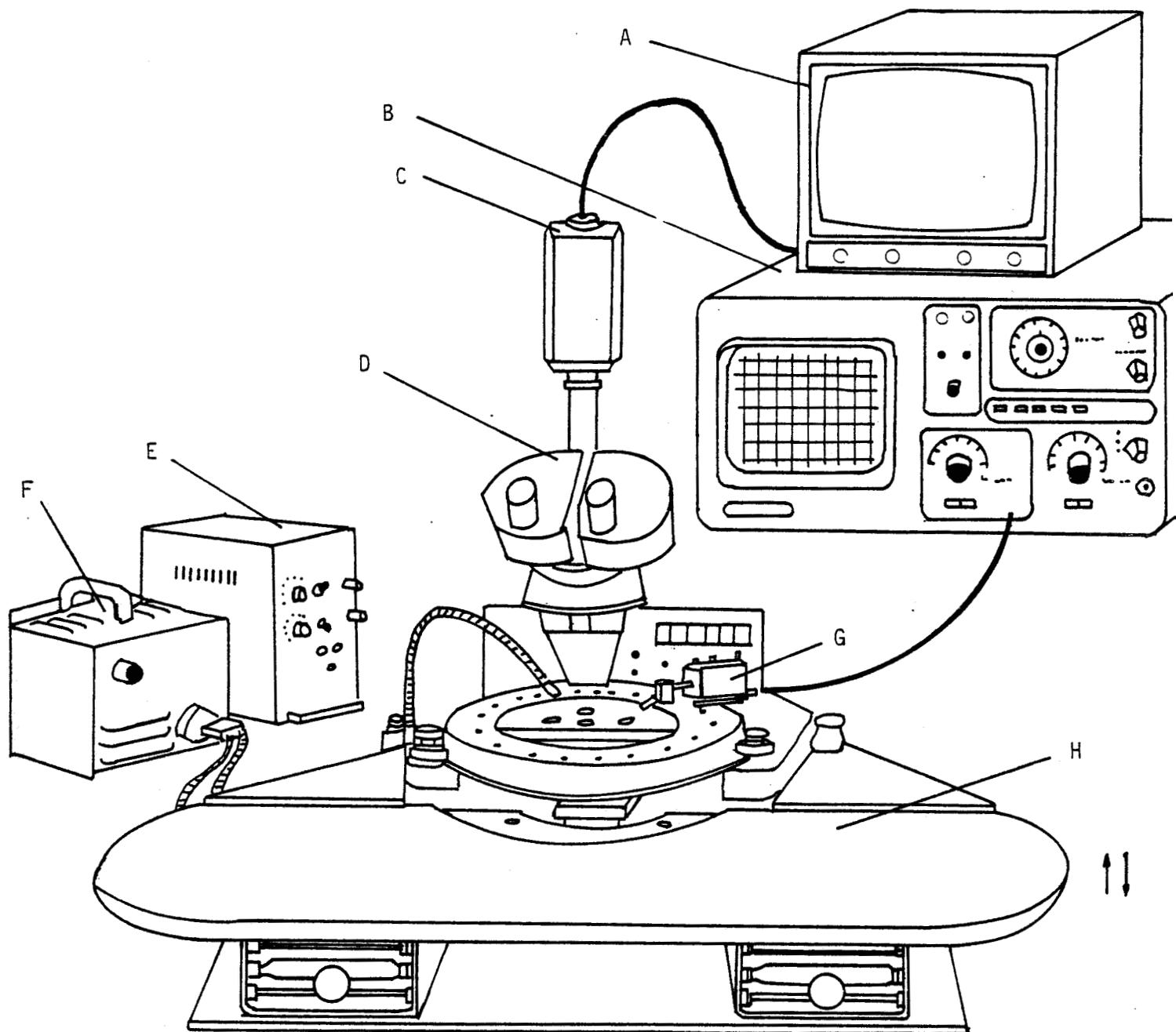
Les whiskers sont réalisés à partir de fils de phosphore-bronze de diamètre 12 microns (8 microns pour les mélangeurs à 230 GHz). On procède à l'épointage à l'acide sulfanique à 4% sous une tension continue de 4 V DC. Cette opération est observée à fort grossissement sous le niveau du bain d'attaque puis stoppé quand la pointe semble conforme.

Le whisker est ensuite soudé définitivement sur des tiges (post) usinées très précisément ou sur des tiges calibrées de cuivre-béryllium que l'on se procure aux Etats-Unis. Elles ont des longueurs différentes suivant qu'il s'agit d'un mélangeur, d'un doubleur ou d'un tripleur.

Le post est ensuite maintenu dans une pince, à l'aide de deux micromanipulateurs montés en opposition, on forme le lobe.

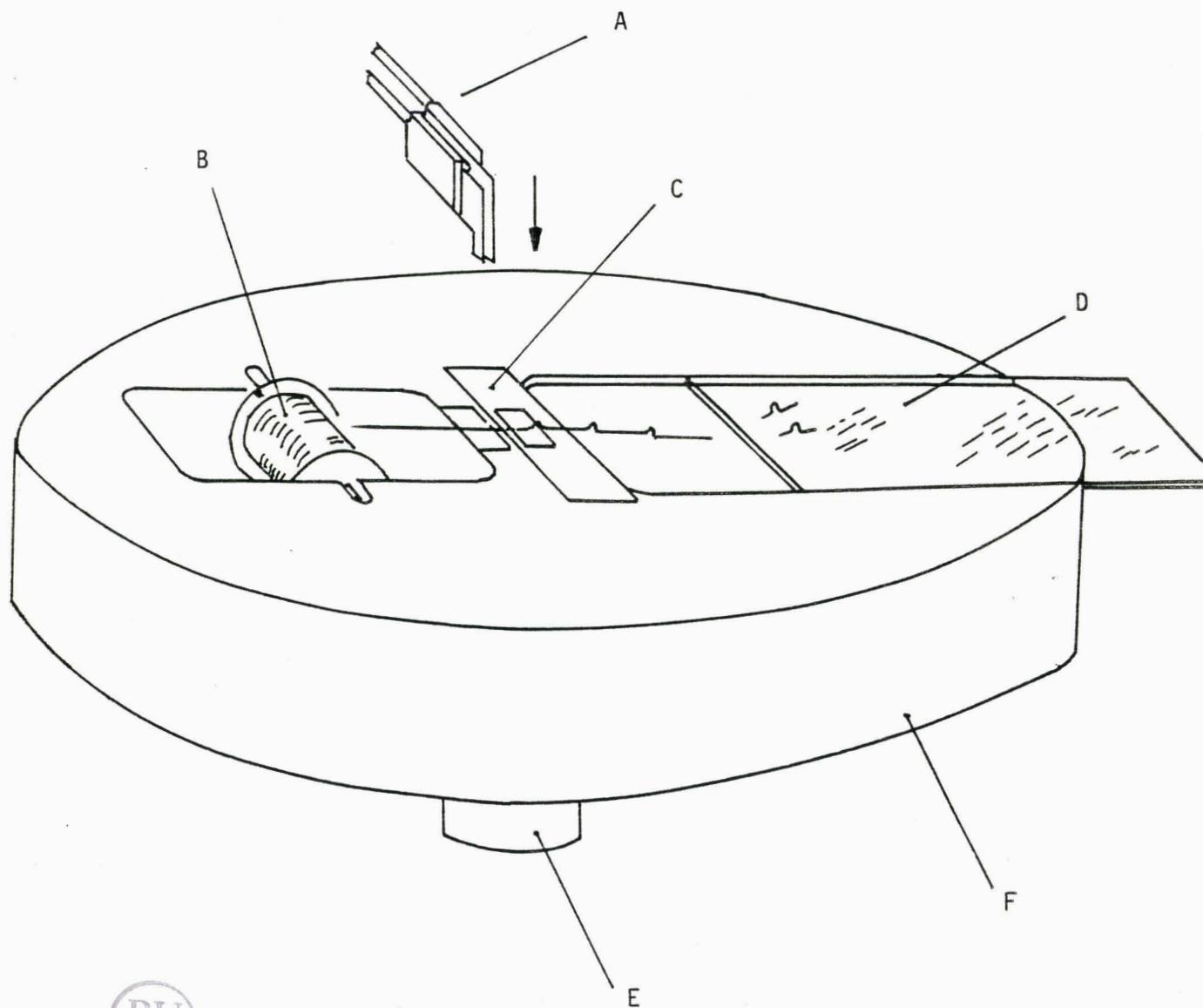
Aux USA ces opérations sont suivies d'une dorure, le post et le whisker sont plongés dans une solution de sels d'or, afin d'y déposer une couche d'or de 0,15 microns. Amenant une amélioration sensible des contacts électriques et de la qualité de la jonction dans le temps. Nous nous orientons vers cette dorure systématique dans nos prochaines réalisations.

Les dessins des pages suivantes illustrent parfaitement un tel banc de montage.



- A - moniteur vidéo pour les contrôles
- B - visualisation des caractéristiques statiques des jonctions
- C - caméra de prise de vue
- D - binoculaire d'observation directe
- E - bloc d'alimentation
- F - source fibre optique
- G - micromanipulateur en X , Y , Z
- H - plateau de travail antistatique

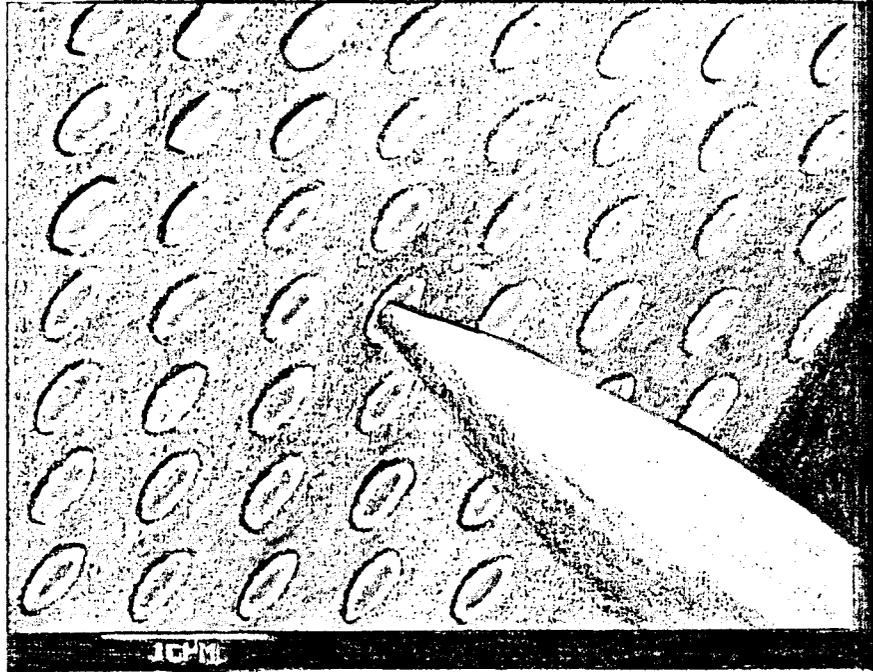
Fig A.1 DESCRIPTION GENERALE DE L'APPAREIL



- A - poinçons réglables
- B - réserve de fils
- C - empreinte interchangeable
- D - lame de verre pour examen au microscope
- E - plot de centrage
- F - table en P.V.C réglable en X,Y,Z

Fig A.2 MICROFORMAGE DES WHISKERS

x 2000



x 1000

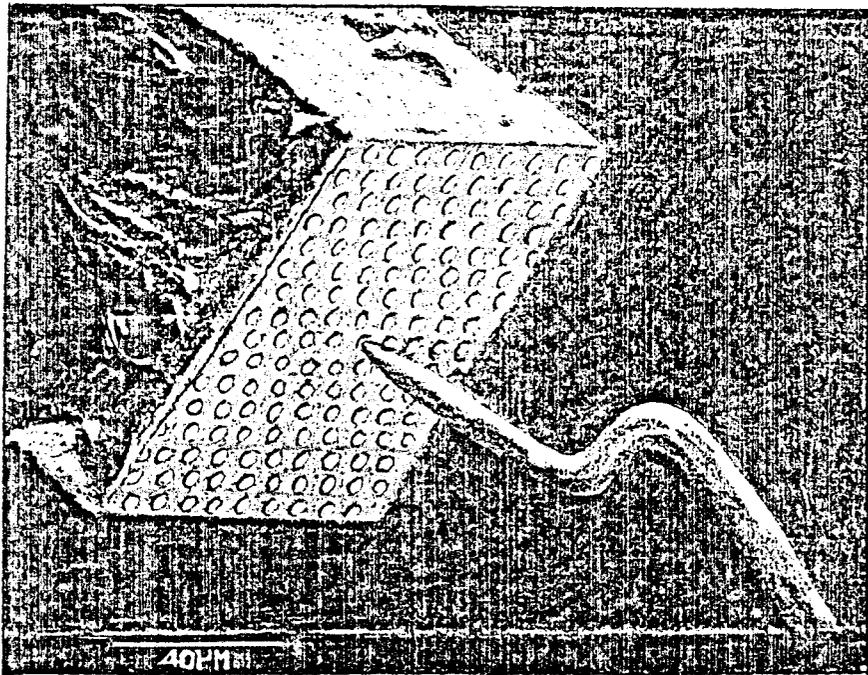


Fig A.3 Jonction réalisée à l'aide de cette instrumentation

ANNEXE 2

Les développements de calcul de cette annexe se rapporteront au cas d'une fin-line qui est la structure la plus symétrique, ce qui engendre beaucoup de simplifications. Le principe est inchangé si l'on considère d'autres lignes : microstrip, coplanaire, suspendue, antipodale. Leurs expressions sont moins évidentes ce qui aurait rendu leur présentation indigeste pour le lecteur et pour le rédacteur. A chaque étape du calcul j'évoquerai les équations de départ de ces autres lignes sans approfondir le calcul.

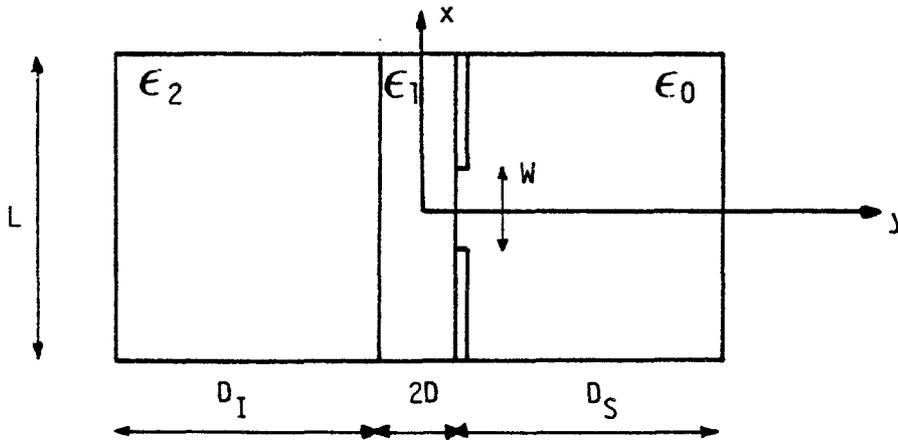


Fig A.4 Section du guide d'onde considéré

Equation de continuité aux deux interfaces $y = -D$ et $y = D$ du diélectrique central.

Dans le plan $y = D$ $\tilde{E}_{z1}(-D) = \tilde{E}_{z2}(-D)$

$$\tilde{E}_{x1}(-D) = \tilde{E}_{x2}(-D)$$

$$\tilde{H}_{z1} (-D) - \tilde{H}_{z2} (-D) = j\tilde{J}_x (-D)$$

$$\tilde{H}_{x2} (-D) - \tilde{H}_{x1} (-D) = j\tilde{J}_z (-D)$$

Dans le plan $y = D$ $\tilde{E}_{z0} (D) = \tilde{E}_{z1} (D)$

$$\tilde{E}_{x0} (D) = \tilde{E}_{x1} (D)$$

$$\tilde{H}_{z1} (D) - \tilde{H}_{z0} (D) = j\tilde{J}_x (D)$$

$$\tilde{H}_{x0} (D) - \tilde{H}_{x1} (D) = j\tilde{J}_z (D)$$

Toutes les composantes avec un tilde (\sim) sont exprimées dans le domaine transformé de Fourier.

L'application de ces conditions de continuité passe inévitablement par le calcul des composantes \tilde{E}_x et \tilde{H}_x dans les trois régions qui peuvent s'établir sous la forme :

$$\tilde{E}_{xi}(\alpha, y) = - \frac{j \mu_0 \omega}{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_i - \beta^2)} \frac{\partial \tilde{H}_z(\alpha, y)}{\partial y} - \frac{j \beta}{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_i - \beta^2)} \frac{\partial \tilde{E}_z(\alpha, y)}{\partial x}$$

$$\tilde{H}_{xi}(\alpha, y) = \frac{j \omega \epsilon_0 \epsilon_i}{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_i - \beta^2)} \frac{\partial \tilde{E}_z(\alpha, y)}{\partial y} - \frac{j \beta}{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_i - \beta^2)} \frac{\partial \tilde{H}_z(\alpha, y)}{\partial x}$$

i est l'indice de la région considéré 0 , 1 ou 2

pour la région 0 c'est à dire $D < y < D_s + D$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{x0}(\alpha, y) &= \frac{\text{sh} \gamma_0 (D_s + D - y)}{(\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_0 - \beta^2)} \left[\alpha \beta G(\alpha) - \omega \mu_0 \gamma_0 G'(\alpha) \right] \\ \tilde{E}_{z0}(\alpha, y) &= G(\alpha) \frac{\text{sh} \gamma_0 (D_s + D - y)}{\text{ch} \gamma_0 (D_s + D - y)} \\ \tilde{H}_{x0}(\alpha, y) &= j \frac{\text{sh} \gamma_0 (D_s + D - y)}{(\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_0 - \beta^2)} \left[\alpha \beta G'(\alpha) - \omega \varepsilon_0 \gamma_0 G(\alpha) \right] \\ \tilde{H}_{z0}(\alpha, y) &= j G'(\alpha) \text{ch} \gamma_0 (D_s + D - y) \end{aligned}$$

pour la région 1 c'est à dire pour $-D < y < D$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{x1}(\alpha, y) &= \frac{\omega \mu_0 \gamma_1 \left[A'(\alpha) \text{ch} \gamma_1 y + B'(\alpha) \text{sh} \gamma_1 y \right] + \left[A(\alpha) \text{sh} \gamma_1 y + B(\alpha) \text{ch} \gamma_1 y \right] \alpha \beta}{(\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_1 - \beta^2)} \\ \tilde{E}_{z1}(\alpha, y) &= A(\alpha) \text{sh} \gamma_1 y + B(\alpha) \text{ch} \gamma_1 y \\ \tilde{H}_{x1}(\alpha, y) &= j \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1 \gamma_1 \left[A(\alpha) \text{ch} \gamma_1 y + B(\alpha) \text{sh} \gamma_1 y \right] + \left[A'(\alpha) \text{sh} \gamma_1 y + B'(\alpha) \text{ch} \gamma_1 y \right] \alpha \beta}{(\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_1 - \beta^2)} \\ \tilde{H}_{z1}(\alpha, y) &= j A'(\alpha) \text{sh} \gamma_1 y + B'(\alpha) \text{ch} \gamma_1 y \end{aligned}$$

Pour la région 2 c'est à dire pour $-D_1 - D < y < -D$

$$\tilde{E}_{x2}(\alpha, y) = \frac{\text{sh} \gamma_2 (y + D_1 + D)}{(\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_2 - \beta^2)} \left[\alpha \beta F(\alpha) + \omega \mu_0 F'(\alpha) \right]$$

$$\tilde{E}_{z2}(\alpha, y) = F(\alpha) \operatorname{sh} \gamma_2 (y + D_I + D)$$

$$\tilde{H}_{x2}(\alpha, y) = j \frac{\operatorname{ch} \gamma_2 (y + D_I + D)}{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_2 - \beta^2)} \left[\epsilon_0 \epsilon_2 \gamma_2 F(\alpha) + \alpha \beta F'(\alpha) \right]$$

$$\tilde{H}_{z2}(\alpha, y) = j F'(\alpha) \operatorname{ch} \gamma_2 (y + D_I + D)$$

A l'aide des conditions de continuité, on détermine les termes en fonction des \tilde{E}_z et \tilde{E}_x qui forment une base de fonctions.

$$F(\alpha) = \frac{\tilde{E}_z(-D)}{\operatorname{sh} \gamma_2 D_I} \qquad G(\alpha) = \frac{\tilde{E}_z(D)}{\operatorname{sh} \gamma_0 D_s}$$

$$F'(\alpha) = \frac{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_2 - \beta^2) \tilde{E}_x(-D) - \alpha \beta \tilde{E}_z(-D)}{\mu_0 \gamma_2 \operatorname{sh} \gamma_2 D_I}$$

$$G'(\alpha) = \frac{\alpha \beta \tilde{E}_z(D) - (\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_0 - \beta^2) \tilde{E}_x(D)}{\omega \mu_0 \gamma_0 \operatorname{sh} \gamma_0 D_s}$$

$$A(\alpha) = \frac{\tilde{E}_z(D) - \tilde{E}_z(-D)}{2 \operatorname{sh} \gamma_1 D} \qquad \text{et} \qquad B(\alpha) = \frac{\tilde{E}_z(D) + \tilde{E}_z(-D)}{2 \operatorname{ch} \gamma_1 D}$$

$$B'(\alpha) = \frac{(\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_1 - \beta^2) (\tilde{E}_x(D) - \tilde{E}_x(-D)) - \alpha \beta (\tilde{E}_z(D) - \tilde{E}_z(-D))}{2 \omega \mu_0 \gamma_1 \operatorname{sh} \gamma_1 D}$$

$$A'(\alpha) = \frac{(\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_1 - \beta^2) \left(\tilde{E}_x(D) + \tilde{E}_x(-D) \right) - \alpha \beta \left(\tilde{E}_z(D) + \tilde{E}_z(-D) \right)}{2 \omega \mu_0 \gamma_1 \operatorname{ch} \gamma_1 D}$$

Tous les termes sont exprimés par rapport aux fonctions de base \tilde{E}_x et \tilde{E}_z que l'on détermine par considérations physiques dans la suite de cette annexe. En remplaçant les expressions des coefficients $A(\alpha)$ $A'(\alpha)$ $B(\alpha)$... dans celles des courants \tilde{J}_x et \tilde{J}_z on aboutit au termes de la matrice admittance (Y) permettant la détermination du diagramme de dispersion. Le cas de la fin-Line unilatérale est obtenue par ces mêmes équation en considérant qu'une paire de fonctions de base à l'interface $y = D$, ce qui simplifie la matrice (Y) et diminue son ordre 2 au lieu de 4.

$$Y_{X0X0} = - R A P_1 \left[G T_1 P + G T_2 / R_2 \right]$$

$$Y_{X0Z0} = \alpha \beta \left[G T_1 P + G T_2 \right]$$

$$Y_{X0XD} = R A P_1 \cdot G T_1 M$$

$$Y_{X0ZD} = - \frac{\alpha \beta G T_1 M}{2 O M}$$

$$Y_{Z0X0} = \alpha \beta \left[G T_1 P + G T_2 \right]$$

$$Y_{Z0Z0} = \frac{1}{R A P_1} \left[\frac{K_0 \cdot O E_1 \cdot \gamma_1 \cdot T_1 P + O E_2 \cdot \gamma_2 \cdot R_2 - \alpha^2 \beta^2 \left[G T_1 P + R_2 \cdot G T_2 \right]}{2} \quad \frac{\quad}{T_2} \right]$$

$$Y_{Z0XD} = - \alpha \beta G T_1 M$$

$$Y_{Z0ZD} = - \frac{K1 OE1 \gamma_1}{2 RAP1} T1M + \frac{\alpha^2 \beta^2}{RAP1} GT1M$$

$$Y_{XDX0} = - RAP1 \cdot GT1M$$

$$Y_{XDZ0} = \alpha \beta \cdot GT1M$$

$$Y_{XDXD} = RAP1 [GT1P + GT0 / R1]$$

$$Y_{XDZD} = - \alpha \beta \cdot [GT1P + GT0]$$

$$Y_{ZDX0} = \alpha \beta \cdot GT1M$$

$$Y_{ZDZ0} = - \frac{1}{RAP1} \left[\frac{K1.OE1.\gamma_1}{2} T1M + \alpha^2 \beta^2 GT1M \right]$$

$$Y_{ZDXD} = - \alpha \beta [GT0 + GT1P]$$

$$Y_{ZDZD} = - \frac{1}{RAP1} \left[\frac{OE1.\gamma_1.K1.T1P}{2} + \frac{OE0.\gamma_0.R1}{T0} - \alpha^2 \beta^2 (GT1P + R1.GT0) \right]$$

avec :

$$\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_0 - \beta^2 = RAP0$$

$$R1 = \frac{RAP1}{RAP0} \quad R2 = \frac{RAP1}{RAP2}$$

$$\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_1 - \beta^2 = RAP1$$

$$\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_2 - \beta^2 = RAP2$$

$$\omega \mu_0 = OM$$

$$\omega \varepsilon_0 \varepsilon_0 = OE0$$

$$\text{th } \gamma_0 D_s = T0$$

$$\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1 = OE1$$

$$\text{th } \gamma_1 D = T1$$

$$\omega \varepsilon_0 \varepsilon_2 = OE2$$

$$\text{th } \gamma_2 D_I = T2$$

$$\begin{aligned}
 \text{GAMA02} &= \alpha^2 + \beta^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_0 & \text{K0} &= 1, \text{ si } \gamma_0^2 < 0 & \text{K0} &= -1 \\
 \text{GAMA12} &= \alpha^2 + \beta^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_1 & \text{K1} &= 1, \text{ si } \gamma_1^2 < 0 & \text{K1} &= -1 \\
 \text{GAMA22} &= \alpha^2 + \beta^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_2 & \text{K2} &= 1, \text{ si } \gamma_2^2 < 0 & \text{K2} &= -1
 \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned}
 \text{T1M} &= \frac{\text{K1}}{\text{T1}} - \text{T1} & \text{T1P} &= \frac{\text{K1}}{\text{T1}} + \text{T1} & \text{GT1M} &= \frac{\text{T1M}}{2 \text{OM}_1} \\
 \text{GT0} &= \frac{\text{K0}}{\text{OM}\gamma_0 \text{T0}} & \text{GT1P} &= \frac{\text{T1P}}{2 \text{OM}\gamma_1} & \text{GT2} &= \frac{\text{K2}}{\text{OM}\gamma_2 \text{T2}}
 \end{aligned}$$

De même la détermination des termes de la matrice impédance pour les lignes de types strips peuvent s'obtenir en considérant des conditions de continuité duales. L'ensemble des composantes de champs s'exprime en fonction des courants \tilde{J}_x et \tilde{J}_z sur le ruban qui formeront la base afin d'obtenir la matrice (G) :

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_z \end{bmatrix} = (G) \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix}$$

avec comme fonction de base :

$$\begin{aligned}
 \tilde{J}_x(\alpha) &= \sum_{m=1} C_m \tilde{J}_x(\alpha) \\
 \tilde{J}_z(\alpha) &= \sum_{m=1} d_m \tilde{J}_z(\alpha)
 \end{aligned}$$

Fonctions de base

La détermination du profil de ces fonctions de base est assez simpliste, cela repose essentiellement sur des considérations physiques comme par exemple symétrie et parité du champ E_x (ou du courant J_z pour un ruban) dans une fente, phénomène de surtension sur les bords de la fente ou du ruban.

T.Itoh et R Mittra (ref 38) ont été les premiers à définir quelques fonctions de base simples qui donnent d'excellents résultats, telles que :

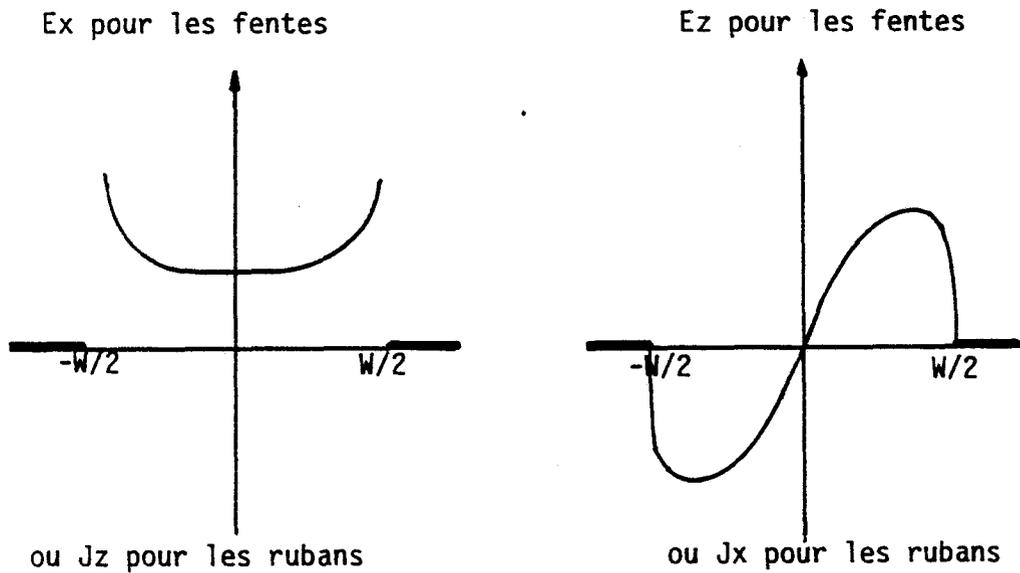


Fig A.5 Fonctions de base

Pour la pureté de la méthode on doit considérer un nombre infini de fonctions de base. Bien évidemment plus ce nombre est grand plus la durée et la complexité des calculs sont importants. On peut remarquer dans la littérature d'autres fonctions de base telles que les polynômes de Legendre qui aboutissent aux mêmes résultats, avec des développements qui vont jusqu'à l'ordre 8. Les exemples de base de fonctions sont donnés dans l'espace direct (x,y), leurs utilisations dans la détermination de la matrice (Y) (ou (G)) nécessitent leurs transformations dans l'espace image de Fourier (x,y). Il suffit donc de calculer leurs transformées de Fourier sur la structure, c'est à dire de $-L/2$ à $+L/2$, avec des simplifications possibles selon le nombre et la qualité des symétries.

Transformée des fonctions de base :

$$E_x = \frac{1}{\sqrt{1 - (2x/W)^2}}$$

$$E_z = (2x/W) \sqrt{1 - (2x/W)^2}$$

$$\tilde{E}_x(\alpha) = 2 \int_{-W/2}^{W/2} \frac{\cos \alpha x}{\sqrt{1 - (2x/W)^2}} dx$$

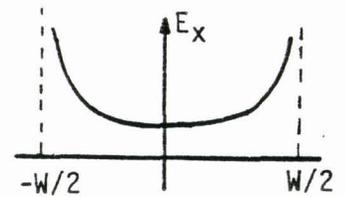
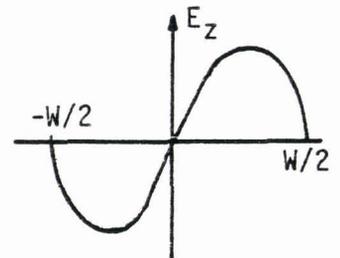


Fig A.6



on effectue le changement de variable suivant :

$$\sin \theta = 2x/W \quad \text{d'où} \quad dx = W/2 \cos \theta d\theta$$

$$\tilde{E}_x(\alpha) = W\pi \cdot J_0(\alpha W / 2)$$

J_0 est la fonction de Bessel de première espèce

le cas particulier $\alpha = 0$ $E_x(0) = \pi W / 2$

L'obtention de la composante E_z s'établit de même :

$$\tilde{E}_z(\alpha) = 2j \int_{-W/2}^{W/2} \sin(\alpha x) \cdot x \sqrt{1 - (2x/W)^2} dx$$

Après 2 changements de variables :

$$y = 2x / W \quad \text{d'où} \quad dy = 2 / W dx$$

$$y = \cos \theta \quad \text{d'où} \quad dy = -\sin \theta d\theta$$

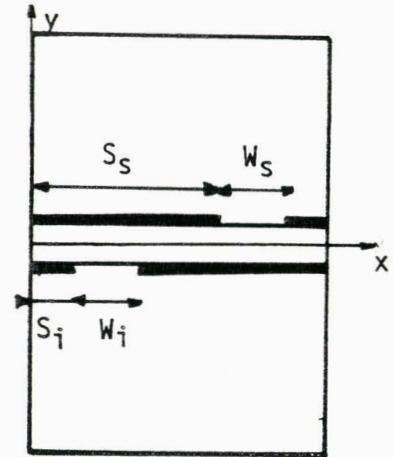
et une intégration par partie, d'après les tables d'intégrales du livre de mathématique Angot on détermine E_z telle que :

$$\tilde{E}_z(\alpha) = -j W \pi / \alpha \cdot J_2(\alpha W / 2)$$

Dans le cas de fentes décentrées, une simple translation des fonctions de base précédentes est nécessaire, se traduisant par une exponentielle ($\exp(W/2 + S)$). Selon la parité de la fonction de base transformée, on ne garde que la partie réelle ou imaginaire (ref 38).

On obtient ainsi comme fonction de base :

$$\begin{aligned} \tilde{E}_x &= W \pi \cos(W/2 + S) J_0(\alpha W/2) \\ \tilde{E}_z &= -W \pi / \alpha \cos(W/2 + S) J_2(\alpha W/2) \end{aligned}$$



Ces fonctions de base \tilde{E}_x et \tilde{E}_z (respectivement \tilde{J}_z et \tilde{J}_x) correspondent tout à fait au cas où les fentes (rubans) sont plutôt étroites. Dans le cas où les fentes (rubans) s'élargissent le phénomène "d'effet de pointe" sur les bords des métallisations s'atténue, on caractérise alors ces fonctions de base comme des signaux carrés :

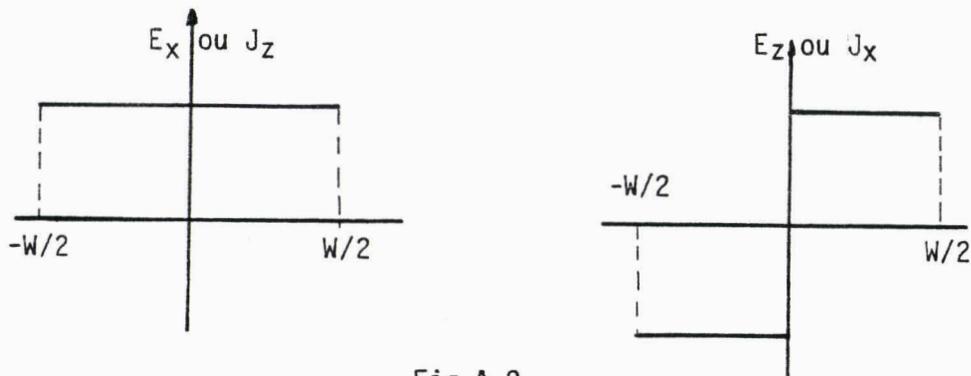


Fig A.8

$$\tilde{E}_x(\alpha) = 4 \int_0^{W/2} \cos \alpha x \, dx$$

$$\tilde{E}_z(\alpha) = 4 \int_0^{W/2} \sin \alpha x \, dx$$

Le calcul dans ce cas de figure est simple :

$$\tilde{E}_x(\alpha) = 4 / \alpha \sin(\alpha W/2)$$

et $\tilde{E}_z(\alpha) = 4 / \alpha (1 - \cos(\alpha W/2))$

le cas particulier $\alpha = 0$ donne $\tilde{E}_x(0) = W$

ANNEXE 3

Développements des calculs de l'oscillateur Gunn

Le traitement sur ordinateur IBM PC a permis d'éviter certains développements de calculs analytiques, simplifiant ainsi de nombreuses expressions.

En reprenant le schéma électrique équivalent du chapitre 5.1 avec les hypothèses de départ : X_{WR10} négligeable
 Court-circuit Parfait
 Impédance du filtre équivalent à un cc

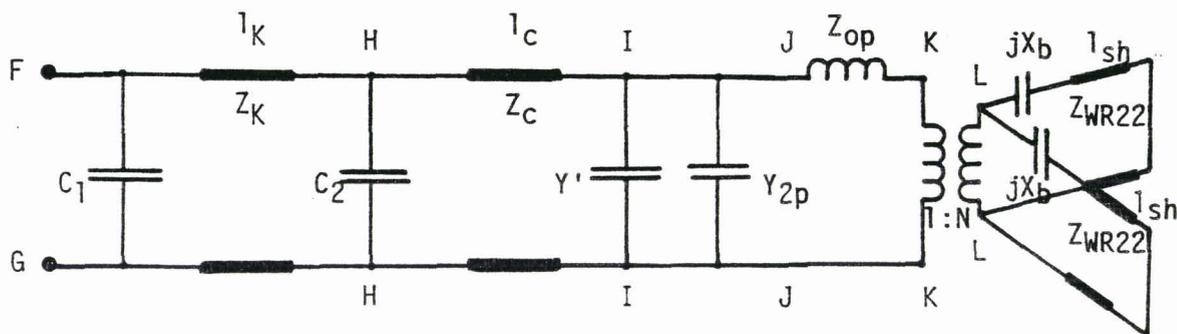


Fig A.9 Schéma équivalent d'une cavité

Exprimons tout d'abord l'impédance de la cavité que nous ramènerons dans le plan de la diode. Pour cela nous reprendrons les formules citées au paragraphe 5.1.3.

Calculons tout d'abord l'impédance d'un guide d'onde standard.

Dans notre cas WR 12 ou 19 :

$$Z_{WR} = 240 \frac{b}{a} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

avec b : hauteur du guide d'onde (2,84 ou 2,38 mm)

a : largeur du guide d'onde (5,68 ou 4,76 mm)

et

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{1/\lambda^2 - (1/2a)^2}}$$

d'où :

$$Z_L = j Z_{WR} \left[\tan(2\pi l_{sh}/\lambda_g) - \frac{a}{\lambda_g} (2\pi r/a)^2 \cdot \sin^2(\pi d/a) \right]$$

avec d : dans notre cas est égale à $a/2$

r : rayon de la section de ligne coaxiale traversant la cavité

l_{sh} : écartement des court-circuits de la cavité au centre de celle-ci.

Z_L peut se simplifier :

$$Z_L = j Z_{WR} \left[\tan \frac{2\pi l_{sh}}{\lambda_g} - \frac{(2\pi r)^2}{a \lambda_g} \right]$$

$$Z_K = \frac{Z_L}{N^2} \quad \text{avec} \quad N = \sqrt{\csc(d\pi/a) \cdot \csc(\pi(d \pm r)/a)}$$

d'où
$$Z_J = Z_{op} + \frac{Z_L}{N^2}$$

En remplaçant par leur expressions :

$$Z_J = j \frac{Z_{WR}}{4} \left[\left((2\pi/\lambda)^2 - (\pi/a)^2 \right)^{1/2} \right] \sum_{n=2} \frac{\cos(n\pi r/a) - \cos(n\pi/a(2d \pm r))}{\left((n\pi/a)^2 - (2\pi/\lambda)^2 \right)^{1/2}} + Z_L \cos(\pi r/a)$$

Les capacités de couplage de la cavité à la ligne coaxiale étant en parallèles, on obtient :

$$Y' + Y_{2p} = j \sum_{m=1} \frac{e^{-m r/b}}{X_m}$$

Le terme X_m fait appel aux fonctions modifiées de Bessel de seconde espèce, pour cela nous avons considéré des expressions approchées prises dans le livre de F. Gardioll "Introduction to Microwaves".

$$\begin{aligned} K_0(x) &= -\ln x && \text{pour } x \text{ petit} \\ K_0(x) &= \sqrt{\pi/2x} \cdot \exp(-x) && \text{pour } x \text{ grand} \end{aligned}$$

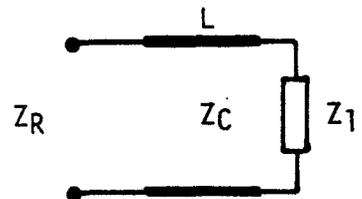
$$X_m = (15 b \lambda / \pi) \left[(m\pi/b)^2 - (2\pi/\lambda)^2 \right] \left[K_0(r \Gamma_m) - K_0(d \Gamma_m) \right]$$

$$Z_{\text{couplage}} = -j / \sum_{m=1} \frac{e^{-m r/b}}{X_m}$$

$$Z_I = \frac{Z_{\text{couplage}} \cdot Z_J}{Z_{\text{couplage}} + Z_J}$$

Il suffit maintenant de ramener cette impédance dans le plan de la diode en rajoutant à chaque tronçon les capacités parasites de changement de section.

$$Z_{\text{ramenée}} = Z_C \frac{Z_1 + j Z_C \tan(\beta L)}{Z_C + j Z_1 \tan(\beta L)}$$



La détermination de C_1 et C_2 est déduite d'abaques que l'on trouve dans la littérature technique. Afin d'arriver aux paramètres de la diode il faut se situer dans l'axe central de cette dernière pour cela nous devons considérer les éléments radiaux de l'extrémité du filtre coaxial l_1 correspond à l'écart de rayon du Kap et de la diode, l_2 à l'épaisseur de toile de la bague isolante en téflon.

$$Z_G = j Z_{WR10} \tan(\beta l_2)$$

avec $Z_{WR10} = 240 (B/A) (\lambda_g/\lambda)$

et $B = 0,5 \text{ mm}$

$A = 2,54 \text{ mm}$

donc

$$Z_F = Z_{\text{cavité}} + Z_G$$

et

$$Z_E = Z_{\text{kap}} \frac{Z_G + j Z_{\text{kap}} \tan(2\pi l_1 / \lambda)}{Z_{\text{kap}} + j Z_G \tan(2\pi l_1 / \lambda)}$$

On aboutit finalement   :

$$Z_{\text{EMB}} = j \frac{X_E}{1 - C_p \omega X_E} + L_B \omega$$

BIBLIOGRAPHIE

- (1) Geosynchronous microwave atmospheric sounding radiometer
(MASR) feasibility studies
Hughes - final report Contract NAS 5-24082
- (2) A proposal for the upper atmosphere research satellites program
Jet Propulsion Laboratory
Report 22 Dec 1978
- (3) Advanced microwave sounder unit (AMSU) system study
NASA
Report 715-88
- (4) D. Pick
Specifications for the Advanced Microwave Sounding Unit-B
Meteorological Office 19/11/20/4 26 Feb 86
- (5) A. Chedin, D. Pick, R. Rizzi, P. Schluessel
Second Generation Meteosat definition studies on microwave and
infrared vertical sounders
Rapport ESA STR 219 Sept 86
- (6) Observatoire de Meudon DEMIRM
Satellite Météosat seconde génération : choix techniques
- (7) Observatoire de Meudon DEMIRM
Feasibility study of a microwave sounders for second generation
Meteosat
AO/1 1826/85/NL/GM

- (8) A. Chedin, D. Pick
Ravenna workshop on the operational instruments of second
generation meteosat
Rapport ESA Jan 87
- (9) W. Schottky
Proc. I.R.E 12,539 1925
- (10) J. Krauss
Radioastronomie Mac Graw Hill
- (11) L. Pagani
Construction, installation et utilisation d'un récepteur millimétrique
à 230 GHz POM 2
Doctorat d'ingénieur 26 Juin 1986
- (12) G. Beaudin, A. Deschamps, M. Gheudin, L. Pagani, G. Ruffié
230 GHz cosmic receiver keeping down the noise
Microwave RF P 91 vol 25 N°9 Sept 86
- (13) G. Ruffié, G. Beaudin, L. Pagani, A. Deschamps, M. Gheudin
Récepteur cryogénique à 230 GHz
Onde Electrique Jan/Fev 87
- (14) A. Deschamps, G. Beaudin et G. Ruffié
Récepteur automatisé : la calibration
Mesure spécial salon Hyper 87 Jan 87
- (15) G. Ruffié, G. Beaudin, M. Gheudin
Etude du canal 16 à 89 GHz du sondeur météorologique AMSU-B
Rapport CNES Juin 86
- (16) P.F. Goldsmith
Systems and components
Vol 6 Acad Press

- (17) P.F. Goldsmith
Quasi optical techniques a millimeter wavelenghts
IF and MMwaves Vol 6 Chs KJ Button
- (18) Markuvitz
Waveguide Handbook Mc Graw Hill
- (19) Observatoire de Meudon DEMIRM
Etude de la source d'antenne du radiosondeur Meteosat étape II
Rapport CNES Marché 86 - 332
- (20) R. Ulrich
Far infrared properties of metallic mesh
Infrared phys. 7,37,55 1967
- (21) B.M.A Thomas
Antenna design notes
IEEE TAP Vol AP 26 n° 2 Mars 1978
- (22) Microwave engineer's technical and buyers guide edition
Microwave Journal 1968
- (23) J.J. Gustincic
A quasi optical radiometer
Proc Int conf. Winter submillimeter waves their appl. 2nd IEEE
catalog. N° 76CH11528 MTT 1976
- (24) Observatoire de Meudon DEMIRM
Récepteurs radiométriques étape III
Rapport CNES Marché 86 - 332
- (25) S. Weinreb
IEEE trans MTT-28 1980

- (26) C. Hilsum
Proceeding IRE 50 p. 185 1962
- (27) B.K. Ridley et T.B. Watkins
Proc. Phys. Soc. 78 p293 1961
- (28) P.N. Butcher et W. Fawcett
Proc. Phys Soc 86 p205 1965
- (29) I.G. Eddison et D.M. Brookbands
Operating modes millimeter wave transfered electron oscillators
Electronic letters 1981 17 p 112-113
- (30) M. Bester, Jacobs et B. Vowinkel
Phase locked millimeter wave Gunn oscillator with large mechanical
tuning range
IEEE European Microwave Conf. 1983
- (31) K. Chang et R.L. Ebert
W band power combiner
IEEE MTT vol 28 n° 4 april 80
- (32) G.L. Matthaei and al.
Microwave filters, impedance matching networks, and coupling
structures
Mc Graw Hill book company
- (33) R.N. Bates
Determination of resonant frequency for 2nd harmonic mode
millimeter wave transfered electron oscillators
Electronic Letters 1982 vol 18

- (34) M.R. Friscourt, E. Constant and al.
Theoretical contribution to the design of millimeter wave TED'S
IEEE MTT vol 30 1983
- (35) W.H. Haydl
Fundamental and harmonic operation of millimetric wave Gunn
diodes
IEEE MTT 31 n°11 Nov 1983
- (36) J. Obregon and al.
A fundamental mode InP Gunn dielectric resonator oscillator at 94
GHz
E M C Proc. Sept 86
- (37) J. Ondria
Private communication Alpha Industries INC Juin 78
- (38) T. Itho et R. Mittra
- Dispersion characteristics of slot lines
Electronic letters vol 7 n°13 Jul 71
- Characteristics of a generalized fin-line for millimeter wave
integrated circuits
International journal of inf. and mil. wave vol 2 n°3 1981
- (39) L. Faucon
L'approche spectrale des guides plans paramétrés
électromagnétiques des lignes microfente et coplanaire
Thèse de 3 ième cycle 28 sept 1978
- (40) P. Siegel et R. Kerr
Topic in the optimization of millimeter wave mixer
NASA Technical Paper 2287 March 8'

- (41) Lidholm et Hugström
Research report n° 130 Onsala Space Observatory Sweden
- (42) D.R. Vizard
Millimeter wave components at 183 GHz
- (43) W. Menzel et H. Hoffman
Integrated fin-line components and subsystems at 60 GHz and 94 GHz
IEEE MTT vol 31 feb 1983
- (44) A.M.K Saad
Analysis of fin-line tapers and transitions
IEE Proc. vol 130 Pt H n°3 April 83
- (45) H.El Hennawy
Impedance transformation in fin-line
IEE Proc. vol 129 Pt H n°6 Dec 82

TABLE DES MATIERES

	Page
I- INTRODUCTION	2
II- PROJETS DE RADIOMETRIE MILLIMETRIQUE APPLIQUEE A LA METEOROLOGIE	 5
2.1 - Introduction au sondage micro-onde de l'atmosphère	5
2.2 - Radiomètre AMSU-B	10
2.3 - Radiomètre METEOSAT seconde génération	11
III- DEFINITION D'UN RECEPTEUR MILLIMETRIQUE	19
3.1 - Principe d'hétérodynage	19
3.2 - Sensibilité d'un récepteur	22
3.3 - Stabilité de gain	26

3.4 - Température de bruit d'un récepteur	28
3.4.1 - Remarque préliminaire	28
3.4.2 - Chaîne de réception	31
3.4.3 - Exemple concret d'un récepteur millimétrique	35

IV- SPECIFICATIONS TECHNIQUES ET SOLUTIONS

RETENUES	39
4.1 - Avant propos	39
4.2 - Spécifications du canal à 89 GHz d'AMSU-B	40
4.3 - Spécifications du radiomètre METEOSAT	42
4.4 - Constitution des récepteurs	46
4.4.1 - Séparation de fréquence	46
4.4.2 - Rotateur de polarisation	49
4.4.3 - Grille polarisante	51
4.4.4 - Cornet	53
4.4.5 - Élément de focalisation	56
4.4.6 - Mélangeurs	56
4.4.7 - Dispositif de couplage de l'O.L.	60
4.4.8 - Oscillateurs locaux	63
4.4.9 - Stabilisation de fréquence	67
4.4.10 - Multiplexage et fréquence intermédiaire	68
4.4.11 - Performances attendues	74

V- ETUDE ET REALISATION DE COMPOSANTS

MILLIMETRIQUES	81
5.1 - Source Gunn GaAs à 89 GHz	81
5.1.1 - Rappel succinct sur l'effet Gunn	81
5.1.2 - Etude d'une structure d'accord	85
5.1.3 - Analyse du circuit	87
5.1.4 - Réalisation et résultats	94
5.2 - Mélangeurs millimétriques	102
5.3 - Caractérisation de lignes microrubans	103
5.4 - Banc de mesure de bruit	112
5.5 - Mélangeur "classique"	118
5.5.1 - Conception et modélisation	118
5.5.2 - Réalisation mécanique et montage	129
5.5.3 - Résultats	132
5.6 - Mélangeur "fin-line"	135
5.6.1 - Conception et modélisation	135
5.6.2 - Réalisation mécanique et montage	151
5.6.3 - Résultats actuels	153

VI- CONCLUSION	160
ANNEXES	162
1 - Banc de montage de diodes	163
2 - Calcul de la cavité d'accord d'une source Gunn GaAs	168
3 - Développé des calculs des lignes de transmission	180
BIBLIOGRAPHIE	185
TABLE DES MATIERES	191
TABLE DES ILLUSTRATIONS	195

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure		Page
2.1	Courbe d'absorption atmosphérique	7
2.2	Zones de balayage de la terre	13
2.3	Profil de l'absorption de l'oxygène	14
2.4	Profil de l'absorption de la vapeur d'eau	17
3.1	Bandes de réception en FI	21
3.2	Schéma d'un canal de réception	22
3.3	Filtrage de la bande image	25
3.4	Courbe de traduction entre Facteur de bruit - Température de bruit	30
3.5	Tête de réception hyperfréquence	31
3.6	Quadripôles réel et parfait	33
4.1	Chaîne de réception à 89 GHz	42
4.2	Implantation possible du radiomètre METEOSAT	45
4.3	Dessin d'une lame dichroïque	47
4.4	Exemple de réponse d'une lame dichroïque	47
4.5	Simulation d'un filtre Fabry-Pérot	48
4.6	Dessin d'un rotateur de polarisation en quasi-optique	49
4.7	Banc de test de ce rotateur de polarisation	50
4.8	Réponse de ce rotateur de polarisation	51
4.9	Système de réception à deux polarisations	53
4.10	Cornet corrugué	54

4.11	Transition de guide circulaire - rectangulaire	55
4.12	Dessin d'une diode beam-lead	58
4.13	Coupleurs en guide d'onde en croix	61
4.14	Interféromètre de Fabry-Pérot	62
4.15	Réponse fréquentielle d'un Fabry-Pérot	63
4.16	Configuration d'un oscillateur local à 150 GHz	66
4.17	Caractéristique d'un amplificateur faible bruit	71
4.18	Multiplexage des canaux 1, 2, 3, 4 et 5	72
4.19	Triplexage des canaux 8, 9 et 10	73
4.20	Gabarit d'un triplexeur	74
5.1	Bande d'énergie des électrons	81
5.2	Caractéristique $v_d=f(E)$ d'un barreau de GaAs	84
5.3	Coupe mécanique d'une structure oscillatrice	86
5.4	Schéma de l'environnement de la diode Gunn	88
5.5	Schéma équivalent de la structure d'accord	89
5.6	Modélisation d'une cavité traversée par un coaxial	90
5.7	Schéma équivalent électrique de cette cavité	91
5.8	Coefficient de réflexion d'une transition en guide d'onde	95
5.9	Court-circuit à piège	97
5.10	Comparaison Théorie-expérience de la fréquence d'accord d'une structure	98
5.11	Réponse en puissance de deux structures	99
5.12	Réponse en puissance pour deux sections basse impédance	100

5.13	Dessin de trois types de lignes planaires	104
5.14	Section d'un guide d'onde chargée par un diélectrique	105
5.15	Principe de mesure charge chaude - charge froide	113
5.16	Système de mesure de bruit répétitif	114
5.17	Principe de mesure des pertes de conversion	116
5.18	Banc de mesure de bruit complet du laboratoire	117
5.19	Mélangeur millimétrique "classique"	119
5.20	Schéma équivalent d'une diode en chip	120
5.21	Impédance d'une diode et de son environnement en statique et en dynamique	121
5.22	Impédance d'un guide d'onde réduit	122
5.23	Plan d'un filtre microélectronique en structure à ruban suspendu	123
5.24	Banc de test pour des modélisations de filtre	126
5.25	Réponse fréquentielle d'une modélisation de filtre	127
5.26	Impédance de ce filtre en fonction de la fréquence	128
5.27	Courbe statique d'une jonction	130
5.28	Schéma équivalent du montage diode whisker	131
5.29	Température de bruit d'un mélangeur classique dans la bande des 110 à 120 GHz	133
5.30	Pertes de conversion de ce mélangeur	133
5.31	Plan d'un mélangeur intégré en technique planaire	136

5.32	Configuration du champ électrique dans trois lignes planaires	137
5.33	Réponse fréquentielle de ce modèle	140
5.34	Modélisation d'un filtre microélectronique	141
5.35	Transition en ligne à ailette simple exponentielle	141
5.36	Transition en ligne à ailette double exponentielle	142
5.37	Mesure de l'impédance d'une ligne à ailette	143
5.38	Schéma équivalent d'une diode beam-lead	145
5.39	Simulation de l'impédance d'une beam-lead	146
5.40	Position des diodes au niveau du signal RF	147
5.41	Transformateur en ligne à ailette	147
5.42	Caractéristique de ce transformateur	148
5.43	Schéma de principe du mélangeur	148
5.44	Modèle de la transition mélangeuse	149
5.45	Impédance de la modélisation de l'environnement des diodes	150
5.46	Demi-coquille mécanique du mélangeur planaire	152
5.47	Adaptation d'impédance FI du mélangeur au banc de mesure	154
A.1	Description générale d'un banc de montage de diode	165
A.2	Table de microformage des whiskers	166
A.3	Jonction réalisée à l'aide de cette instrumentation	167

A.4	Section d'un guide d'onde	168
A.5	Fonctions de base	175
A.6	Transformée des fonctions de base	176
A.7	Structure à ligne à ailette décentrée	178
A.8	Fonctions de base à signaux carrés	178
A.9	Schéma électrique équivalent d'une cavité	180
A.10	Impédance de ligne ramenée	183

