

Faculté des Sciences de l'Université de Bretagne Occidentale &
DEMIRM, Observatoire de Paris

Thèse de doctorat
présentée par Alain Maestrini

Modélisation et conception de multiplicateurs
de fréquences utilisant des diodes planaires
aux longueurs d'onde millimétriques et
submillimétriques

*Mémoire de Thèse présenté par Alain Maestrini sous la direction de Serge Toutain et
sous la codirection de Gérard Beaudin, pour l'obtention du grade de docteur de
l'Université de Bretagne Occidentale.*

Soutenue le 1^{er} février 1999 devant le jury composé de Messieurs :

Leon-Claude CALVEZ, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale

Didier LIPPENS, Directeur de Recherche au CNRS, rapporteur

Philippe GOY, Directeur de Recherche au CNRS, rapporteur

André PERENNEC, Maître de conférences à l'Université de Bretagne Occidentale

Jesus OBREGON, Professeur à l'Université de Limoges

Gérard BEAUDIN, Ingénieur de recherche au DEMIRM

Serge TOUTAIN, Professeur à l'IRESTE, Université de Nantes, directeur de thèse

Jean-Marc GOUTOULE, Ingénieur à Matra Marconi Space à Toulouse, invité

Christophe GOLDSTEIN, Ingénieur au CNES à Toulouse, invité

« Et comment va votre thèse ? »
à la mémoire de M. Alexis Stern

Remerciements

Je tiens à remercier Messieurs Leon-Claude Calvez, Jesus Obregon et André Perennec pour avoir accepté d'être membres du jury de ma thèse.

Je remercie Didier Lippens, pour avoir bien voulu être mon rapporteur, pour ses conseils, pour l'aide qu'il n'a pas manquée de m'apporter à plusieurs reprises et pour m'avoir fait participer à des avancées importantes dans le domaine des multiplicateurs de fréquences à diodes planaires.

Je remercie Philippe Goy pour avoir accepté de rapporter mon travail, mais aussi et surtout pour la confiance et l'amitié qu'il m'a témoignées, pour son aide généreuse et constante, pour son apport décisif aux expérimentations les plus intéressantes que j'ai menées au cours de ces trois années de thèse.

Mes plus vifs remerciements et ma sincère reconnaissance vont à Gérard Beaudin qui m'a donné les moyens et la liberté de réaliser les projets dans lesquels je désirais m'investir, qui m'a conseillé et encouragé tout au long de ma thèse pour que mes travaux aboutissent, en me témoignant à chaque instant sa pleine confiance.

A mon directeur de thèse, Serge Toutain, qui fut aussi le professeur de mes études de troisième cycle, je dois en partie mon goût pour la recherche (l'autre je la dois à mon père, chercheur comme lui). Je le remercie pour m'avoir guidé et conseillé à chaque croisée des chemins, pour son exigence sans laquelle ma thèse n'aurait pas le contenu qu'elle a aujourd'hui.

Par leurs judicieux conseils et leur sens pratique, je dois une partie des résultats de mon étude à Jean-Marc Goutoule, Michel Favreau et Robert Farré. Je leur dit tout le plaisir que j'ai eu à travailler avec eux, à l'Observatoire de Paris ou à MSS Toulouse ; peut-être que l'esprit de recherche qui les anime n'y est pas étranger. Je remercie aussi Didier Scouarnec pour son soutien à MMS.

Je tiens à remercier Christophe Goldstein, qui depuis le début de ma thèse a soutenu auprès du CNES mon travail sur les multiplicateurs de fréquences. Je le remercie d'avoir participé au jury de ma thèse.

Un merci tout simple à Benoît Lecomte, simple comme son aide, son dévouement, son efficacité et ses heureuses initiatives qui ont permis à mes études de se matérialiser.

Merci à Pierre Encrenaz et à Yves Viala pour leur soutien et leurs encouragements, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

Je serai toujours reconnaissant à Alexandre Karpov pour ses précieux conseils qui m'ont permis d'avancer dans mon travail à plusieurs reprises.

A Jean-Marie Munier, je voudrais donner une marque d'amitié en souvenir de nos discussions qu'il me plaît de qualifier de « multicolores », tant la diversité de ses idées et sa manière simple de les exprimer me rappellent l'arc en ciel.

Pour sa bonne humeur, mais surtout pour ses conseils et l'intérêt qu'il a porté à mes recherches, je tiens à remercier Morvan Salez.

Je remercie Patrice Landry pour m'avoir conseillé et aidé au début de ma thèse. Bien qu'étant parti à la retraite, j'envoie mes remerciements à Jean Claude Pernot qui m'a transmis une partie de son sens pratique et de ses connaissances. Je remercie aussi Maurice Gheudin pour ses conseils multiples.

Je dois à Frédéric Dauplay une bonne partie des notions que j'aies sur les simulations électromagnétiques ; je l'en remercie.

A Serge Lebourg et Fabrice Péletier du SERT, j'envoie mes remerciements pour les magnifiques réalisations mécaniques et leurs multiples conseils.

Je remercie Michel Gross pour ses conseils et l'aide qu'il m'a apportée pour la mise en place de l'analyseur vectoriel millimétrique ABmm.

Un grand merci à Daniele Rovera du LPTF pour ses précieux conseils et ses nombreux coups de main.

Je tiens à remercier Cyrille Viguerie, Pierre Bertram, Moon-Hee Chung et Jean Bruston, compagnons thésards du Lallemand, ainsi qu'Isabelle Perron, Yann Delorme, Giorgio Santarelli, Véronique Petitbon, Sylvain Caropen et Ludovic Noël pour avoir contribué à ce que mon séjour au DEMIRM soit sous le signe de la bonne humeur.

Je n'oublierai pas les autres membres du laboratoire, qui m'ont tous aidé à leur manière, soit directement soit simplement en me manifestant leur sympathie, tels, Jean-Pierre Ayache, André Deschamps, Françoise Gadea, Annick Gassais, Alain Germont, Jean-Michel Krieg, Marie-Claude Lemonier et Francine Vergé. De même, je remercie l'équipe de l'ENST de Bretagne, en particulier Daniel Bourreau et Sandric Lemaguer pour le temps qu'ils m'ont consacré.

Enfin, j'exprime toute ma gratitude envers Peter Siegel et Imran Mehdi pour les opportunités qu'ils m'ont offertes au JPL.

Ce travail n'aurait pu se faire sans le soutien de l'Agence Spatiale Européenne. Je remercie Messieurs Erico Armandillo et Tapani Närhi pour les recherches qu'ils ont contribué à initier en France et en Europe.

Table des matières

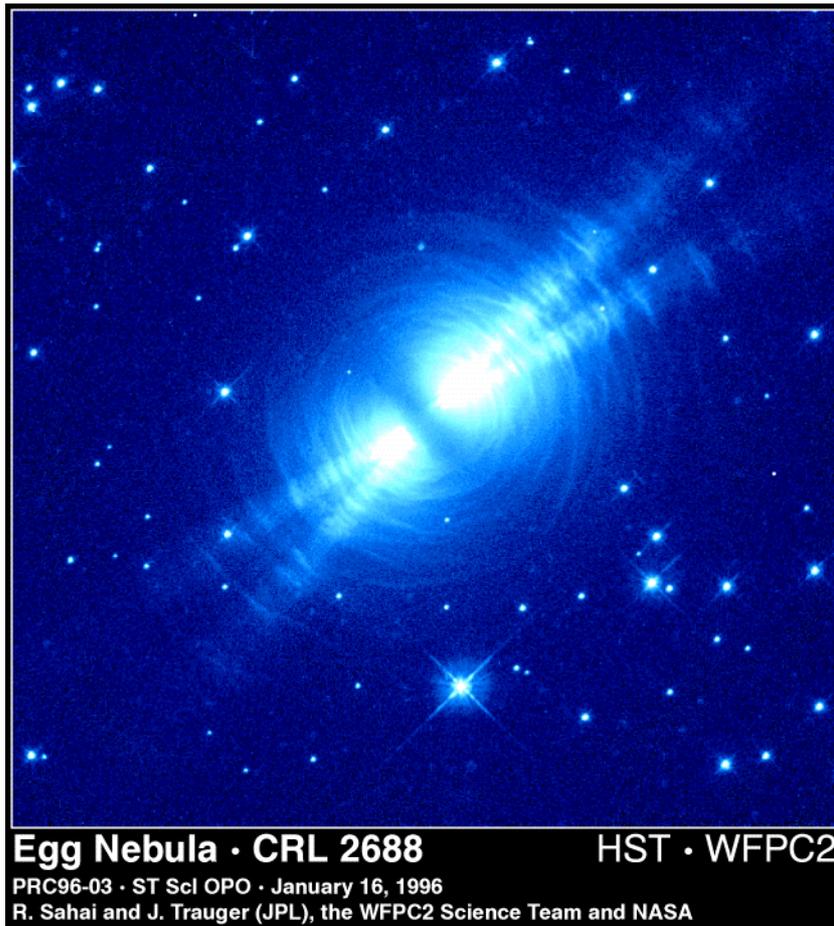
1. Introduction.....	13
1.1. La détection hétérodyne en radioastronomie millimétrique ou la spectroscopie de l'espace	14
1.1.1. Un regard aiguisé sur le ciel et la terre.....	14
1.1.2. Les instruments spatiaux et les grands interféromètres des années 2000-10	15
1.1.3. Chaîne de multiplicateurs de fréquences : les besoins actuels ...	17
1.2. La multiplication de fréquences : état de l'art de la technologie planaire.....	21
1.2.1. Diode Schottky et diodes à hétérostructures	21
1.2.2. Diodes à « whisker » et multiplicateurs associés	23
1.2.3. Diodes planaires et multiplicateurs associés	26
1.3. Le cadre et les objectifs de la thèse	34
1.3.1. Le cadre de l'étude.....	35
1.3.2. Choix du dessin	36
1.3.3. Méthodologie.....	37
2. Conception et réalisation d'un prototype de doubleur de fréquences à diodes planaires fonctionnant à 260 GHz.....	41
2.1. Description générale du doubleur équilibré proposé par Neal Erickson.....	41
2.1.1. Schéma	41
2.1.2. Les modes de propagation en entrée	43
2.1.3. Les modes de propagation en sortie - description préliminaire.	46
2.1.4. L'équilibrage et sa remise en question.....	48
2.2. Premier dessin du doubleur équilibré à 260 GHz	54
2.2.1. Schéma général	54
2.2.2. Les paramètres libres	55
2.2.3. Les paramètres imposés	57
2.2.4. Choix et détermination des dimensions.....	57
2.3. Résultats expérimentaux	66
2.3.1. Mesure de la puissance de sortie à 260 GHz.....	66
2.3.2. Efficacité de conversion entre 205 et 280 GHz	68

2.3.3. Bande instantanée à 260 GHz	70
2.3.4. Adaptation en entrée et qualité des courts-circuits d'entrée	71
2.3.5. Influence et qualité des courts-circuits de sortie	74
2.4. Conception d'un nouveau composant en vue d'élargir la bande passante instantanée	76
3. Construction d'un modèle circuit du doubleur équilibré	81
3.1. Introduction	81
3.2. Un modèle pour le composant	83
3.2.1. Modèle standard de diode Schottky	84
3.2.2. Modélisation du composant placé dans le guide d'onde d'entrée	91
3.3. Construction du circuit équivalent d'entrée	98
3.3.1. Le voisinage du composant	99
3.3.2. Réflexion en fin de section A du guide coaxial	101
3.3.3. Modélisation des courts-circuits d'entrée	104
3.4. Construction du circuit équivalent de sortie	109
3.4.1. Le voisinage du composant	109
3.4.2. La transition entre le guide coaxial et le guide rectangulaire de sortie	111
3.4.3. Le court-circuit de sortie plan E	114
3.4.4. Schéma équivalent complet pour la fréquence de sortie	116
3.5. Schéma équivalent global	116
3.6. Premières optimisations et nouvelles mesures	118
3.6.1. Réponse en fréquence	119
3.6.2. Bande instantanée à 260 GHz	120
3.6.3. Lien entre puissance d'entrée et efficacité	121
3.7. Simulations et optimisations : objectifs et limitations	123
3.7.1. Recherche des objectifs	123
3.7.2. Optimisation de la position du composant	124
3.7.3. Influence de la capacité parasite et de la résistance série	125
3.7.4. Influence de la qualité des courts-circuits	130
3.7.5. Bande instantanée à 260 GHz	132
4. Vers une utilisation optimale des diodes planaires	133
4.1. L'Hybride et le MMIC submillimétrique	133
4.2. La maîtrise globale de la conception et de la réalisation	134

4.2.1. Maîtrise de la réalisation du composant	135
4.2.2. Maîtrise de l'outil de conception du circuit	136
4.2.3. Maîtrise des moyens de mesure	139
4.3. Pour des multiplicateurs cryogéniques	141
4.3.1. Pertes du filtre passe-bas	142
4.3.2. Intégration d'éléments d'accord supraconducteur au niveau du composant.....	143
4.3.3. Intégration du multiplicateur dans le cryostat	148
4.4. La génération directe - Lasers.....	150
5. Conclusion	155
6. Listes des publications	157
7. Références.....	159
8. Annexes I : contribution à l'amélioration des mesures de puissance aux longueurs d'onde millimétriques.....	167
9. Annexes II : application des méthodes de mesures de puissance absolue à la caractérisation d'un tripleur de fréquence à diodes planaires fonctionnant à 250 GHz (record mondial d'efficacité).	185
10. Annexes III : implantation du modèle circuit sur HP Libra.....	195

” Je vois que j’aurai beau observer longtemps et minutieusement les aiguilles de ma montre, la soupape et les roues de la locomotive, ainsi que les bourgeons du chêne, je ne découvrirai pas la cause de la sonnerie des cloches, de la mise en branle de la locomotive, ni du vent printanier. Pour y parvenir, je dois changer complètement mon point d’observation, étudier les lois du mouvement, de la vapeur, de la cloche et du vent. “

Tolstoï, Guerre et paix.



1. Introduction

Les recherches présentées sur la modélisation et la conception de multiplicateurs de fréquences aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques s'inscrivent dans un cadre scientifique particulier : l'instrumentation hétérodyne pour la radioastronomie et l'observation de l'atmosphère terrestre. Parce que les multiplicateurs de fréquences sont des éléments clé de l'électronique de détection, ces travaux concernent directement plusieurs projets d'instruments embarqués sur satellite ou terrestres. Ils ont été effectués pour l'essentiel à l'Observatoire de Paris, au département de radioastronomie millimétrique avec comme partenaire Matra Marconi Space à Toulouse, ainsi qu'au Laboratoire d'Etude des Systèmes de Télécommunication de Bretagne.

1.1. La détection hétérodyne en radioastronomie millimétrique ou la spectroscopie de l'espace

1.1.1. Un regard aiguisé sur le ciel et la Terre

La détection hétérodyne en radioastronomie millimétrique consiste à recueillir au moyen d'une antenne des signaux radio haute fréquence, à déplacer leur contenu spectral à basse fréquence grâce à un récepteur, puis à les analyser avec un spectromètre à haute résolution. Le récepteur est constitué d'un mélangeur associé à son oscillateur local et d'un amplificateur à faible bruit :

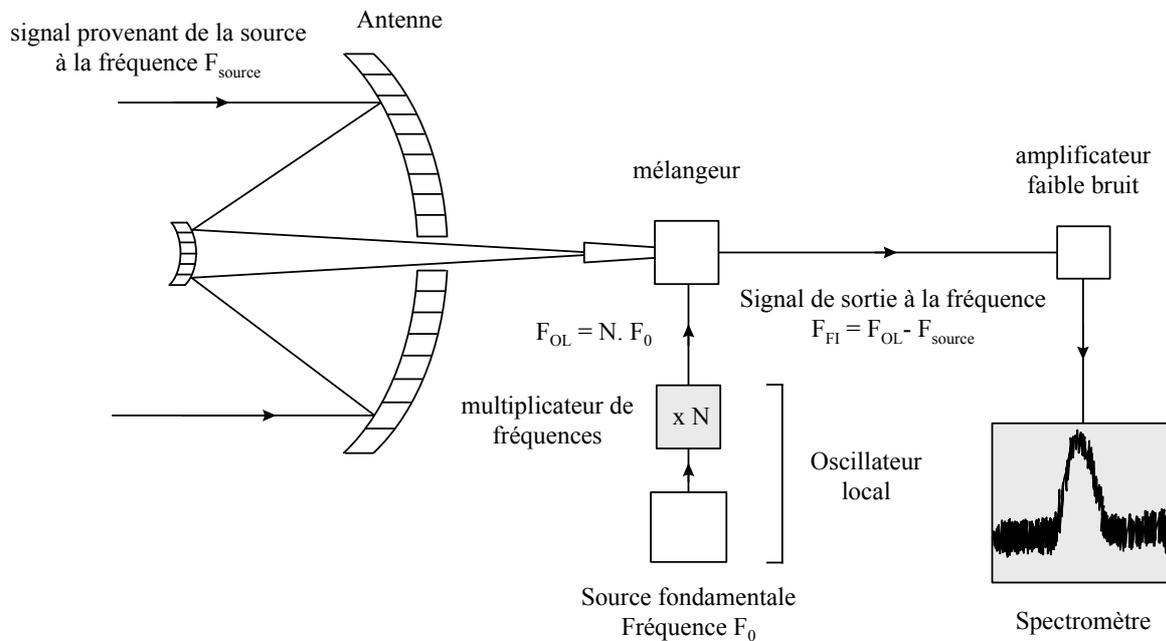


Fig. 1.1 : chaîne de détection hétérodyne.

Cette technique de détection permet d'obtenir des informations sur l'état physico-chimique des objets célestes observés en étudiant l'émission ou l'absorption de certaines molécules ou radicaux qu'ils contiennent. On peut en effet déterminer la vitesse, la pression et la température du milieu émet-

teur en étudiant les émissions de traceurs spécifiques comme ^{12}CO , ^{13}CO ou l'éthanol, ou s'intéresser à la composition chimique des objets en recherchant la présence d'acides aminées, d'organomagnésiens, de radicaux, etc. ...

La science faite avec un même outil est donc de nature très diverse : étude de la formation des étoiles par l'analyse de la dynamique des nuages de gaz interstellaires, étude de la formation des composés chimiques au coeur des étoiles en observant leur enveloppe, étude de l'atmosphère des planètes (y compris la Terre), étude des comètes, cosmologie par la recherche dans les objets anciens, dit à haut « red-shift », de monoxyde de carbone et chimie¹.

Si le récepteur hétérodyne est associé à une antenne de grande dimension, ou si l'on dispose d'un réseau d'antennes de surface collectrice totale suffisamment grande, la haute résolution spectrale est associée à une grande résolution spatiale, rendant possible la perception de petites différences de l'état physico-chimique du corps étudié en des lieux très rapprochés. Cette association a permis par exemple de mettre en évidence la dynamique turbulente des nuages moléculaires [Panis 95], et l'apparition de monoxyde de carbone dans l'atmosphère de Jupiter après le choc de la comète SL9 en juillet 1994 [Moreno 98].

L'acuité « visuelle » particulière que permet la détection hétérodyne aux longueurs d'ondes millimétriques, tient à la sensibilité du mélangeur, mais aussi à la pureté spectrale de l'oscillateur local nécessaire pour effectuer le battent avec le signal.

1.1.2. *Les instruments spatiaux et les grands interféromètres des années 2000-10*

L'atmosphère terrestre, du fait de la présence d'oxygène, de vapeur d'eau, et d'ozone, n'est transparente que dans certaines bandes de fréquences. Le désir des astronomes fut de pouvoir observer aussi dans les bandes « interdites » : il fallait pour cela un instrument embarqué sur un satellite, comme Hubble ou ISO², mais pour des fréquences plus basses, entre 480 GHz et 1.25 THz, ainsi

¹ L'univers est un laboratoire idéal où les réactions chimiques se produisent dans des conditions de dilutions impossibles à obtenir sur Terre

² Infrared Space Observatory.

que dans les bandes de 1.8 et 2.5 THz. Le projet FIRST³ était né. Il consiste en un cryostat de 2000 litres d'hélium liquide refroidi à 2K, surmonté d'un télescope de 2.6m. L'instrument hétérodyne possède 5 canaux utilisant des mélangeurs à jonctions supraconductrices, et un canal utilisant des mélangeurs à bolomètres à électrons chauds supraconducteur. Sa mission principale est de permettre l'étude approfondie de la physico-chimie des milieux dilués froids, comme les milieux interstellaires et circumstellaires, l'atmosphère des planètes, le panache des comètes. Notons aussi la présence d'un instrument bolométrique destiné aux observations en continuum. Ce projet, lancé il y a plus de dix ans, implique de nombreux laboratoires et observatoires en Europe, ainsi qu'au Etats-Unis ; le canal 1 de FIRST (480-640 GHz), destiné plus particulièrement à la détection de la vapeur d'eau, sera réalisé dans des laboratoires français pour tout ou partie, et implique au niveau scientifique, plusieurs astronomes du DEMIRM.

Dans une optique complètement différente, des projets de grands interféromètres millimétriques et submillimétriques terrestres sont en cours de phase d'étude. Leur mission est complémentaire de FIRST puisque qu'ils apporteront une très grande sensibilité et une très grande résolution angulaire dans les bandes de fréquences accessibles depuis le sol. Ces instruments prendront le relais dans les années 2005-2007 de l'unique interféromètre millimétrique existant à ce jour : celui de l'IRAM⁴, situé au plateau de Bures, qui possède cinq, et bientôt six antennes de 15m de diamètre. Il y a trois grand projets actuellement en cours, un japonais, un américain (MMA⁵) et un européen (LSA⁶). Tous trois auront une dimension bien supérieure à l'interféromètre de l'IRAM, puisque les astronomes pensent construire entre 35 et 50 antennes de 8 à 15m par instrument, fonctionnant jusqu'à la fenêtre atmosphérique des 850 GHz (contre 250 GHz au plateau de Bures). Actuellement il est prévu de fusionner les projets américain et européen afin de réduire les coûts et augmenter le nombre d'antennes à 70.

³ Far InfraRed Space Telescope, pierre angulaire de l'Agence Spatiale Européenne, en collaboration avec la NASA. Lancement prévu en 2007.

⁴ Institut de RadioAstronomie Millimétrique, situé à Grenoble et à Grenade (Espagne).

⁵ MilliMeter Array, qui est en fait un instrument submillimétrique.

⁶ Large Southern Array.

Un autre axe de développement des instruments hétérodynes concerne la chimie de l'atmosphère terrestre et l'aéronomie. Plusieurs instruments embarqués sur satellite sont en cours de développement. Il font tous appel à des récepteurs Schottky, moins sensibles que ceux utilisés en radioastronomie, et fonctionnant à des fréquences plus basses que celles de FIRST (moins de 640 GHz) ; l'avantage des récepteurs Schottky, est qu'ils ne nécessitent pas de refroidissement à la température de l'hélium liquide, économisant ainsi un très coûteux cryostat. Paradoxalement ces récepteurs posent aussi beaucoup de difficultés techniques, notamment au niveau des chaînes d'oscillateurs locaux, tout juste suffisamment puissantes.

1.1.3. Chaîne de multiplicateurs de fréquences : les besoins actuels

L'oscillateur local est un élément clé des chaînes de détection hétérodynes. Cependant il n'affecte pas la sensibilité de l'instrument dans la mesure ou il répond à deux critères essentiels :

- être suffisamment puissant pour pomper les mélangeurs à leur point de fonctionnement optimum.
- avoir une pureté spectrale et une stabilité de fréquence meilleure que la résolution maximale du spectromètre : si la résolution désirée est de 10 KHz, il faut que la largeur de raie de l'oscillateur local et sa stabilité soient très inférieures à 10 KHz, quelle que soit sa fréquence (100, 200 GHz ou 1THz).

Si ces deux critères sont remplis, l'oscillateur local n'apparaît plus dans le bilan de bruit de la chaîne⁷. Seuls vont compter la sensibilité du mélangeur et le facteur de bruit de l'amplificateur. Par contre, il suffit que le premier des deux critères ne soit pas rempli, pour que le récepteur hétérodyne voit se réduire très sensiblement ses performances. Si le second critère n'est pas satisfait, certaines observations seront impossibles, par manque de résolution.

Dès la naissance de la radioastronomie millimétrique, au début des années 70, s'est posé le problème des oscillateurs locaux : il n'y avait pas de sources au-

⁷ L'oscillateur peut aussi ramener du bruit d'amplitude, mais en général il est très inférieur au bruit du mélangeur.

tres que des tubes à vide, du type klystron ou carcinotron. Bien que puissants et de grande qualité spectrale, ces dispositifs posaient des difficultés d'emploi liées à leur alimentation à haute tension, à leur nécessité de refroidissement et à leur faible durée de vie. On a cherché très vite à les remplacer par des sources à état solide.

Ces dernières posaient cependant d'autres problèmes : elles ne permettaient pas d'atteindre directement des fréquences élevées. La solution de multiplier la fréquence d'une source fondamentale à état solide s'est donc imposée naturellement. Le développement des multiplicateurs de fréquences et des sources fondamentales a donc attiré une part importante des efforts de recherche. Cet effort a cependant été ralenti par l'avènement d'un nouveau type de mélangeur :

L'introduction dans les années 70 de mélangeurs à jonctions SIS⁸ en remplacement des mélangeurs à diode Schottky [Richards 79], [Dolan 79], [Olsson 83], a en effet fortement simplifié le problème de la génération de puissance dans les domaines millimétrique et submillimétrique : ces mélangeurs ne nécessitaient plus qu'une puissance d'oscillateur local environ mille fois plus faible qu'auparavant, tout en ayant une sensibilité très supérieure.

L'essentiel des forces de recherche s'est alors porté sur le développement des mélangeurs SIS ; par contre coup, le développement des multiplicateurs n'a mobilisé les forces que de quelques personnes, devenues au fil des ans des experts incontournables (Peter Zimmermann (R.P.G.), Neal Erickson (U. Massachusetts.), Antti Räisänen (Université technique d'Helsinki)). Aujourd'hui, les besoins ont évolué, et on redécouvre tout à coup l'importance de l'oscillateur local.

(i) Le problème des sources fondamentales : les sources fondamentales à état solide utilisées en radioastronomie sont essentiellement des sources Gunn. Au dessus de 110 GHz, ces composants ne sont fabriqués que par une seule société

⁸ SIS pour Supraconducteur - Isolant - Supraconducteur. Ces jonctions sont refroidies à la température de l'hélium liquide (4.2K sous une atmosphère).

- américaine (Litton Semiconductor) - et par l'Université du Michigan. Soulignons que les performances des composants produits par cette université sont quatre fois meilleures que celles obtenues dans l'industrie, et que les fréquences de fonctionnement atteintes sont nettement plus élevées : 130mW à 132 GHz, 80mW à 152 GHz, 25mW à 163 GHz, obtenus avec des diodes Gunn InP fonctionnant dans leur mode fondamental ; 2mW à 222 GHz, 1.2mW à 280 GHz et 1mW à 315 GHz, obtenus avec des diodes Gunn InP fonctionnant sur l'harmonique 2 [Eisele 95, 97, 98].

Ces résultats absolument étonnants, ne serviront néanmoins pas la communauté de la radioastronomie : les composants ne sont ni commercialisés, ni donnés à titre d'échantillons scientifiques. Pour comparaison, après plusieurs mois d'attente et de tractations, j'ai pu acquérir pour ma thèse un oscillateur Gunn délivrant 30mW à 130 GHz.

Une voie alternative a été explorée : celle des amplificateurs de puissance. La société californienne TRW, en collaboration avec le Jet Propulsion Laboratory, développe des amplificateurs HEMT sur substrat InP (longueurs de grille : 0.1 μm). Les performances annoncées lors d'une réunion scientifique préparatoire au projet FIRST, sont d'environ de 100 mW, à 100 GHz, avec un gain de 10 dB et une bande passante de l'ordre de 10%. Néanmoins, les résultats publiés sont à ma connaissance plus bas en fréquence : 350 mW à 94 GHz, avec un gain de 8dB [Huang 97], [Chen 97], [Mehdi 98]. Ces développements sont stratégiques pour FIRST, et plus particulièrement pour la position de la NASA à l'intérieur du projet. Remarque importante, l'utilisation d'amplificateurs de puissance ne dispense pas de construire des sources dans les bandes considérées.

Une solution plus simple, et sans doute d'avenir, est d'utiliser des multiplicateurs de fréquences de grande efficacité pour atteindre la bande W (75-110 GHz). Une étape importante a en effet été franchie avec des diodes à hétérostructures réalisées sur substrat InP : 100 mW à 93 GHz [Rahal 95]. Comme nous aurons l'occasion d'y revenir, les hétérojonctions ont un énorme potentiel ; à court terme, elles pourraient détrôner les transistors de puissance dans cette bande.

(ii) *Les besoins pour FIRST, le LSA et pour les récepteurs Schottky* : FIRST comporte 5 canaux entre 480 GHz et 1.25 THz, puis un canal à 1.8 THz et à 2.5 THz. Tous les oscillateurs locaux de l'instrument hétérodyne devront fonctionner sans réglage mécanique : la bande instantanée requise varie entre 10% pour les basses fréquences, et 3% pour les hautes fréquences. Fin décembre 97, pas moins de 2 x 16 chaînes étaient prévues pour couvrir la bande 480 GHz - 1.25 THz. Quant aux fréquences de 1.8 THz et 2.5 THz, l'oscillateur local pourrait être réalisé par un battement de faisceaux lasers sur un photo-mélangeur. Compte tenu des faibles puissances produites à haute fréquence, l'usage de diplexeurs de type Max Zender est nécessaire. Ces interféromètres permettent de coupler une fraction importante de la puissance délivrée par la chaîne d'oscillateur local aux mélangeurs SIS, sans atténuer le signal provenant du télescope ; cependant, leur bande passante est limitée : l'atténuation du signal en bord de bande peut être importante, dégradant ainsi la sensibilité du récepteur.

Actuellement la puissance maximale obtenue au delà du térahertz avec des sources à état solide est de 3 μ W à 1.4 THz [Zimmermann P. 98] sans qu'aucun prototype opérationnel de chaîne complète n'ait été réalisé : il y a donc un retard important par rapport à l'échéancier du projet car à la fin 2001, toutes les études doivent être terminées. Néanmoins, un changement va sans doute simplifier le problème : le remplacement de certains mélangeurs SIS par des bolomètres à électrons chauds nécessitant 10 fois moins de puissance d'oscillateur local.

Pour le grand interféromètre submillimétrique LSA, les besoins sont similaires : compte tenu du nombre de récepteurs à construire - près de 350 - il n'est pas envisageable de régler mécaniquement les chaînes d'oscillateurs locaux, ni les mélangeurs. Tous les dispositifs devront donc être à large bande. De plus des solutions reproductibles et fiables sont grandement désirées : les interventions sur un site situé à 5000 mètres d'altitude ne sont pas très aisées.

Les récepteurs Schottky, dont l'usage n'est pratiquement plus réservé qu'à l'aéronomie, nécessitent plusieurs centaines de microwatts au niveau de la

jonction. Cette puissance est si élevée, qu'on est réduit à utiliser le mélangeur Schottky en mode subharmonique, pour diviser par deux la fréquence de l'oscillateur local. Contrepartie : la puissance de pompe nécessaire passe à environ 7 mW (avec les toutes dernières diodes du JPL, la puissance nécessaire est passée à 4 mW). Des projets d'instruments spatiaux, actuellement en fin de phase B, ont à peine la puissance d'oscillateur local qui leur est nécessaire.

1.2. La multiplication de fréquences : état de l'art de la technologie planaire

Par définition, un multiplicateur de fréquences est un dispositif électronique qui produit à partir d'un signal d'entrée de fréquence F_0 , un signal utile de sortie de fréquence multiple de F_0 . La création des harmoniques supérieurs du signal incident est assurée par un élément non linéaire, qui est le plus souvent une diode à effet varactor.

Le multiplicateur est réapparu récemment comme un élément critique des chaînes de réception hétérodynes. Ce paragraphe exposera les différents types de dispositifs, ainsi que les composants utilisés pour les réaliser.

1.2.1. Diode Schottky et diodes à hétérostructures

(i) *La diode Schottky varactor, élément-clé des multiplicateurs de fréquences* : dès 1938, Schottky suggérait que le comportement rectificateur du contact métal semi-conducteur pouvait être lié à une barrière de potentiel. Le contact Schottky possède donc une non linéarité résistive, qui peut être exploitée pour générer des harmoniques [Page 58] ; le rendement théorique maximum que l'on peut attendre d'un multiplicateur utilisant un élément rectificateur idéal est de $1/n^2$, où n est le rang de l'harmonique. A très basse fréquence (quelques centaines de MHz ou quelques GHz) de tels dispositifs sont fréquemment utilisés ; par contre, dans le domaine des longueurs d'onde millimétriques, la non

linéarité résistive ne convient pas du tout, à cause des très faibles rendements de conversion qu'elle engendre.

La diode Schottky possède aussi une non linéarité réactive : le déplacement des porteurs au niveau de la barrière crée une capacité qui varie en fonction du champ appliqué à la jonction. En choisissant convenablement le dopage du semi-conducteur, il est possible d'obtenir une capacité de jonction fortement non linéaire : c'est l'effet varactor. Les varactors ont été utilisés dans le passé pour de nombreuses applications, comme les mélangeurs paramétriques, les amplificateurs paramétriques et les multiplicateurs de fréquences ; une description très détaillée de l'usage des varactors est donnée par Penfield et Rafuse [Penfield 62]. Un critère important pour le rendement en multiplication est la modulation de capacité, qui doit être la plus grande possible. En effet, en théorie, s'il n'y a aucune perte, le multiplicateur de fréquences à varactor peut atteindre des rendements de 100% quelque soit le rang de multiplication⁹ considéré. Lorsque les pertes augmentent, la conversion vers les harmoniques élevés devient de plus en plus difficile ; et la modulation de capacité devient alors un critère essentiel.

La diode Schottky a fait naturellement l'objet d'importantes recherches dans de très nombreux laboratoires ; il est impossible dans le cadre de ce travail de rendre compte de tous les développements, d'autant plus que cette thèse porte sur l'usage des composants Schottky et non sur leur optimisation ; seules les applications de ces composants seront détaillées dans le cadre de cette introduction. On trouvera un bon résumé des différentes études portant sur les composants eux-mêmes dans la thèse de Jean Bruston [Bruston 97].

(ii) *Les diodes varactor à hétérostructures* : Rydberg et Kollberg ont proposé en 1989 d'utiliser des hétérojonctions pour la génération d'harmoniques [Rydberg 90]. Ces jonctions étant physiquement parfaitement symétriques, elles présentent une variation de capacité elle aussi symétrique : si V est la tension appliquée à la jonction et $C(V)$ la capacité de jonction, on a la relation $C(V) = C(-V)$. Cette propriété destine ce type de composants à la génération d'harmoniques impairs.

L'avantage des diodes à hétérostructures par rapport aux diodes Schottky est le nombre de paramètres libres qu'elles possèdent : il est possible d'imaginer des barrières très complexes, d'en empiler un grand nombre, afin d'obtenir des caractéristiques intéressantes pour la génération d'harmoniques. Tout ceci n'est cependant qu'une potentialité ; la réalité étant que la réalisation des couches épitaxiées est extrêmement difficile à maîtriser. Jusqu'à il y quelques mois, les diodes varactor à hétérostructures n'avaient pas révélé tout leur potentiel ; leurs performances étaient en net retrait par rapport à celles des diodes Schottky, dont les techniques de fabrication sont depuis bien plus longtemps maîtrisées.

La barrière Schottky et les hétérojonctions ont été brièvement introduites au paragraphe précédent. Il convient maintenant de s'intéresser aux composants eux-mêmes. Ils sont de deux types : à contact par pointe ou planaires. Les premiers sont essentiellement des composants à barrière Schottky, bien qu'il existe aussi des composants à hétérojonctions contactés par pointe ; quant aux composants planaires, ils possèdent une barrière Schottky ou une hétérojonction.

1.2.2. Diodes à « whisker » et multiplicateurs associés

La diode Schottky à contact par pointe, appelée plus communément diode à whisker, est réalisée sur un substrat d'arséniure de gallium fortement dopé n^{++} , sur lequel un contact ohmique est déposé pour créer la cathode. Une couche très fine et moins dopée n^+ est épitaxiée sur l'autre face du substrat d'arséniure de gallium. Sur cette couche, qui deviendra la couche active, un réseau d'anodes métalliques assurant un contact Schottky est déposé. Le réseau est constitué de petits disques d'un alliage d'or et de platine séparés les uns des autres par un certain pas. Chaque anode crée une diode indépendante. Une couche de silice est déposée autour des anodes, sur la couche n^+ , afin de passiver (protéger de l'oxydation) la surface. Ainsi, sur une seule puce, des dizaines, voire des centaines de diodes sont disponibles.

⁹ Le rang est 2 pour un doubleur de fréquence, 3 pour un tripleur, 5 pour un quintupleur ...

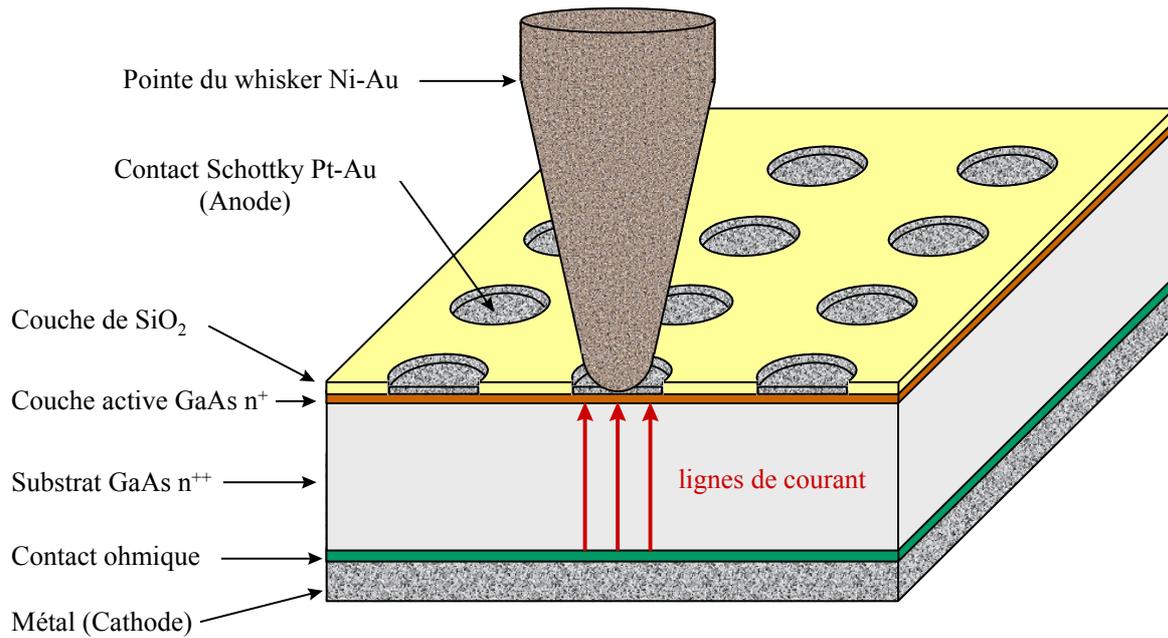


Fig. 1.2 : vue en coupe d'une diode Schottky à whisker. Le whisker est un fil métallique très fin, de quelques microns de diamètre (5-15 microns), épointé à son extrémité, qui sert à connecter l'une des anodes de la puce au reste du circuit. En général le whisker est placé à l'extrémité d'un mandrin, appelé post. Ce dernier sert à le déplacer longitudinalement afin d'effectuer le contact avec l'anode.

Les diodes Schottky à whisker sont aujourd'hui encore les diodes les plus utilisées pour les multiplicateurs fonctionnant à très hautes fréquences. Elles atteignent les performances les plus élevées dans le domaine millimétrique et sont les seules à fonctionner jusqu'à ce jour dans le domaine submillimétrique. Peter Zimmermann (et fils) a été le premier à atteindre le THz avec une source à état solide [Crowe 96], [Zimmermann R. 97]. En effet, le contact par pointe permet de minimiser les capacités parasites ; de plus la structure verticale de la diode permet au courant de circuler sur un canal de grande section, minimisant ainsi la résistance série ; de tels composants ont donc naturellement des fréquences de coupure très élevées.

Des travaux récents effectués à l'Université de Darmstadt ont permis d'améliorer encore les performances des diodes à whisker : le substrat d'arséniure de gallium est entièrement éliminé ; le contact ohmique est effectué directement sur la couche active. La résistance série de ces diodes est diminuée de façon sensible. De plus une nouvelle technique de passivation a permis d'augmenter les tensions d'avalanche, améliorant la tenue en puissance des composants [Lin 97].

Bien que très performantes, les diodes Schottky à whisker souffrent d'inconvénients importants : leur montage est délicat et leur utilisation rend les multiplicateurs fragiles et peu fiables. Il est difficile de qualifier aux normes de l'Agence Spatiale Européenne un multiplicateur utilisant des diodes à whisker. Remarquons toutefois que cela n'est pas impossible, puisque plusieurs satellites utilisent ou vont embarquer des instruments comprenant de tels dispositifs.

Une tentative récente pour améliorer leur résistance mécanique vient du Rutherford Appleton Laboratory, qui a mis au point le concept de whisker « planaire ». Il s'agit d'un whisker réalisé par photolithographie en bout de filtre RF (filtre passe bas séparant le signal d'entrée du signal de sortie dans un multiplicateur de fréquences). Cette technique permet, en outre, une meilleure reproductibilité des circuits et la possibilité de connecter deux anodes à la fois [Oldfield 97], [Thornton 98]

Les multiplicateurs utilisant ces diodes sont presque tous basés sur la structure proposée par John Archer au début des années quatre-vingts [Archer 81, 82, 84, 85]

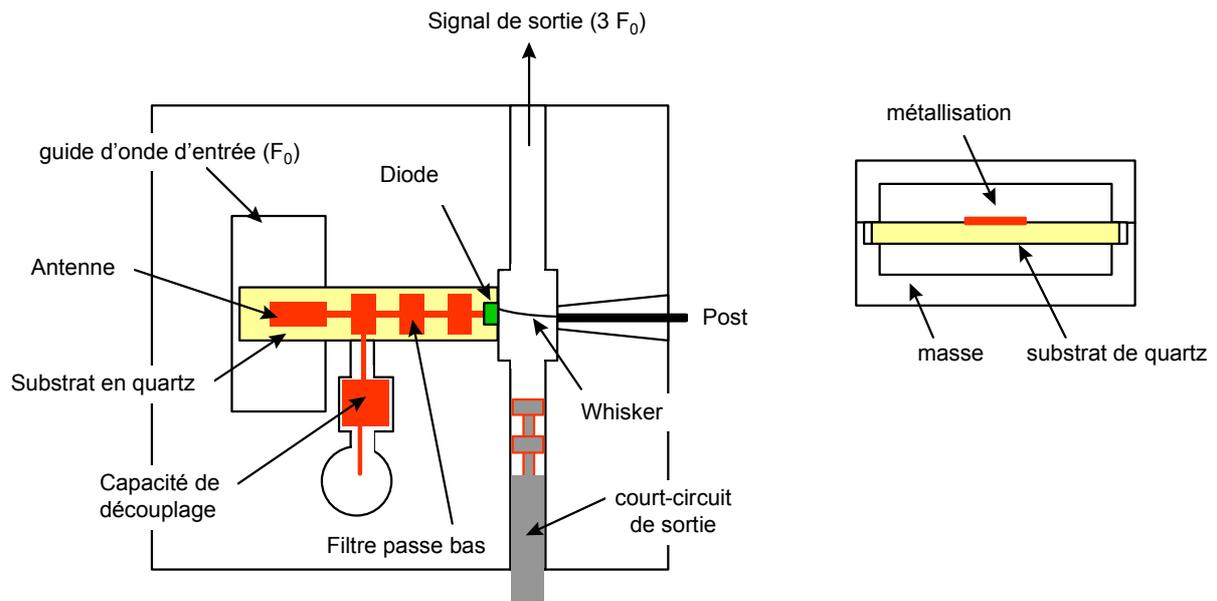


Fig. 1.3 : schéma d'un tripleur de fréquence tel que proposé par Archer. Le filtre sur substrat de quartz est réalisé par des techniques de photolithographie. Notons que certains concepteurs préfèrent utiliser un filtre en guide coaxial, usiné au tour ; ceci a l'avantage de diminuer les pertes, mais rend la réalisation extrêmement délicate.

1.2.3. Diodes planaires et multiplicateurs associés

L'adjectif « planaire » désigne un type de technologie et non un type de jonction : il existe des diodes planaires à barrières Schottky ou à hétérostructures. Ce néologisme signifie que la jonction et ses éléments d'accès sont réalisés lors d'un même processus technologique, sur un substrat plan, par dépôts et gravures successifs de différentes couches de matériaux.

(i) *Diode planaire à canal de surface* : plusieurs procédés existent pour la réalisation des composants ; le plus ancien et le plus répandu consiste à réaliser une diode à canal de surface [Archer 90], [Mattauch 90], [Bishop 87]. Ces diodes ont un avantage évident sur les diodes à contact par pointe en terme de résistance mécanique, et sont donc tout naturellement indiquées pour les applications spatiales. Leur deuxième intérêt est la possibilité de regrouper, sur une même puce, plusieurs anodes. Cette possibilité est utilisée principalement

pour augmenter la tenue en puissance des composants ; elle permet aussi de réaliser des circuits particuliers, comme les doubleurs de fréquences équilibrés dont le fonctionnement est étudié en détail dans cette thèse. La contrepartie de cet avantage est que les diodes planaires sont conçues pour une application bien déterminée, rendant difficile, voire impossible, leur usage pour d'autres applications. De plus, compte tenu du nombre de composants qu'il est possible de réaliser par unité de surface, elles ont un prix de revient bien supérieur aux diodes à contact par pointe (si on tient compte du temps nécessaire à la réalisation des whiskers et à l'établissement du contact, cette différence de prix s'atténue).

Il faut toutefois nuancer ces remarques, car les diodes planaires se sont avérées être en pratique plus souples d'usage qu'annoncé ; ce qui fige le plus leur champ d'application est la taille et la forme des plots de contact, ainsi que la capacité de jonction des anodes. Si les plots sont réduits au minimum, les diodes pourront être reportées facilement sur plusieurs types de circuit ; quant aux capacités de jonction, le problème est le même que pour les diodes à contact par pointe : elles déterminent largement la plage de fréquence sur laquelle la diode va donner son rendement maximum.

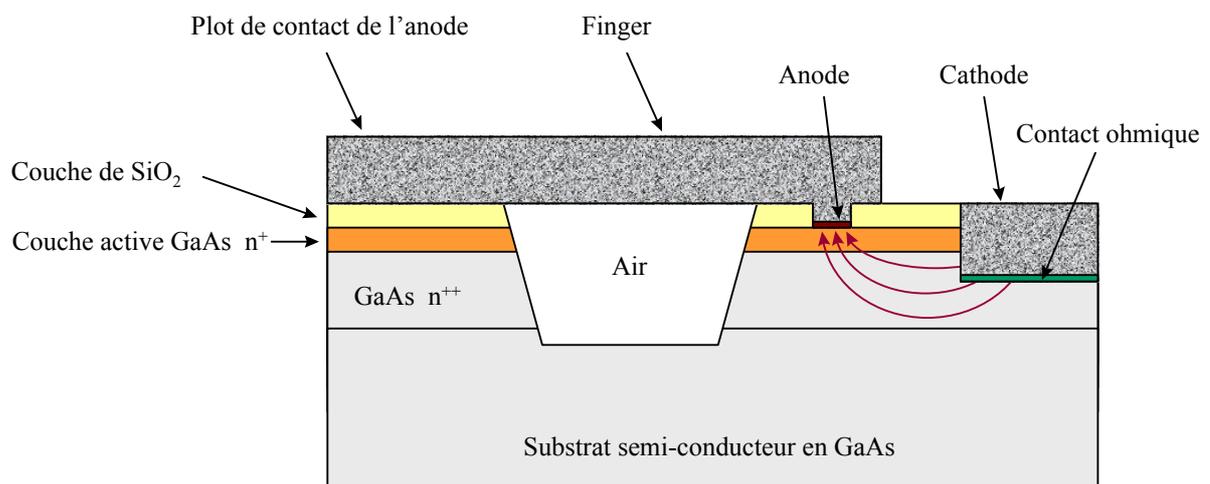


Fig. 1.4 : coupe d'une diode planaire à canal de surface.

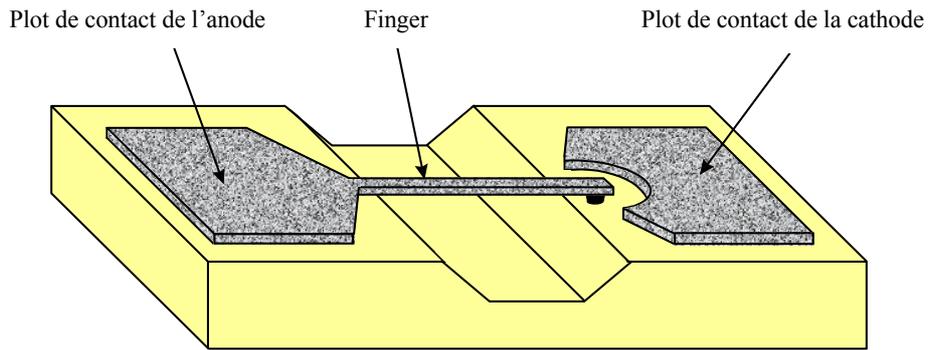


Fig. 1.5 : diode planaire à canal de surface.
Diode simple comportant une seule anode.

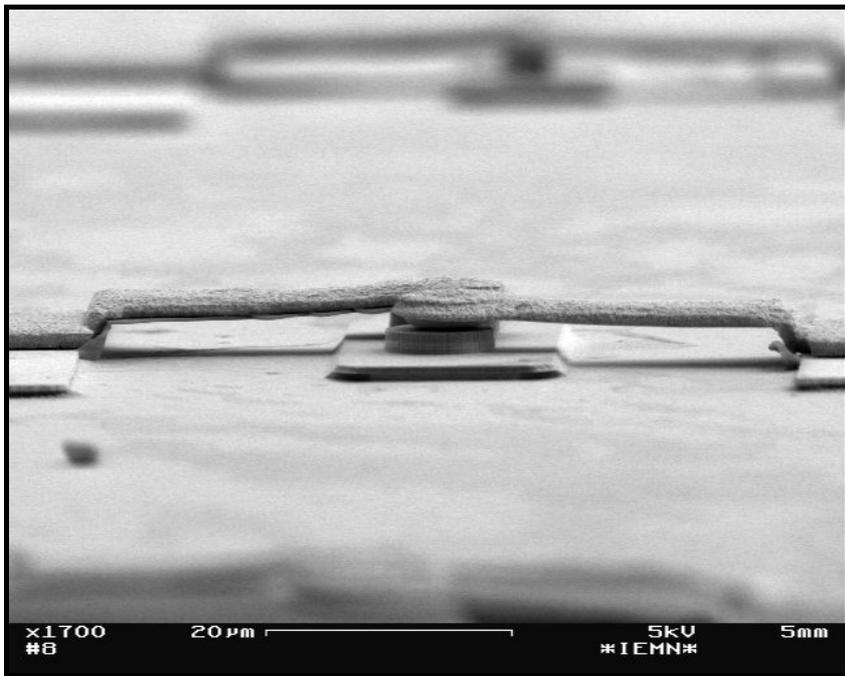


Fig. 1.6 : vue rapprochée d'une diode planaire HBV de l'IEMN.

Autre avantage de cette technologie : la diode planaire se prête bien à la modélisation, surtout si elle est intégrée à un circuit micro-ruban, ou coplanaire car ses paramètres géométriques et électriques sont figés lors de la fabrication. En général, l'environnement immédiat des jonctions (Schottky ou à

hétérostructures) est décrit par la méthode des éléments finis, ce qui permet de déterminer l'impédance ramenée par le circuit au niveau de la partie active du composant [Tuovinen 93, 94]. On peut appeler cette impédance, l'impédance « extrinsèque » de la diode. En parallèle, les jonctions sont décrites en régime grand signal, par exemple par la méthode de la balance harmonique, afin d'obtenir l'impédance « intrinsèque » du composant. A partir de ces deux impédances, on peut calculer le rendement du multiplicateur, et l'optimiser en faisant tendre la valeur extrinsèque de l'impédance vers la valeur intrinsèque. Cette démarche a ainsi servi à la conception, et à la réalisation, des premiers multiplicateurs submillimétriques à 320 GHz en technologie (presque) totalement intégrée, donnant 3% de rendement avec 15 mW de puissance d'entrée [Bruston 96, 97].

Malgré ses qualités mécaniques, la diode à canal de surface, souffre de plusieurs inconvénients qui l'empêchent d'être utilisée à très hautes fréquences : les résistances séries sont plus importantes que pour les diodes à whisker, du fait de la nature surfacique des courants circulant entre la cathode et l'anode. L'autre inconvénient est la capacité parasite : la cathode est située dans le même plan que l'anode, autour de cette dernière, et séparée de celle-ci par une courte distance (pour diminuer la résistance série) ; ceci crée une capacité parasite importante.

De nombreux travaux ont eu pour but de réduire significativement les résistances séries et les capacités parasites. L'Université de Virginie a ainsi éliminé la couche de silice autour de l'anode, améliorant ainsi notablement le rendement à 270 GHz des composants dédiés aux doubleurs équilibrés [Koh 95, 96, 96bis].

Le Jet Propulsion Laboratory (Pasadena, Californie), a quant à lui choisi une géométrie d'anode différente de celle utilisée à l'Université de Virginie : les anodes ne sont pas circulaires, mais rectangulaires. L'intérêt est de réduire la résistance série tout en conservant une surface d'anode constante (donc une capacité de jonction constante) [Mehdi 96]. Remarquons que cette géométrie a aussi été utilisée plus récemment par l'IEMN pour des diodes à hétérostructures.

(ii) *La diode planaire à structure quasi verticale* : l'Université de Darmstadt a choisi une voie très différente et très prometteuse : imiter le plus possible la diode à contact par pointe sans substrat, en intégrant le whisker à la diode. Cette diode planaire a ainsi le même canal vertical que la diode à whisker et bénéficie donc de la même réduction de la résistance série. Le début de la réalisation suit le processus de fabrication des diodes à whisker sans substrat. La diode est ensuite reportée sur un support où sont réalisés les plots de contact et le finger [Simon 93, 3/97, 9/97]. Malheureusement, ce procédé est encore difficile à maîtriser. A ma connaissance, les diodes varactors planaires obtenues à Darmstadt n'atteignent pas les performances des diodes de l'Université de Virginie, alors que les diodes varactors à whisker sans substrat de Darmstadt donnent les meilleures performances.

(iii) *Les multiplicateurs planaires* : il y a deux grands types de multiplicateurs à diodes planaires, les multiplicateurs dits en guide d'onde, qui seront développés dans le cadre de cette introduction, et les multiplicateurs à structures ouvertes, qui jusqu'à présent n'ont pas donné de résultats probants. Ces derniers ont fait néanmoins l'objet de nombreux développements à Darmstadt, en Virginie et aussi au LEST à Brest. La principale difficulté rencontrée est d'adapter correctement les diodes ; de plus, se greffe le problème de leur mise en réseaux. Actuellement ces multiplicateurs semblent attirer moins l'attention qu'il y a deux ou trois ans.

La technologie planaire étant assez récente (environ 8 ans), et le nombre de concepteurs de multiplicateurs fonctionnant aux longueurs d'onde submillimétrique en réelle activité étant très réduit (une quinzaine dans le monde au grand maximum), très peu de multiplicateurs à diodes planaires ont été construits à ce jour.

a) Les doubleurs équilibrés : les meilleurs multiplicateurs à diodes planaires étaient jusqu'à il y a quelques mois les doubleurs équilibrés de Neal Erickson. Ces doubleurs, furent tout d'abord construits avec des diodes à whisker afin de valider le concept [Erickson 90], puis réalisés avec des diodes planaires de l'Université de Virginie. Ils démontrèrent très vite leurs performances, tant au niveau de leur rendement que de leur capacité à fonctionner

sous forte puissance incidente. Neal Erickson a ainsi obtenu jusqu'à 40% de rendement à 160 GHz, 13 % à 270 GHz puis jusqu'à 20% à 282 GHz [Erickson 93, 94, 96]. Il est à noter que les résultats présentés sont toujours les meilleurs obtenus en laboratoire, et que les performances moyennes sont souvent en net retrait : Erickson obtient le plus souvent 10 à 12% à 282 GHz avec les diodes fabriquées en Virginie ; parfois, avec une très bonne diode, l'efficacité monte à 20% [Erickson 8/98]. Ce multiplicateur à 282 GHz est par ailleurs destiné à un instrument spatial de la NASA ; sa performance en fin de phase B est estimée entre 13 et 17% d'efficacité, avec 6 mW produit à 282 GHz [Frerking 98], [Bertram 98].

Initialement conçus pour des projets nécessitant un oscillateur local à fréquence fixe, ces doubleurs ont été améliorés pour fonctionner sur une grande plage de fréquences sans retouche des réglages mécaniques. Ils se destinent aux chaînes d'oscillateurs locaux du satellite scientifique FIRST ainsi qu'au projet SOFIA¹⁰. Neal Erickson a obtenu entre 20 et 28% de rendement sur 15% de bande à 145 GHz. [Erickson 3/97, 10/97, 5/98].

Au DEMIRM, deux doubleurs équilibrés à 260 GHz ont été développés dans le cadre de cette thèse. Environ 5mW et 18% de rendement ont été obtenus lors des premiers tests de juillet 1997. A cause de l'usure des guides d'onde produite par le frottement des courts-circuits, ainsi que par une qualité de composant inférieure, le rendement actuel à 260 GHz est situé à environ 10% avec une bande instantanée de 4%. Ce résultat est presque au niveau des performances obtenues en moyenne par Neal Erickson, et place ces multiplicateurs à diodes planaires dans le trio de tête au niveau mondial.

b) Les tripleurs de fréquences à diodes HBV : l'Université de Virginie détenait jusqu'au mois de juin 98 le record d'efficacité avec un tripleur de fréquences, grâce des diodes varactors HBV sur substrat GaAs ; 4% de rendement et 2mW à 270 GHz avaient été obtenus [Stake 98]. Un saut technologique a depuis été franchi par l'IEMN, avec des diodes à hétérostructures

¹⁰ Statospheric Observatory For Infrared Astronomy (télescope de 2.5m embarqué sur avion).

sur substrat InP. Ces diodes cumulent plusieurs avantages : elles sont tout d'abord réalisées à partir d'un matériau semi-conducteur à grande mobilité électronique, le phosphure d'indium, ensuite, grâce à la remarquable symétrie de la barrière, elles permettent la génération des harmoniques impairs seulement, enfin, et c'est sans doute le principal, la modulation de capacité (C_{\min}/C_{\max}) est très élevée, dans un rapport de 1 à 5, voire même dans un rapport 1 à 6. Par comparaison, une diode Schottky varactor a une capacité de jonction qui peut être modulée dans un rapport de 1 à 3 ou 1 à 4 maximum.

La technologie développée à Lille, permet d'intégrer plusieurs barrières (2 pour l'instant) sur la même couche épitaxiée, doublant ainsi la tension d'avalanche du composant tout en divisant par deux sa capacité. De plus il est possible de mettre en série un nombre important de diodes, ce qui produit le même effet que l'empilement des barrières, à un point près : la résistance série et les capacités parasites augmentent beaucoup plus vite en multipliant le nombre d'anodes qu'en multipliant le nombre de barrières (on retrouve le problème des diodes planaires à canal de surface qui sont désavantagées par rapport aux diodes à canal vertical).

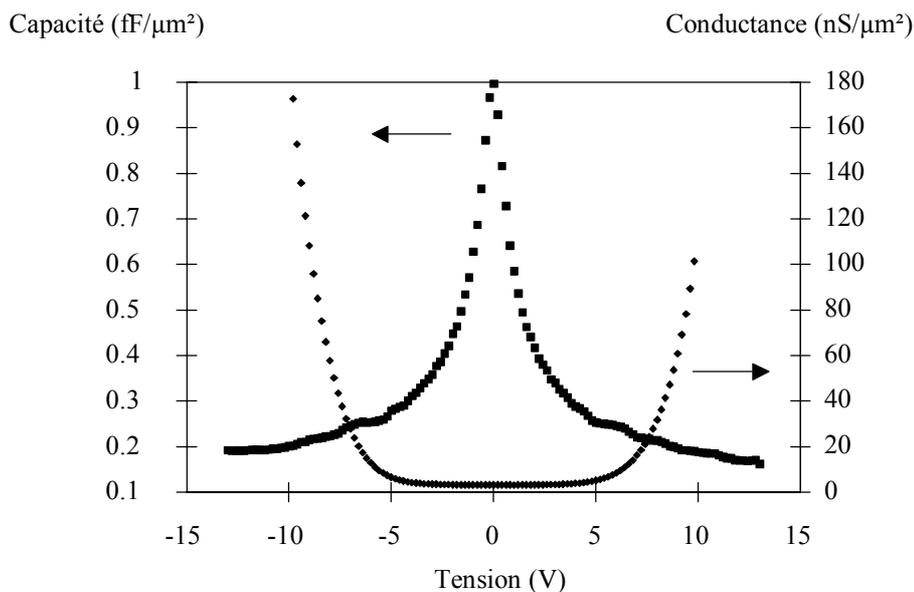


Fig. 1.7 : diode HBV IEMN à quatre barrières. La modulation de capacité est de 1 à 5. On note aussi la tension d'avalanche élevée.

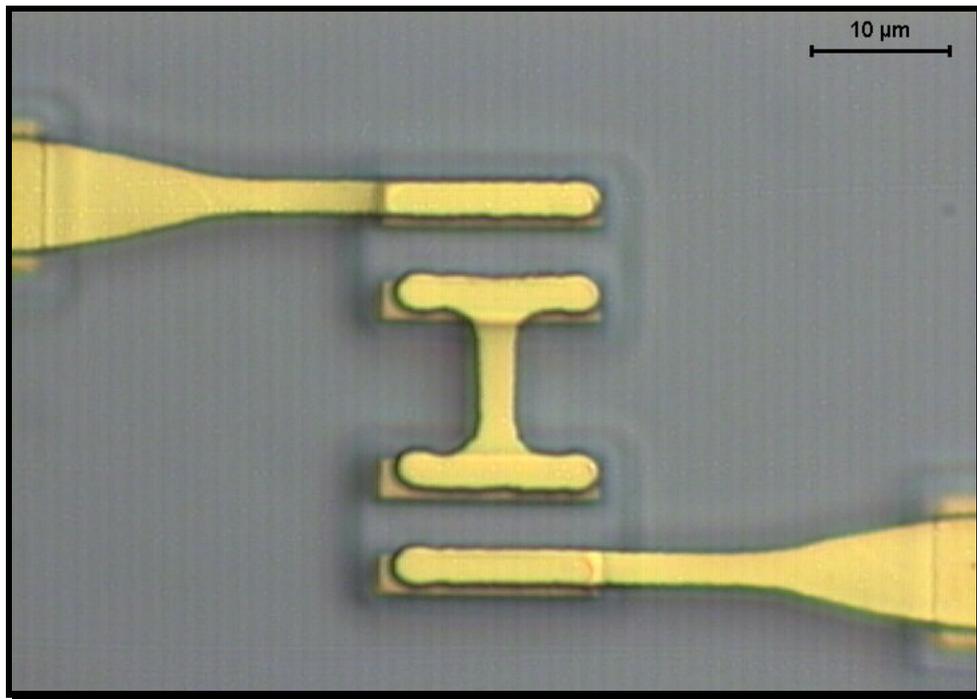


Fig. 1.8 : diode HBV IEMN à doubles barrières avec quatre anodes en série, soit l'équivalent de 8 barrières au total.

Plusieurs diodes de l'IEMN ont été testées depuis la mi-98. Au Rutherford Appleton Laboratory, l'équipe de Chris Mann a obtenu 5% de rendement et 5 mW de puissance de sortie à 216 GHz (résultat amélioré par la suite avec 7% de rendement) [Mélique 6/98]. Au DEMIRM, une diode de plus faible capacité a été testée dans un tripleur de fréquence conçu par Matra Marconi Space à Toulouse avec la participation du DEMIRM. Les rendements obtenus ont dépassé 12% à 246 GHz. La puissance produite a atteint le record mondial de 9.55 mW pour un rendement de 10.7%. [Mélique 11/98].

En dehors des doubleurs équilibrés qui seront décrits en détail aux chapitres deux et trois, et des multiplicateurs MMIC conçus par Jean Bruston, les multiplicateurs plans reprennent en général la structure proposée par Archer. La diode à whisker est simplement remplacée par une diode planaire.

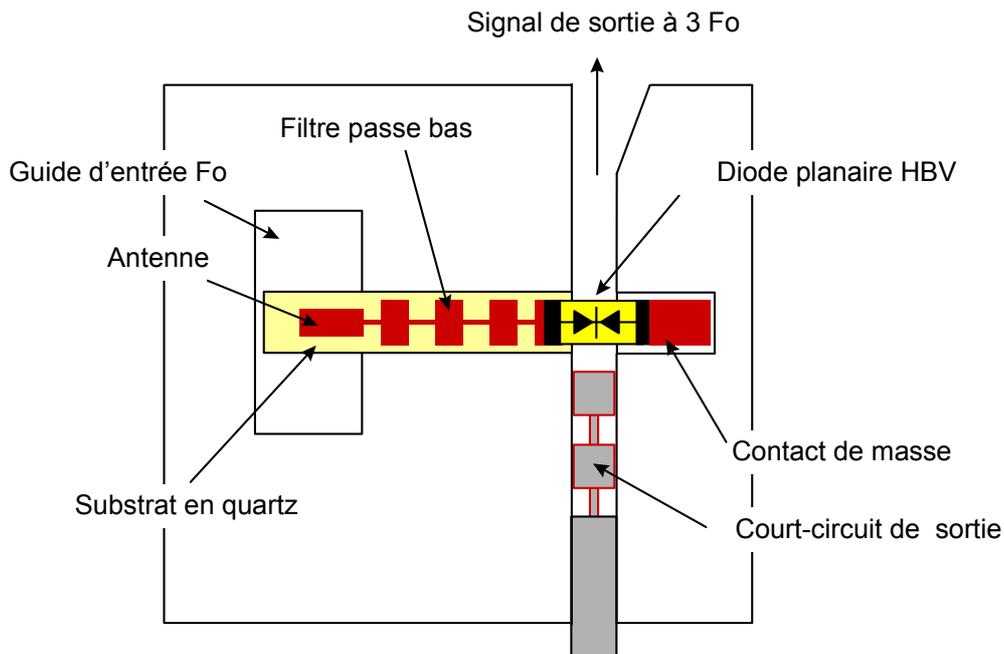


Fig. 1.10 : schéma d'un tripleur de fréquence utilisant une diode planaire HBV ; la classique diode à whisker a cédé sa place à une diode planaire. Compte tenu de la symétrie de la barrière aucune polarisation du composant n'est nécessaire.

1.3. Le cadre et les objectifs de la thèse

Ma thèse porte sur la modélisation et la conception de multiplicateurs de fréquences utilisant des diodes plans aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques. Le paragraphe précédent a précisé l'intérêt pratique de la technologie planaire en terme de fiabilité, de reproductibilité et d'intégration. Il a aussi exposé les possibilités offertes en matière d'addition de puissance et d'équilibrage. Au cours des chapitres qui vont suivre, je montrerai, en

m'appuyant plus particulièrement sur l'exemple d'un doubleur équilibré, où et quand intervient le caractère « planaire » du composant. Je m'attacherai à souligner les aspects qu'il est important de maîtriser pour concevoir un multiplicateur de fréquences utilisant des diodes planaires.

1.3.1. Le cadre de l'étude

(i) *Un multiplicateur à 260 GHz comme oscillateur local d'un mélangeur subharmonique à 500 GHz* : mon travail de thèse s'est inscrit dans le cadre d'un programme de l'agence spatiale européenne de développement de technologies pour les récepteurs hétérodynes submillimétriques embarqués. Il s'agissait de réaliser une chaîne d'oscillateur local à 260 GHz pour pomper un mélangeur subharmonique fonctionnant à 500 GHz en vue du satellite MASTER. Le maître d'oeuvre de ce projet était Matra Marconi Space à Toulouse. MMS avait la responsabilité de l'ensemble du projet et s'occupait en particulier du mélangeur ; le DEMIRM, quant à lui, avait la responsabilité de l'oscillateur local.

Ainsi, fus-je chargé de réaliser une source à 260 GHz, suffisamment puissante pour pomper le mélangeur. En réalité, au début du projet, il n'était pas facile de savoir quelle puissance allait être nécessaire. MMS espérait pouvoir faire fonctionner le mélangeur avec 5 mW, mais 7 mW paraissaient plus réalistes. Il faut souligner que très peu d'information était disponible ; donner une spécification précise était donc très délicat. Le problème était d'autant plus crucial que le meilleur résultat obtenu avec des diodes planaires était de 5.5 mW à 270 GHz avec une source de 45 mW (résultat amélioré par la suite en juillet 96, avec jusqu'à 8 mW).

(ii) *La disponibilité des composants* : au début de l'année 1996, l'Université de Virginie (UVa) ne proposait qu'un nombre très restreint de diodes varactor planaires ; de plus, la NASA qui avait financé leur fabrication avait la priorité sur les meilleures unités.

En janvier 1996, le Jet Propulsion Laboratory avait, quant à lui, entrepris depuis peu la réalisation de composants de même type, mais ceux-ci n'étaient pas disponibles commercialement.

En Europe, après l'arrêt du développement des diodes Schottky à Whisker à l'Université de Cork, seules les Universités de Lille et de Darmstadt travaillaient dans le domaine. Dans cette université allemande, la conception et la réalisation de composants étaient en cours mais étaient liées à des projets bien précis auxquels nous ne participions pas. L'Université de Lille, quant à elle, à travers l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord, bénéficiait d'une longue expérience de la technologie planaire puisqu'elle avait réalisé dès le début des années 1980 les premiers composants de ce type. L'IEMN avait aussi travaillé au début des années 90 sur des composants à effet tunnel résonnant, destinés à la multiplication de fréquences [Tanguy 94] et sur les HEMT; au début 1996, cet institut s'apprêtait à réaliser des diodes varactors planaires à hétérostructures sur substrat InP et ce, pour des fréquences autour de 250 GHz. Cependant, le début des travaux était entièrement conditionné par l'obtention ou la non obtention de financements de l'Agence Spatiale Européenne.

1.3.2. Choix du dessin

Je dus travailler avec des composants de l'Université de Virginie. Après avoir examiné toutes les possibilités qui s'offraient pour réaliser la chaîne d'oscillateur local, j'ai décidé d'étudier la structure de doubleur équilibré proposée par Neal Erickson, car les puissances obtenues avec ce dispositif étaient très supérieures à celles produites par d'autres types de multiplicateurs planaires. Lorsque j'ai pris cette décision, ce choix paru « risqué » car il posait d'évidents problèmes technologiques et théoriques : nous ne disposions d'aucun acquis, tant au niveau de la réalisation du filtre DC, du montage des diodes que de la théorie, assez jalousement protégée par Neal Erickson à l'époque.

L'alternative la plus intéressante était la réalisation de tripleurs de fréquences. Ils avaient l'avantage de nécessiter une source fonctionnant à une fréquence plus basse : 86 GHz contre 130 GHz pour une chaîne utilisant un doubleur de fréquences. A 86 GHz les sources étaient nettement plus puissantes et plus faciles à obtenir commercialement. Cependant cette solution a été écartée car la qualité des composants nécessaires à la réalisation du tripleur n'était pas suffisante [Crowe 2/96].

Aujourd'hui, en cette fin d'année 1998, l'équipe de M. Lippens vient d'obtenir les meilleurs résultats mondiaux à 250 GHz avec des diodes planaires à hétérostructures destinées aux tripleurs de fréquences. Le rendement de conversion est quatre fois plus important que celui obtenu à l'UVa avec des diodes similaires et la puissance produite est très importante (9.5mW et 10.7% d'efficacité à 246 GHz). Ce résultat vient changer singulièrement les données.

1.3.3. Méthodologie

Il me fallu choisir une voie permettant d'apporter ma contribution à la communauté des concepteurs de multiplicateurs de fréquences tout en développant un oscillateur fonctionnel pour le projet avec MMS. Le multiplicateur que j'ai choisi d'étudier et de réaliser était l'oeuvre d'un chercheur américain, ce qui impliquait que ma thèse n'allait pas reposer sur cette seule réalisation, mais que cette dernière n'était que le support matériel à ma thèse ; j'ai ainsi comparé plusieurs méthodes d'analyse de la structure retenue, étudié l'influence des principaux paramètres afin de faire un bilan de ce qu'il est important de maîtriser pour la conception et la réalisation des chaînes d'oscillateurs locaux aux longueurs d'onde submillimétriques, sans négliger aucun aspect.

J'ai commencé ma thèse par une étude système dont l'objet était de choisir un dessin de multiplicateur à étudier. Il fut le fruit d'une réflexion basée sur les résultats les plus récents concernant les multiplicateurs et les sources fondamentales, ainsi que sur les prévisions quant à la venue de nouveaux composants. Puis vint la phase d'étude proprement dite du fonctionnement du multiplicateur. En parallèle, je me suis attaché à des aspects plus technologiques : la réalisation *concrète* d'un multiplicateur à 260 GHz exige un certain travail d'ordre technologique afin d'obtenir un résultat significatif. Celui-ci s'apparente parfois plus au travail du mécanicien ou du même du chirurgien, qu'à celui de l'électronicien, mais il est incontournable dans la mesure ou on ne peut pas toujours le déléguer. Ne pas s'intéresser au « matériel », dans une discipline à caractère essentiellement technologique, est à mon avis un non sens.

Les premiers résultats expérimentaux ont confirmé certaines analyses. Par contre, avec le modèle simple que je possédais, il m'était impossible d'aller beaucoup plus loin dans la conception des multiplicateurs. J'ai donc entrepris de construire un modèle de type circuit pour optimiser certains des paramètres libres de ma structure.

Je me suis heurté à plusieurs difficultés d'ordre théorique qui m'empêchèrent de terminer complètement ce travail. Néanmoins, le modèle et les simulations qui en découlèrent, m'ont permis de mettre en lumière certains phénomènes dont je n'aurais pu soupçonner l'existence autrement. Le modèle a permis d'apporter une modification importante au prototype et d'améliorer ses performances à 260 GHz. Je montrerai comment je pense par la suite le compléter.

La conception est une étape qui débouche sur une réalisation concrète ; laquelle ne prend réellement corps que lorsqu'elle a produit des résultats expérimentaux quantitatifs. Pour les chaînes d'oscillateurs locaux, il y a deux valeurs qui classent, pour ne pas dire qui *définissent*, un multiplicateur au sein de la communauté : sa puissance de sortie et son rendement ; aujourd'hui il faut ajouter sa bande passante instantanée, mais c'est assez récent (2 ans) - Rien d'autre ne compte - Je me suis donc particulièrement investi pour mettre en place une procédure de mesure de puissance rigoureuse afin de positionner le plus justement possible mes résultats. J'exposerai en annexe ce travail, et les innovations que j'ai apportées.

Au cours d'une thèse s'affine peu à peu la perception des différents aspects de la discipline que l'on sert. Au début, les diodes planaires passaient pour des composants au champ d'application très étroit. Je pensais que la taille des anodes et la longueurs des fingers déterminaient très précisément la plage de fréquence sur laquelle le composant pouvait être utilisé, et qu'en dehors de cette plage, il ne fonctionnait pas, ou très mal. De surcroît, la forme spécifique des plots de contact des diodes limitait son usage, de même que les dopages définissaient précisément la puissance admissible par celui-ci. Il semblait donc indispensable de travailler en même temps sur la définition du composant que sur le dessin du circuit du multiplicateur. Ce sentiment pro-

venait en grande partie du fait qu'il y avait très peu de multiplicateurs à diodes planaires, et que cette technologie en était à ses débuts.

Trois ans après, il faut être plus nuancé. Comme nous le verrons par la suite, les mesures montrent qu'un même composant, dessiné pour fonctionner à 270 GHz, peut fonctionner aussi bien, voire mieux, à 220 GHz. De même que des diodes à hétérostructures ont donné d'excellents résultats dans des blocs multiplicateurs qui n'étaient pas étudiés pour les utiliser. S'il semble évident qu'il soit préférable de concevoir en même temps la diode planaire et le circuit du multiplicateur, ce n'est pas obligatoire : il suffit d'avoir un catalogue de diode, avec des capacités de jonction et des longueurs de finger échelonnées, ainsi que des plots de connexion réduits au minimum, pour travailler avec des diodes planaires quasiment comme avec des diodes à whisker.

Cette dernière analyse servira de point de départ à une synthèse des différents points à maîtriser pour tirer partie pleinement de la technologie planaire. Nous comparerons deux types d'approches, toujours en concurrence : le tout intégré et l'hybride.

2. Conception et réalisation d'un prototype de doubleur de fréquences à diodes planaires fonctionnant à 260 GHz

2.1. Description générale du doubleur équilibré proposé par Neal Erickson

Ce multiplicateur a été proposé à la fin des années 1980 par Neal Erickson, tout d'abord avec des diodes à whisker, puis avec des diodes planaires dessinées spécialement.

2.1.1. Schéma

Le signal de pompe à 130 GHz est acheminé au composant par un guide d'onde rectangulaire. La puce qui contient les diodes est placée dans le guide d'onde d'entrée parallèlement aux lignes de champ électrique. Elle contient un réseau symétrique de quatre anodes réparties en deux branches :

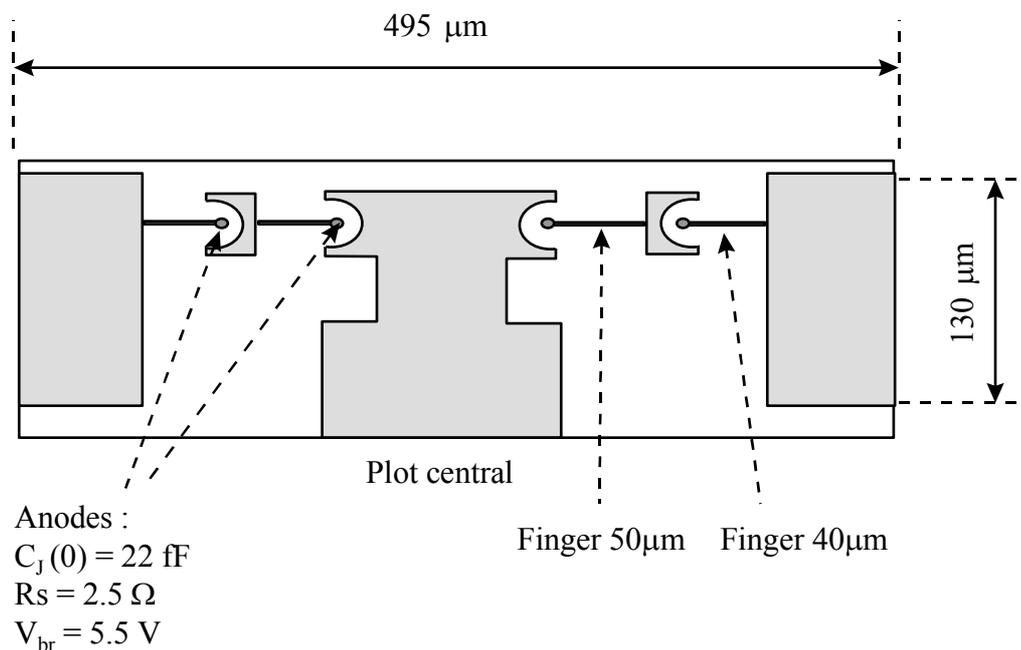


Fig. 2.1 : Diode UVA SB3T2-B0.

Ses deux extrémités sont brasées sur les parois du guide, au milieu des grands cotés. Le plot central de la puce est, quant à lui, connecté à l'une des extrémités d'une tige conductrice placée au centre du guide d'entrée, parallèlement

à l'axe de propagation de l'onde incidente. L'autre extrémité de la tige est reliée à un filtre de courant continu qui permet de polariser le composant. La tige ainsi que le guide d'entrée et le guide de sortie définissent trois sections très importantes du multiplicateur :

- la section A est constituée du guide rectangulaire d'entrée et de la tige placée en son centre. L'ensemble forme un guide coaxial dont la section extérieure est rectangulaire.
- la section B est aussi un guide coaxial. L'âme est toujours la même tige métallique mais le conducteur extérieur est cette fois ci à section carrée.
- la transition de sortie est constituée de la tige, du guide d'onde rectangulaire de sortie ainsi que d'un court-circuit mobile. L'ensemble forme une cavité qui permet de coupler au guide de sortie l'harmonique deux du signal de pompe, produit par les diodes.

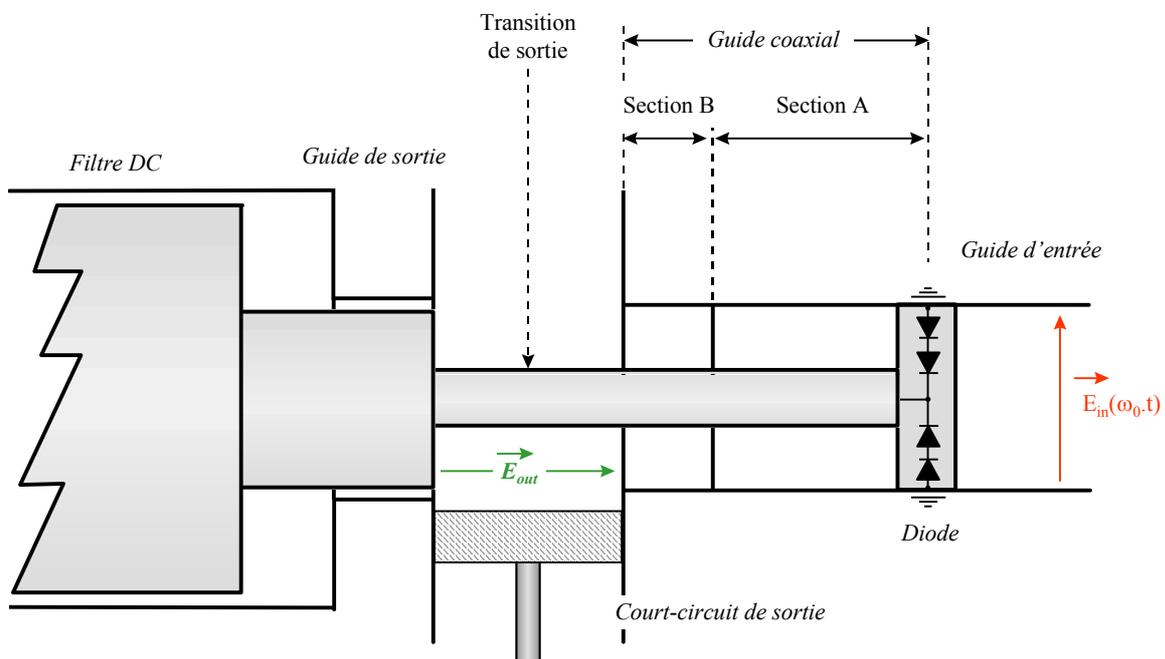


Fig. 2.2 : Vue longitudinale du doubleur équilibré.

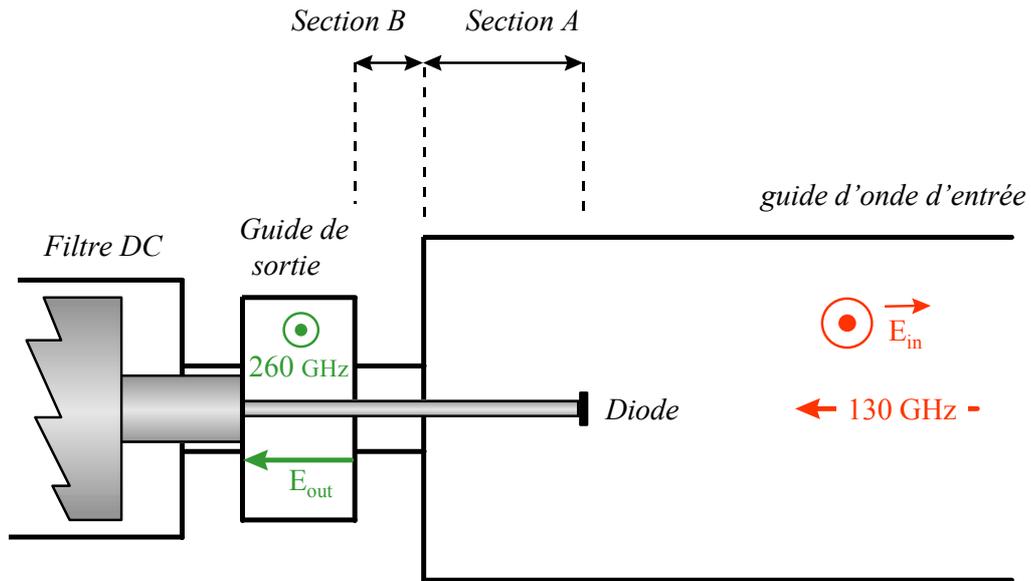
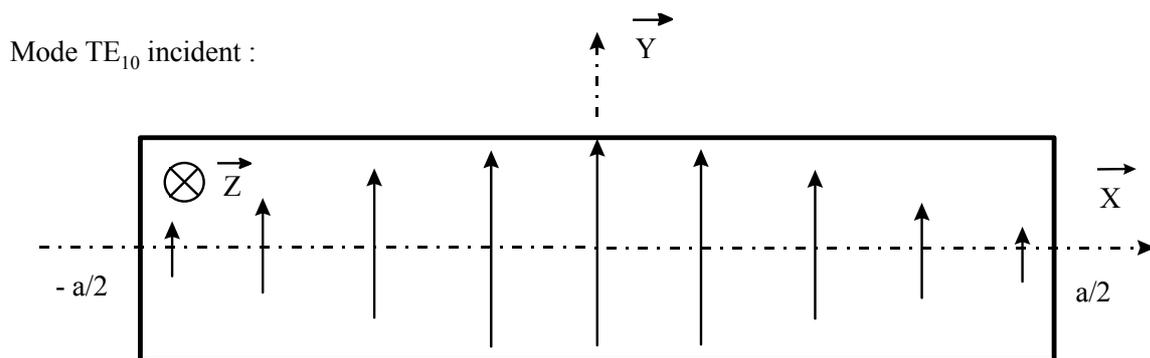


Fig. 2.3 : Vue de dessus du doubleur équilibré (échelle réduite).

2.1.2. Les modes de propagation en entrée

Le signal de pompe à 130 GHz est véhiculé par le guide d'onde d'entrée jusqu'au composant suivant le mode transverse électrique TE_{10} . Les lignes de champ électrique sont parallèles au petit côté du guide.

Lorsque l'onde arrive sur la ligne coaxiale, elle ne change pas de mode de propagation. Le mode reste transverse électrique, seul le guide d'onde change. La figure 2.4 montre les lignes de champ électrique à la fréquence fondamentale dans le guide d'onde d'entrée et dans la section A du guide coaxial. On constate une grande similitude. Les lignes de courant au niveau des parois des guides (non représentées ici) ne sont pas non plus perturbées par le changement de guide. Dans ces conditions, l'adaptation entre les deux guides doit être bonne. Des simulations électromagnétiques tridimensionnelles ont confirmé cette hypothèse, en montrant que l'onde incidente ne subissait qu'une réflexion très minime (deux pour mille) à la jonction des deux guides d'ondes et ce, sur une très large plage de fréquences. La longueur d'onde guidée dans les deux structures est évidemment quasiment identique.



Mode TE du guide coaxial :

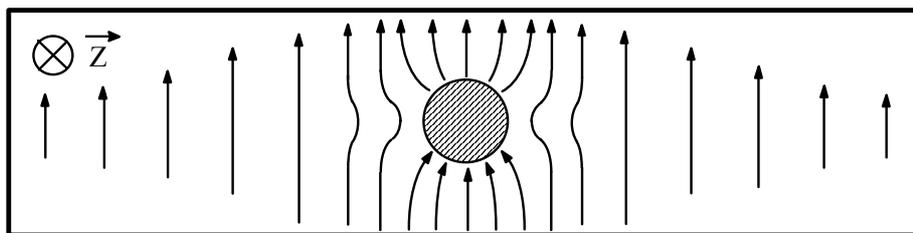


Fig. 2.4 : Ligne de champ électrique dans le guide rectangulaire d'entrée et la section A du guide coaxial.

Par contre, dans la section B du guide coaxial, le mode transverse électrique est sous coupure car la dimension latérale du conducteur extérieur est trop petite (la section est carrée et non plus rectangulaire). Après cette section de petite dimension, se trouve le guide d'onde de sortie, évidemment sous coupure pour le signal d'entrée. Nous avons alors la configuration suivante :

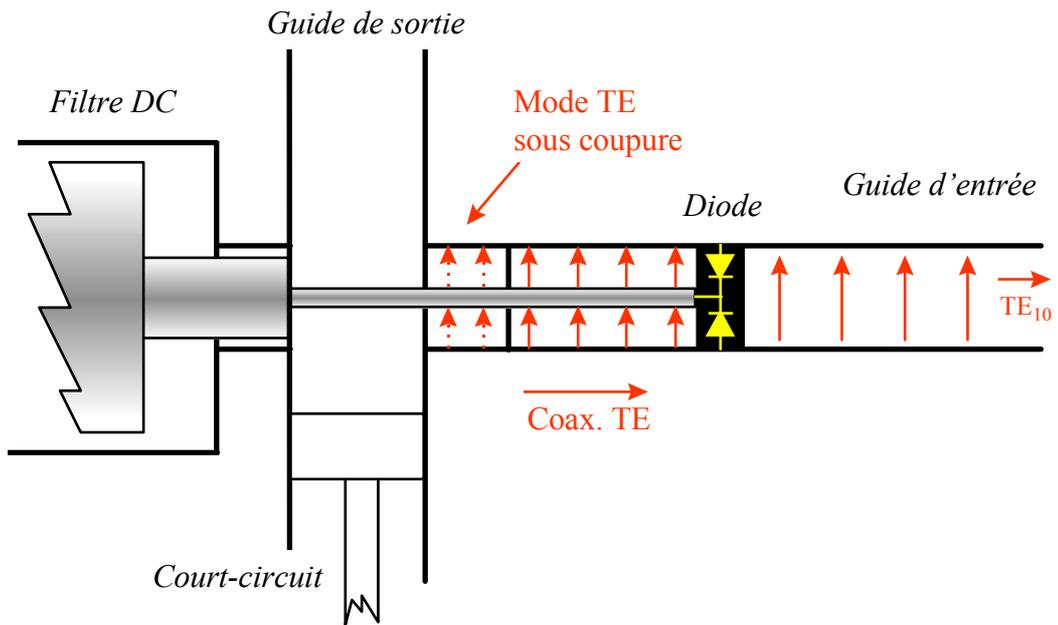


Fig. 2.5 : Champ électrique à la fréquence d'entrée (130 GHz).

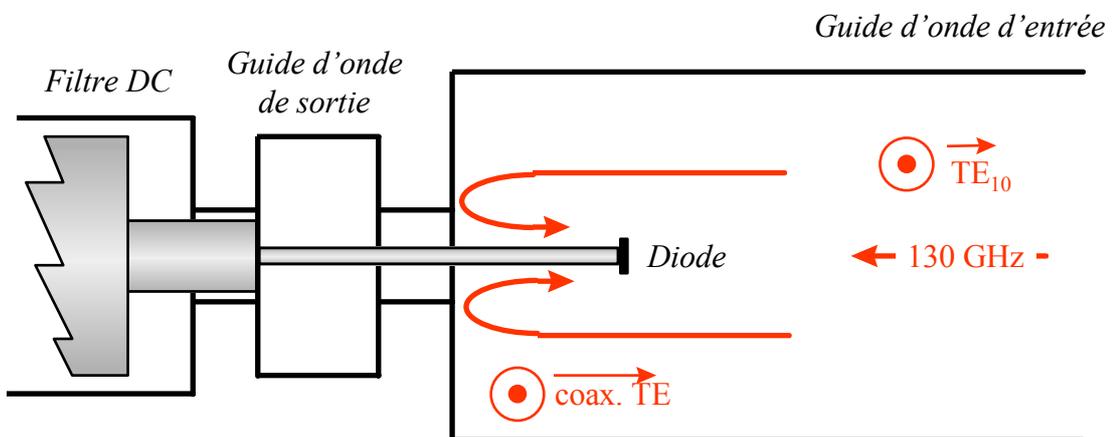


Fig. 2.6 : Champ électrique à la fréquence d'entrée (130 GHz).

2.1.3. Les modes de propagation en sortie - description préliminaire

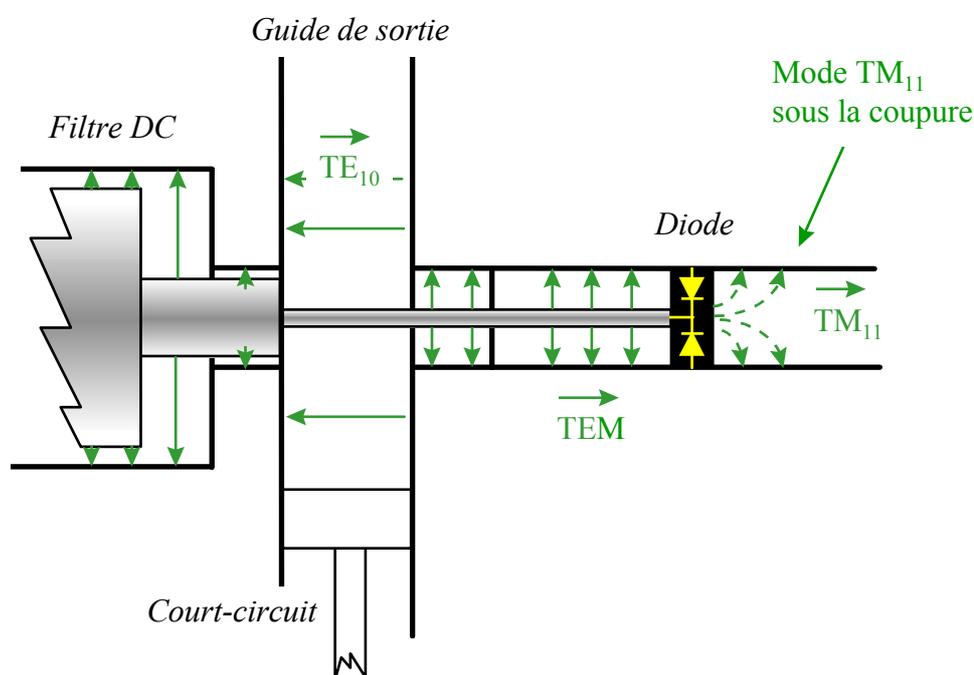


Fig. 2.7 : Champ électrique à la fréquence de sortie (260 GHz).

Le signal produit à l'harmonique 2 par les diodes est créé dans le guide d'entrée au début de la section A, à la frontière du guide rectangulaire et du guide coaxial. Comme je vais le démontrer au paragraphe suivant, le signal de sortie à l'harmonique deux est couplé au guide coaxial suivant le mode de propagation transverse électromagnétique (TEM). Il est ensuite couplé au guide rectangulaire de sortie grâce à une transition guide coaxial / guide rectangulaire, identique sur le principe à celles utilisées à basse fréquence.

Pour expliquer que le signal de sortie se couple à la ligne coaxiale et non pas au guide rectangulaire d'entrée, il faut comparer les lignes de champ électrique du mode TEM à celles des modes guidés du guide rectangulaire [Marcuvitz 1]:

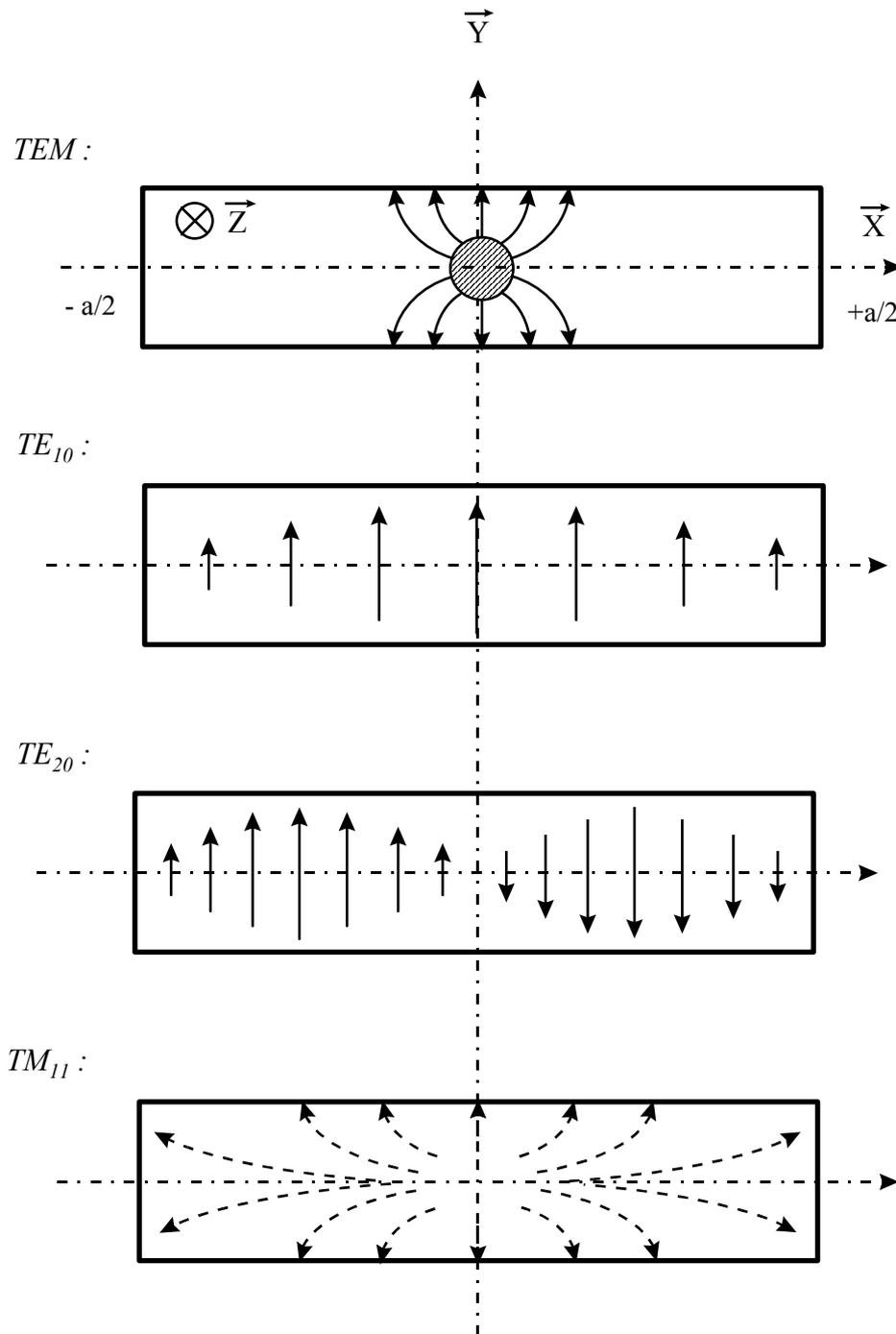


Fig. 3.8 : lignes de champ électrique pour les différents modes à 260 GHz.

Les modes guidés transverses électriques TE_{10} et TE_{20} du guide rectangulaire et le mode TEM de la ligne coaxiale ont des lignes de champ qui n'ont pas la même symétrie. Ceci interdit tout couplage d'énergie entre eux. En revanche, entre le mode TM_{11} du guide rectangulaire et le mode TEM de la ligne

coaxiale il y a compatibilité des lignes de champ. Si un couplage était possible une part importante de l'énergie produite à l'harmonique deux serait perdu (le signal remonterait vers l'entrée !). Le seul moyen d'éviter cette perte est de mettre le mode TM_{11} sous la coupure en réduisant la hauteur du guide d'onde d'entrée avant l'interface entre les deux guides, sur une distance suffisamment longue pour que le champ évanescent du mode TM_{11} soit complètement atténué. En pratique cette distance est de l'ordre de 500 microns, longueur très petite qui ne pose aucun problème de réalisation. Le signal de sortie à l'harmonique deux ne peut donc pas être couplé au guide d'entrée.

Ainsi, sans aucun filtrage, le signal produit à l'harmonique 2 est découplé du circuit d'entrée. Ce n'est pas là le moindre intérêt du dessin.

Remarque : il faut prendre en compte les petites dissymétries dues au composant et aux imperfections du montage : ainsi, si le composant est décalé suivant la direction OY, le mode TE_{10} à l'harmonique 2 est créé. Si en plus il existe une dissymétrie suivant OX, le mode TE_{20} est excité.

2.1.4. L'équilibrage et sa remise en question

La symétrie du composant fait que le doubleur est équilibré à l'entrée. En effet au point central de symétrie, le circuit est « vu » de la même manière sur les deux alternances du signal de pompe : si sur une alternance une branche est passante, l'autre branche est bloquante. Une branche équilibre l'autre. A l'harmonique deux, par contre, on peut considérer qu'il y a deux demi-circuits identiques en parallèle. Le montage se comporte comme un circuit à une seule diode et il n'y a plus équilibrage.

Ce doubleur a pour intérêt principal le découplage simple entre le signal de pompe et le signal de sortie à l'harmonique deux. Par contre ***il ne permet pas d'empêcher la génération d'harmoniques impairs*** comme cela pu être dit jusqu'à présent. Cette inexactitude, qui n'a que peu d'incidence sur les performances globales du multiplicateur, provient d'une représentation circuit du montage qui ne traduit pas tous les phénomènes électromagnétiques en jeu. Je vais détailler maintenant ce point important.

(i) *Calcul des courants dans chaque branche* : considérons les courants circulants dans les deux branches du composant. Ceux-ci sont créés lors de l'interaction entre les diodes et le signal de pompe de pulsation $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$. S'il n'y pas d'instabilité¹¹, le signal fondamental impose à lui seul la pulsation de tous les courants dans les diodes [Manley 56], [Penfield 62]. On peut alors décomposer le courant dans chaque branche en une somme de Fourier de pulsation fondamentale ω_0 . Notons $i_1(t)$ et $i_2(t)$ les courants dans chacune des branches du composant. L'orientation des courants choisie respecte la symétrie du montage, si bien que $i_1(t)$ et $i_2(t)$ positifs signifie que les diodes sont passantes. Soit T la période du signal de pompe, $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$

Le circuit étant symétrique, le courant à l'instant t dans une branche est égal au courant dans l'autre branche à une demi période d'écart. Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{aligned}
& \begin{cases} i_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot e^{i \cdot n \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \\ i_2(t) = i_1(t + T/2) & \forall t \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot e^{i \cdot n \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \\ i_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \cdot e^{i \cdot n \cdot \omega_0 \cdot (t+T/2)} & \forall t \end{cases} \\
& \Leftrightarrow \begin{cases} i_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n} \cdot e^{i \cdot 2n \cdot \omega_0 \cdot t} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n+1} \cdot e^{i \cdot (2n+1) \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \\ i_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n} \cdot e^{i \cdot 2n \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{i \cdot 2n \cdot \omega_0 \cdot T/2} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n+1} \cdot e^{i \cdot (2n+1) \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{i \cdot (2n+1) \cdot \omega_0 \cdot T/2} & \forall t \end{cases} \\
& \Leftrightarrow \begin{cases} i_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n} \cdot e^{i \cdot 2n \cdot \omega_0 \cdot t} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n+1} \cdot e^{i \cdot (2n+1) \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \\ i_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n} \cdot e^{i \cdot 2n \cdot \omega_0 \cdot t} - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n+1} \cdot e^{i \cdot (2n+1) \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \end{cases} \quad (2.1)
\end{aligned}$$

¹¹ Ce point sera discuté au chapitre suivant.

(ii) *Décomposition des courants en séries paires et impaires* : nous venons de décomposer les courants dans chaque branche en deux séries de courants. La première série contient tous les harmoniques pairs, y compris le courant continu, la seconde contient les harmoniques impairs, y compris le fondamental. Notons i_{pair} et i_{impair} la série paire et la série impaire. Nous avons :

$$\begin{cases} i_{pair} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n} \cdot e^{i \cdot 2n \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \\ i_{impair} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{2n+1} \cdot e^{i \cdot (2n+1) \cdot \omega_0 \cdot t} & \forall t \end{cases} \quad (2.2)$$

les relations (2.1) et (2.2) donnent alors :

$$\begin{cases} i_1 = i_{pair} + i_{impair} \\ i_2 = i_{pair} - i_{impair} \end{cases} \quad (2.3)$$

(iii) *Les sources d'excitation des différents modes de propagation* : considérons maintenant les effets produits par la présence des courants i_1 et i_2 dans le composant : chaque branche est physiquement constituée d'un petit fil conducteur placé suivant les lignes de champ électrique, connecté d'un coté à la paroi du guide rectangulaire, de l'autre coté à l'âme du guide coaxial, et entrecoupé au milieu par les diodes. Dans chacun des fils conducteurs circulent les courants i_1 ou i_2 suivant la branche. Ensemble, ces deux fils forment une **antenne**, qui permet de coupler le signal de pompe au composant mais aussi de coupler le signal de sortie au guide coaxial et au guide rectangulaire d'entrée. Le couplage du signal de sortie à l'un ou à l'autre guide dépend simplement de l'orientation du courant dans les branches 1 et 2. C'est à ce point précis qu'il faut distinguer les courants pairs des courants impairs :

La relation (2.3) traduit le fait que les courants pairs circulant dans les branches 1 et 2 forment deux lignes de courants symétriques l'une de l'autre par rapport à l'âme centrale du guide coaxial. Ces lignes de courant ont alors la même symétrie que celle des lignes de champ électrique du mode TEM. Elles excitent alors celui-ci. Par contre, elles ne permettent pas de coupler l'énergie des harmoniques pairs sur les modes transverses électriques du guide rectan-

gulaire d'entrée. Ainsi nous retrouvons le résultat du paragraphe précédent, c'est à dire que l'harmonique deux qui nous intéresse, ne remonte pas par le guide d'entrée.

Pour les courants impairs, c'est l'inverse : les lignes de courant dans les branches 1 et 2 sont orientées dans le même sens, comme les lignes de champ électrique du mode TE_{10} . Elles excitent donc celui-ci. Le mode TE_{10} ainsi créé peut alors être guidé aussi bien par la première section du guide coaxial (section A) que par le guide rectangulaire d'entrée. Les harmoniques impairs sont donc générés et se couplent au guide d'entrée. Il y a perte d'énergie. Ce raisonnement est bien sûr valide aussi pour le fondamental, en considérant que l'onde circule dans le guide rectangulaire en sens inverse par rapport aux autres harmoniques impairs: c'est l'excitation. Remarquons que la génération d'harmoniques impairs par le composant n'est possible que si le point milieu est relié à l'âme du guide coaxial [Bradley 97]

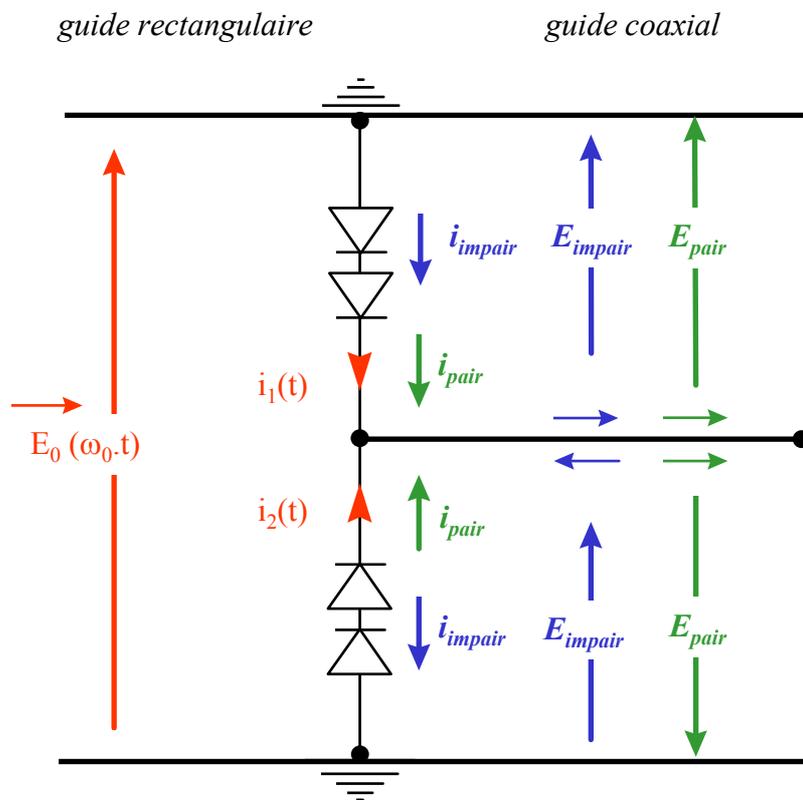


Fig. 2.9 : Courants et champ électrique aux différents harmoniques.

(iv) *Les lignes de courant à la surface de l'âme du guide coaxial :*

Le schéma ci-dessous représente les lignes de champ électrique et les lignes de courant des modes TEM et TE du guide coaxial à la surface de l'âme.

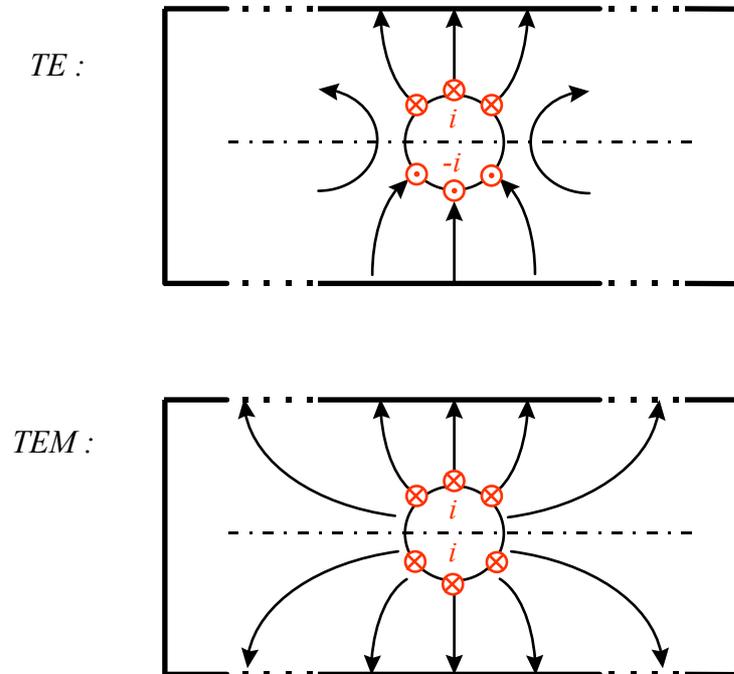


Fig. 2.10 : Lignes de courant à la surface de l'âme du guide coaxial en fonction du mode de propagation.

Pour le mode TEM, les lignes de courant sont toutes orientées dans le même sens tandis que pour le mode TE, elles forment deux nappes identiques mais de sens opposé. Si on considère le courant total circulant dans la tige on obtient une valeur non nulle pour le mode TEM mais on obtient zéro pour le mode TE.

(v) *Le piège du schéma équivalent :* d'après ce qui précède nous pouvons déduire que le courant total circulant dans l'âme du guide coaxial est nul pour tous les harmoniques impairs. Ce résultat se retrouve beaucoup plus simplement en appliquant la loi de Kirschhoff au noeud central du composant :

$$i_{total} = i_1 + i_2 = 2 \cdot i_{pair} \quad (2.4)$$

Là le piège est évident : si on écrit que le signal de sortie est donné par le valeur du courant circulant dans la tige au voisinage du noeud central, on écrit $i_{\text{sortie}} = i_1 + i_2 = 2 \cdot i_{\text{pair}}$ et on élimine *de facto* tous les harmoniques impairs. On ne peut remplacer la tige centrale par un simple fil sans s'assurer que seul le mode TEM circule dans le guide coaxial.

(v) *Propagation du mode TE dans le guide coaxial* : le mode TE₁₀ peut se propager dans la section A de la ligne coaxiale car ses dimensions latérales sont grandes. Par contre la section B est un tronçon de guide coaxial aux dimensions plus réduites. Sa section extérieure est carrée, de 400 microns de côté environ et son âme a un diamètre de 100 microns. Une formule approchée de la fréquence de coupure s'obtient en considérant que pour le mode TE₁₀, le guide coaxial est constitué de deux demi guides rectangulaires recourbés. La longueur d'onde de coupure est alors $\lambda_c = 2 \cdot \pi \cdot r_{\text{moyen}}$ où r_{moyen} est peut différent de la moyenne du rayon de l'âme et du rayon du conducteur extérieur. Le mode TE s'avère ainsi être sous coupure jusqu'à environ 400 GHz. Il faudrait déterminer plus précisément la fréquence de coupure de ce mode, car l'harmonique trois du signal fondamental (à 130 GHz) peut être éventuellement guidé par cette section de guide ; les harmoniques cinq et suivants sont, quant à eux, guidés de façon certaine.

(vi) *L'impossibilité de couplage des harmoniques impairs au guide de sortie* :

Pour montrer que le mode TE de la ligne coaxiale ne peut pas se coupler au guide de sortie, il faut considérer ou bien le champ à l'interface des deux guides, ou bien les courants dans la tige au niveau de la transition. J'ai choisi de considérer les courants dans la tige pour reprendre les résultats de l'étude précédente :

Les harmoniques impairs sont guidés par le guide coaxial suivant un mode transverse électrique qui génère deux nappes de courant à la surface de l'âme centrale en sens opposé. Au niveau de la transition ces deux nappes de courant sont deux sources excitatrices placées au même endroit mais de sens opposé, leur effets s'annulent donc mutuellement.

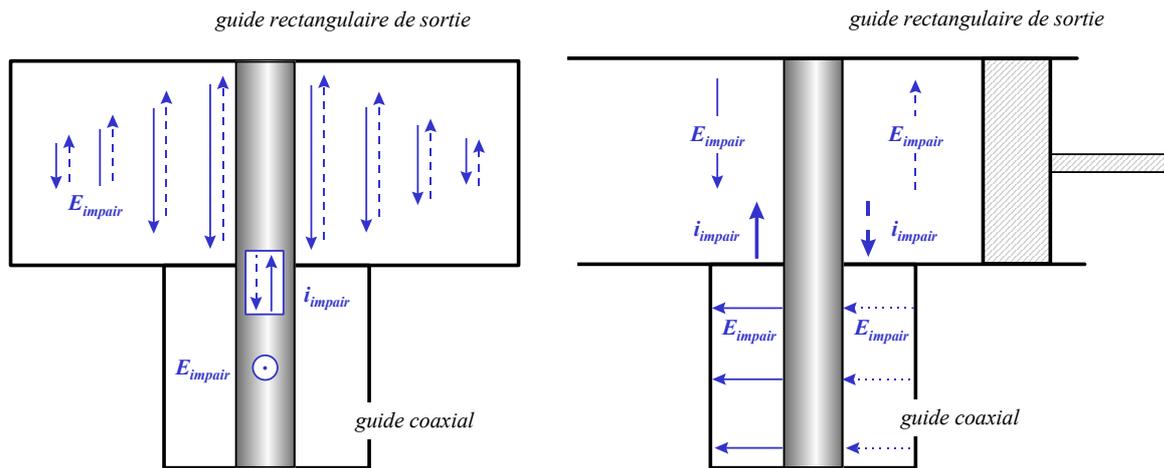


Fig. 2.11 : les sources de courant au niveau de l'ouverture ne permettent pas de coupler de l'énergie au guide rectangulaire : chaque source génère un champ qui est détruit par l'autre (théorème de superposition).

Ainsi les harmoniques impairs ne peuvent se coupler au guide de sortie. Il est donc normal de mesurer à la sortie de très faibles taux à l'harmonique trois. La mesure devrait donc être effectuée à l'entrée du multiplicateur.

2.2. Premier dessin du doubleur équilibré à 260 GHz

Comme je l'ai expliqué en introduction, le doubleur équilibré que j'ai conçu est directement inspiré de celui Neal Erickson [Erickson 93, 94]. Le composant utilisé a été dessiné par lui pour un doubleur à 270 GHz. Dans ce paragraphe j'explique en détail les conséquences qu'impliquent l'utilisation d'un composant planaire déjà dessiné et réalisé. Nous verrons qu'un certain nombre de paramètres sont alors imposés.

2.2.1. Schéma général

Par rapport au dessin original de Neal Erickson, celui-ci possède en plus un élément de réglage très important en entrée : un double stub situé à une longueur d'onde guidée du composant. L'un des stubs est situé dans le plan E du

guide d'entrée, l'autre dans le plan H. En Sortie un stub plan E est placé à une longueur d'onde de la transition de sortie.

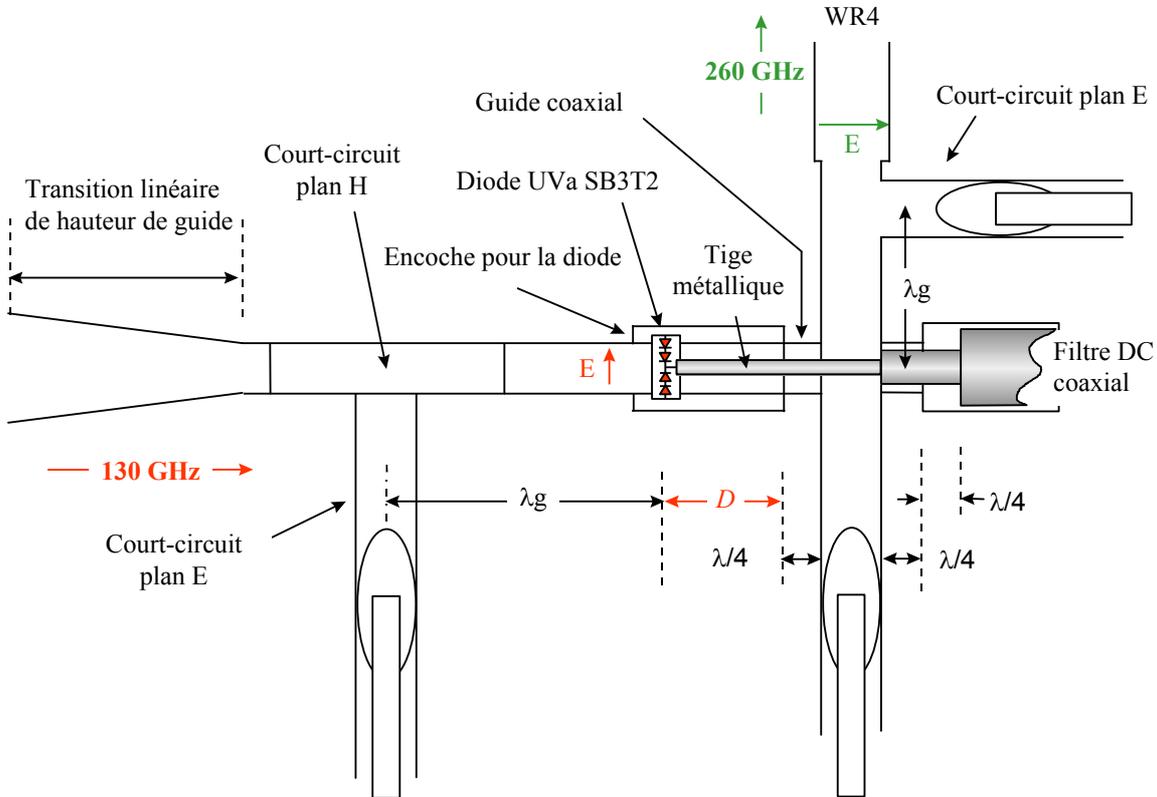


Fig. 2.12 : Schéma du doubleur équilibré à 260 GHz

L'emplacement pour le composant est une encoche longue qui atteint le fond du guide d'entrée. Ceci permet d'avoir une plage large pour placer le composant. Une erreur de conception à ce niveau peut être rattrapée à posteriori sans grande difficulté.

2.2.2. Les paramètres libres

(i) *La position du composant dans la cavité d'entrée* : elle donne directement la longueur de la section A de guide coaxial. Cette longueur est très importante pour l'adaptation du signal d'entrée au composant. En effet, à la fréquence fondamentale, le composant est situé sur l'équivalent d'une ligne de transmis-

sion terminée par une charge proche d'un court-circuit¹². L'impédance ramenée par la charge au niveau du composant doit permettre d'adapter ce dernier à la ligne. L'emplacement optimal du composant dépend de ses caractéristiques.

La position du composant est en revanche beaucoup moins critique pour l'adaptation du signal de sortie. En effet, les sections coaxiales A et B peuvent être d'impédances très voisines, si bien que la longueur à prendre en compte pour l'adaptation de l'harmonique deux, peut être simplement la somme des deux longueurs. La section B permet donc d'optimiser l'adaptation de sortie. Pour un meilleur couplage, il est bien sûr possible d'introduire d'autres sections coaxiales ; c'est ce qui est fait désormais par Neal Erickson [Erickson 3/97].

(ii) *L'impédance de la section A de guide coaxial* : Si la longueur de cette section est très importante pour le couplage d'entrée, son impédance est aussi à considérer avec attention. Il faut tout d'abord distinguer les deux modes de propagation. A l'entrée l'onde circule le long du guide coaxial suivant un mode transverse électrique, alors que l'onde de sortie (à l'harmonique deux) se propage suivant le mode transverse électromagnétique. Dans ce dernier cas, le calcul de l'impédance est simple et ne pose aucun problème de définition ; pour le mode TE en revanche, un problème de définition se pose ; je reviendrai sur ce point très important au chapitre concernant la modélisation.

Pour ces deux modes de guidage, le diamètre de l'âme du guide coaxial ainsi que la hauteur du guide rectangulaire, sont les deux paramètres qui déterminent l'impédance de la ligne. La hauteur du guide étant imposée, il reste le diamètre de l'âme pour ajuster l'impédance. En pratique il ne sera pas possible de réaliser une ligne d'impédance supérieure à environ 100Ω , car le diamètre de l'âme serait trop petit. De même une impédance faible nécessiterait un grand diamètre, ce qui poserait un problème de connexion au plot central du composant.

¹² Le coefficient de réflexion en bout de ligne sera donné au chapitre concernant l'élaboration d'un modèle circuit du multiplicateur.

(iii) *La longueur et l'impédance de la section de guide coaxial B* : la longueur peut être choisie librement, l'impédance quant à elle ne pourra pas facilement prendre des valeurs très élevées, compte tenu des contraintes sur le diamètre de l'âme et sur les dimensions du conducteur extérieur.

2.2.3. *Les paramètres imposés*

(i) *La dimension des anodes et la longueur des fingers* : ce sont les paramètres qui conditionnent le plus le dessin du multiplicateur. En effet, la capacité de jonction liée à la surface de l'anode ainsi que l'inductance ramenée par les fingers, doivent être compensées par le circuit¹³. Si la capacité est trop forte, l'adaptation sera très difficile, de même pour les inductances.

(ii) *La hauteur du guide d'entrée* : comme nous l'avons expliqué précédemment, il est nécessaire d'empêcher le signal de sortie de remonter vers le port d'entrée suivant le mode TM_{11} en réduisant la hauteur du guide. Le concepteur détermine ainsi une valeur qui va fixer la taille du composant. Dans notre cas la hauteur est déjà fixée (on achète le composant), ce qui nous enlève un degré de liberté important dans le choix des impédances des différentes sections de guides.

2.2.4. *Choix et détermination des dimensions*

(i) *Détermination de la position du composant* : C'est le point qui m'a posé le plus de difficultés, aussi vais-je détailler la démarche qui fut la mienne, en précisant le contexte du début de l'étude. Même si certains aspects développés dans ce paragraphe ne sont pas purement scientifiques, j'ai voulu les inclure pour montrer comment ils intervinrent.

a) *Le contexte* : Je savais par Neal Erickson lui-même qu'une erreur de positionnement entraînerait un non fonctionnement pur et simple du multiplicateur. Un multiplicateur mal réglé délivre une puissance pratiquement égale à zéro, non décelable avec une sonde bolométrique classique, fonctionnant à la température ambiante ; seul un détecteur très sensible, comme l'analyseur vectoriel ABmm est capable de détecter des signaux très faibles

¹³ Ce sera l'objet du chapitre suivant.

(inférieurs à 1pW voire même inférieurs à 10fW suivant les détecteurs utilisés).

Je pensais aussi que pour bâtir un modèle fiable, il était nécessaire d'avoir les valeurs de capacité de jonction sur toute la plage de tension (courbe $C_j(V)$), ainsi que la courbe courant - tension $I(V)$. Or, au moment de la conception, je ne disposais pas des composants. Je dus me contenter de la valeur de la capacité à tension nulle $C_j(0)$ donnée par le catalogue, des valeurs typiques de résistances séries et du plan du composant. Malgré la bonne volonté de l'Université de Virginie, je n'ai pu accéder à toute l'information utile ni aux modèles équivalents de diodes. J'ai alors choisi une voie à contre-pieds : construire le plus vite possible le prototype tout en me prémunissant de possibles erreurs d'analyse.

Pour justifier le fait que je n'ai pas attendu d'avoir un modèle de multiplicateur plus rigoureux et utile, je dirais qu'il a fallu attendre six mois, à partir de l'envoi des plans, pour que l'atelier de micro-mécanique démarre la réalisation de la cellule multiplicatrice. Il a fallu encore quatre mois pour réussir le premier montage en juillet 1997, avant que toute la procédure soit reprise fin août 1997 en raison d'un problème mécanique grave. Encore trois mois d'efforts furent nécessaires. Le temps à la mise en place d'une série d'expériences dans le domaine des ondes submillimétriques est parfois très important, si bien que l'on n'arrive pas toujours à vérifier ses hypothèses et ses calculs.

J'ai donc choisi de bâtir un modèle précis après avoir eu les résultats des premiers tests. Comme je le montrerai au chapitre suivant, les mesures obtenues m'ont beaucoup guidé dans l'élaboration du modèle équivalent.

b) première hypothèse : Pour adapter le circuit à la fréquence fondamentale, j'ai considéré que les diodes devaient être placées là où, naturellement, en leur absence, le champ électrique présentait un maximum. La cavité d'entrée, rappelons le, était formée de deux guides bien adaptés l'un à l'autre, et terminés par une charge proche du court-circuit. Le raisonnement implicite fait ici était que la cavité étant très surtendue, un composant de très petite taille placé trop loin d'un ventre de champ naturel, ne pouvait déformer la

carte des champs pour concentrer sur lui le champ incident. Cette concentration, ou attraction, était jugée nécessaire pour que le composant puisse capter l'énergie du signal de pompe. Un corollaire de ce raisonnement était que les caractéristiques des diodes devaient influencer assez peu sur la localisation optimale de la puce. J'ai jugé en fait que la géométrie de la cavité en guide d'onde d'entrée était plus déterminante pour le couplage que les caractéristiques du composant. Il est vrai que ce choix initial n'était pas optimum. En effet, un ventre de champ correspond à une zone de hautes impédances alors que les diodes présentent une impédance plutôt moyenne. Il faut néanmoins considérer que physiquement seulement $800\ \mu\text{m}$ séparent un noeud d'un ventre de champ, c'est à dire six fois la largeur de la puce. En effectuant cette mesure, j'ai voulu surtout éviter les noeuds de champ électrique, lieu où il n'y a naturellement aucune énergie. J'ai considéré qu'à partir de cette position moyenne, il serait possible par la suite d'optimiser la localisation du composant.

c) *La deuxième hypothèse* était que si le composant était placé à un maximum de champ, alors il serait facile de rattraper une désadaptation éventuelle par les courts-circuits d'entrée¹⁴. Le raisonnement fait ici est que la cavité d'entrée augmentée de deux sections variables de guides, pouvait générer n'importe quelle configuration de champ au niveau des diodes. Ceci fut parfaitement vérifié en pratique.

d) *Mesure du maximum de champ électrique dans la cavité à vide* : j'ai choisi de faire réaliser une maquette à 9 GHz pour déterminer les positions des ventres de champ électrique. La procédure expérimentale était la suivante : un câble $50\ \Omega$ de petit diamètre prenait la place de l'âme du guide coaxial, l'extrémité du câble étant coupée à ras. Cette sonde fut déplacée dans la cavité d'entrée pour mesurer l'intensité du champ. Il y avait ici apparemment un problème : la carte de champ du mode TE_{10} du guide rectangulaire était totalement incompatible avec la carte de champ du mode TEM propagé dans le câble $50\ \Omega$. Il ne pouvait y avoir couplage. En pratique, dû à de peti-

¹⁴ L'impédance vue par le composant est l'impédance (élevée) présentée par la ligne au niveau des diodes mise en parallèle avec l'impédance ramenée par les courts-circuits.

tes imperfections de centrage, existait un couplage faible mais suffisant pour mesurer l'évolution de l'intensité du champ. Avantage : la sonde perturbait très peu la mesure, l'énergie couplée étant alors proportionnelle à l'intensité du champ électrique dans la cavité d'entrée¹⁵. C'est ce qu'il fallait précisément. Une autre technique aurait consisté à dégager une fine fente au sommet du guide, et à mesurer l'intensité du champ avec un câble coaxial très fin. J'ai préféré la première technique car elle me paraissait plus simple à mettre en oeuvre.

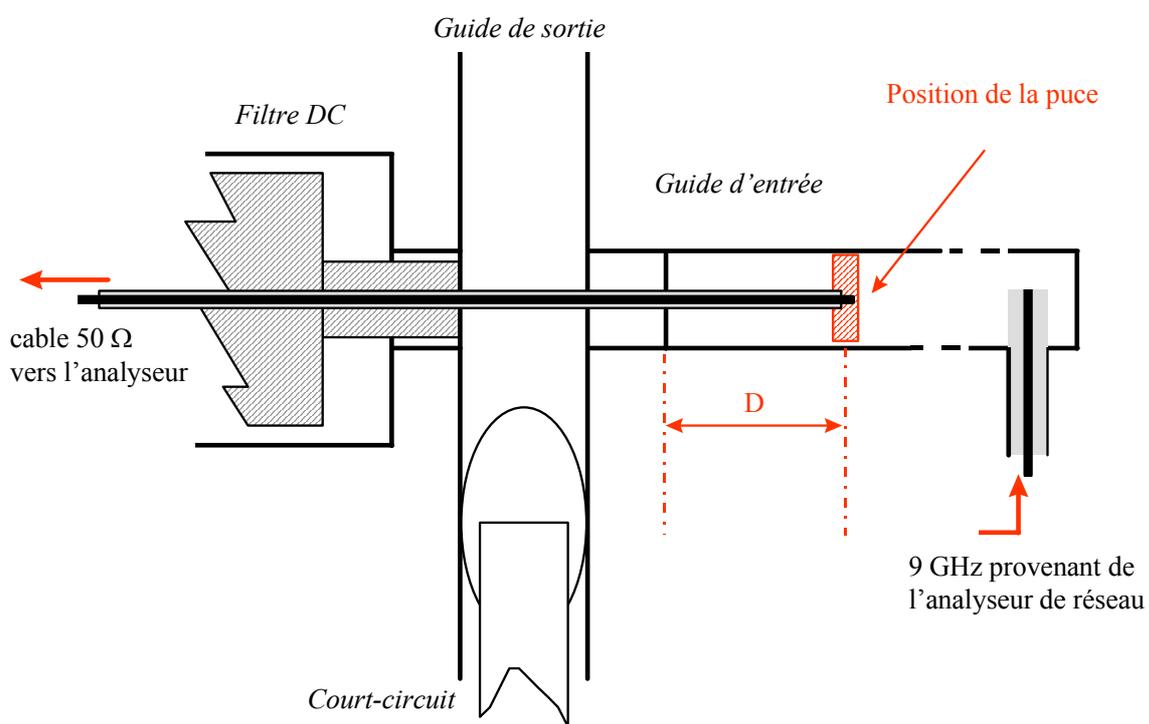


Fig. 2.13 : Maquette à 9 GHz utilisée pour la mesure du maximum de champ dans la cavité.

(ii) *longueur de la section B* : La longueur électrique de la ligne coaxiale précédant la transition guide coaxial / guide rectangulaire de sortie, a été fixée à un quart de longueur d'onde à la fréquence harmonique, pour le mode TEM.

¹⁵ Le coefficient de couplage entre le câble 50 Ω et le guide rectangulaire restait constant car il ne dépendait que de la géométrie du câble coaxial et des lignes de champ du mode TE₁₀ ; ces dernières étant identiques dans toute la cavité ; seule l'intensité du champ variaient.

L'impédance de la ligne est d'environ 87Ω [Handbook]. Le choix d'un tronçon de ligne quart d'onde, a été motivé par la nécessité d'avoir une ligne aussi courte que possible, mais est néanmoins assez arbitraire. Il reflète le manque de connaissance du fonctionnement du multiplicateur à la fréquence harmonique à ce moment de la conception.

(iii) *Guide d'entrée* : la fréquence de la source étant de 130 GHz, il y avait deux standards possibles pour le guide d'entrée du multiplicateur : le standard WR8 (2.03 x 1.02 mm) utilisé généralement entre 90 et 140 GHz, et le standard WR6 (1.65 x 0.82 mm) pour la bande 110-170 GHz. J'ai choisi le guide de plus grandes dimensions pour avoir le moins de pertes possibles dans le multiplicateur, mais surtout pour diminuer les pertes dans la source Gunn, dans l'isolateur et dans le coupleur.

(iv) *Guide d'entrée réduit* : la réduction de la hauteur du guide d'entrée s'impose d'un point de vue théorique par la nécessité de couper le mode TM_{11} à la fréquence harmonique. Dans notre cas la valeur exacte de la hauteur est imposée par le composant que nous avons acheté.

J'ai également choisi de réduire localement la grande dimension du guide WR8, en la ramenant à celle d'un guide WR6. Je pensais en effet que le composant que j'utilisais avait été conçu pour une fréquence plus élevée que la mienne (270/320 GHz), et que par conséquent le multiplicateur auquel il se destinait préférentiellement devait avoir un guide d'entrée dans le standard WR6. J'ai procédé par analogie. L'autre raisonnement qui vint me conforter dans ce choix fut que je devais ainsi concentrer le champ électrique sur les diodes : en diminuant la taille de la cavité, le composant placé au centre voyait ses dimensions relatives augmenter.

(v) *Le guide de sortie* : il a été choisi le plus grand possible pour diminuer les pertes et simplifier la réalisation. Le standard WR4 (1.09 x 0.55 mm) donné pour la bande 170-260 GHz a été retenu : il est mono-mode jusqu'à 274 GHz et convient parfaitement à la fréquence de notre projet. La hauteur du guide de sortie est réduite légèrement au niveau de la transition ligne coaxiale/guide de sortie, afin de faciliter le couplage. Le choix fut là aussi fait par analogie avec ce qu'il se faisait généralement avec ce type de transi-

tion. En effet, réduire la hauteur du guide d'onde diminuait son impédance et la rapprochait de celle de la ligne coaxiale, facilitant ainsi le couplage.

(vi) *Les stubs à l'entrée* : en entrée, j'ai placé le stub plan E et le stub plan H, à une longueur d'onde en amont de l'emplacement prévu pour le composant. Une distance plus courte aurait risqué de perturber les champs produits à la fréquence harmonique. La combinaison de ces deux stubs devait permettre d'adapter le composant en entrée.

(vii) *Les stubs en sortie* : en plus du court-circuit mobile de sortie, j'ai placé un stub série à une longueur d'onde guidée de la transition, pour faciliter le couplage au guide de sortie. Due aux contraintes de réalisation mécanique, la distance d'une longueur d'onde n'a pu être réduite.

(viii) *Les courts-circuits* : La qualité des courts-circuits mobiles est déterminante pour le fonctionnement du multiplicateur. A ces fréquences, il n'est pas rare de gagner trois décibels sur la puissance de sortie, uniquement en remplaçant un court-circuit par un autre ! Ceci justifie quelques attentions particulières.

Dans le domaine millimétrique et submillimétrique, il y a essentiellement deux types de courts-circuits mobiles : les courts-circuits avec contact électrique, et les courts-circuits sans contact, dits à pièges. Lorsqu'il s'agit de guides rectangulaires (le cas le plus fréquent), les premiers sont réalisés avec une lame de cuivre béryllium avec laquelle on forme une boucle que l'on soude à l'extrémité d'un piston. La boucle, par son élasticité, touche les parois du grand côté du guide rectangulaire, et forme ainsi un court-circuit. Le piston permet de déplacer la boucle dans le guide.

La qualité d'un tel court-circuit, réside dans la capacité ou non de la boucle, à effectuer un bon contact électrique, sur la plus grande partie des parois du grand côté du guide. La répartition d'énergie dans le guide d'onde rectangulaire, fait que le contact électrique sur les parois du petit côté du guide, n'est pas très important pour l'efficacité du court-circuit mobile. Compte tenu des petites dimensions des guides, la réalisation de tels courts-circuits est ardue. Il y a de plus un autre inconvénient : la durée de vie du court-circuit à boucle est limitée par l'usure de la boucle. Ce phénomène se produit très rapidement si le métal n'est pas assez élastique ou si les frictions sont trop fortes. J'ai

choisi d'utiliser des rubans d'acier inoxydable non recuit de 50 microns d'épaisseur et dorés par évaporation après soudure électrique sur un mandrin d'acier. Les boucles ainsi formées se sont avérées être très robustes, très élastiques et de bonne qualité¹⁶. Cependant elles peuvent rayer le guide d'onde sur les flancs si la friction est importante. Remarquons qu'au Rutherford Appleton Laboratory des boucles faites d'un ruban d'or spécial sont utilisées. Elles vieillissent plus lentement qu'on pourrait le penser et assurent une excellente qualité de contact.

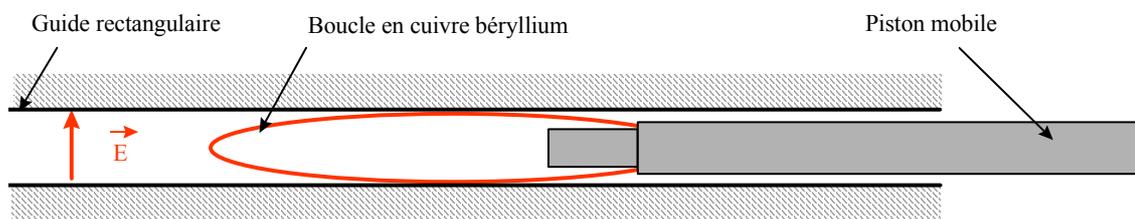


Fig. 2.14 : Court-circuit à boucle.

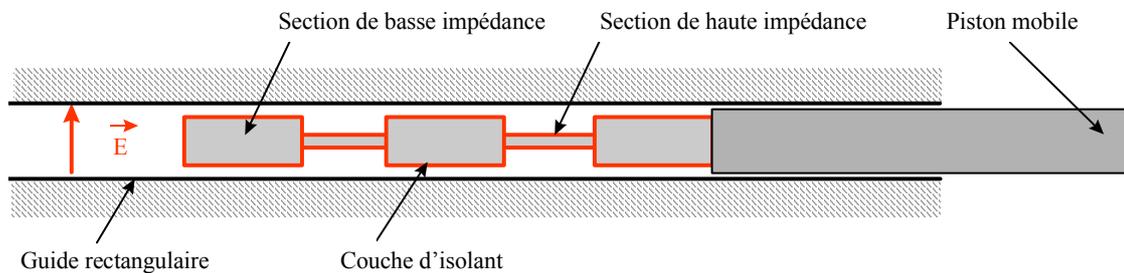


Fig. 2.15 : Court-circuit à pièges.

Les courts-circuits dits à pièges permettent d'obtenir, s'ils sont parfaitement bien maîtrisés, d'excellentes performances. Malgré les nombreuses études, il n'y a pas de modèle de filtre qui s'impose dans les domaines millimétrique et submillimétrique. Dans la plupart des cas, ils sont constitués d'un piston mobile placé dans le guide d'onde, et isolé électriquement des parois du guide.

¹⁶ Voir les mesures présentées au chapitre suivant.

Le piston présente à son extrémité, une série de sections de dimensions et de longueurs variables [Mattiocco 92], [Brewer 82].

Ce piston forme avec le guide rectangulaire un filtre mobile coupe bande. Il est possible de représenter l'ensemble à l'aide de lignes de transmissions, dont les impédances et les longueurs électriques sont liées aux dimensions. Malgré les apparences, la détermination d'un tel modèle équivalent n'a rien de simple. Dans les différentes sections plusieurs modes de propagations peuvent être excités : deux modes similaires au mode TE_{11} de la ligne coaxiale, et le mode TEM. Certains auteurs parlent aussi de modes longitudinaux magnétiques et électriques (LSM et LSE pour « longitudinal section magnetic mode » et « longitudinal section electric mode » en anglais). Dans le cas où nous supposons que seuls les modes TE_{11} et TEM peuvent se propager, il faut connaître quel est le couplage du mode TE_{10} incident à ces modes. Dans le cas d'un centrage parfait du filtre, seul le mode TE_{11} est couplé. Mais en pratique le centrage est approximatif. En fait, la qualité des courts-circuits à pièges dépend surtout de la qualité de leur réalisation, c'est à dire, de la qualité du centrage, du jeu entre le piston et le guide, de la différence de hauteur et de largeur entre les sections. Un autre aspect important à considérer est la terminaison du court-circuit : La partie de l'onde non réfléchi par le filtre peut se propager entre le piston et le guide rectangulaire, et, arriver en bout de guide sur une charge parfaitement aléatoire, allant du circuit ouvert au court-circuit. Il s'en suit généralement une série de résonances dans la bande du filtre [Kerr 88].

(ix) *Filtre DC* : Pour polariser le composant il est nécessaire de réaliser un filtre passe bas empêchant les signaux hyperfréquences de remonter jusqu'à la source de tension. Ce filtre est placé après la transition de sortie. Pour des raisons de simplicité de réalisation et de performances, ce filtre a été réalisé en guide coaxial circulaire, dans le prolongement de l'âme centrale du guide coaxial des sections A et B. Le choix d'une technologie coaxiale est ici très approprié : la modulation d'impédance nécessaire dans les différentes sections pour réaliser la fonction filtrage est facile à obtenir. Les pertes dans les sections de hautes impédances sont aussi nettement plus réduites que pour un

filtre réalisé en technologie micro-ruban ou micro-ruban suspendu (les courants circulent sur une surface beaucoup plus grande.) Par contre il faut éviter les sections de trop faibles impédances car les pertes sont alors très élevées.

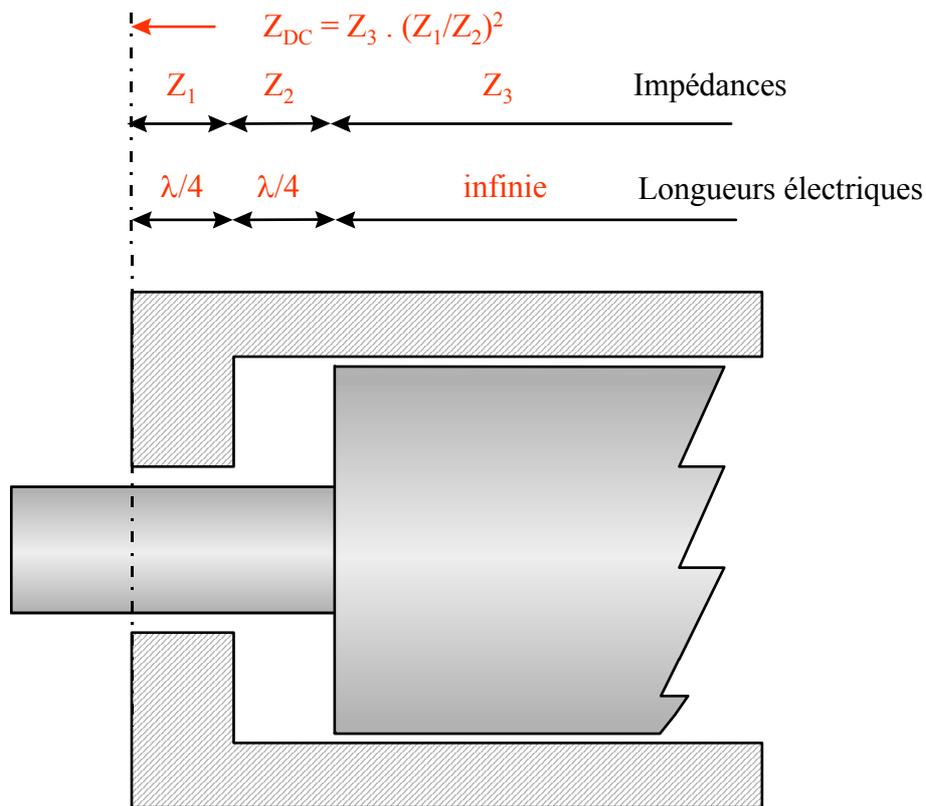


Fig. 2.16 : Filtre DC calculé pour 260 GHz.

Le filtre est constitué d'une succession de deux tronçons quart d'onde pour le mode TEM, respectivement de basse ($Z_1=9\Omega$) et de haute impédance caractéristique ($Z_2=67\Omega$), terminés par un tronçon de très basse impédance ($Z_3=2\Omega$) de beaucoup plus grande longueur, dont la terminaison est reliée à un connecteur SMA. Cette dernière section est à fortes pertes, si bien que l'impédance qu'elle ramène à la fin de la deuxième section quart d'onde n'est autre que son impédance caractéristique Z_3 . L'impédance ramenée par le filtre

à son entrée est alors : $Z_{DC} = (Z_1/Z_2)^2 \times Z_3$, Z_{DC} est de faible valeur si bien que le filtre ramène un court-circuit à son entrée.

Compte tenu des dimensions importantes du filtre coaxial, le mode TE_{11} pourrait s'y propager à 260 GHz, cependant il n'est pas excité, et ce, pour les mêmes raisons qui font que les harmoniques impairs ne se couplent pas au guide de sortie (voir paragraphe 2.14). Seul le mode TEM est propagé. La longueur d'onde guidée est alors la longueur d'onde dans le vide, et le calcul de l'impédance des différentes sections est aisé.

2.3. Résultats expérimentaux

2.3.1. Mesure de la puissance de sortie à 260 GHz

Les premières mesures RF ont été effectuées en Juillet 1997. Le premier multiplicateur monté portait le n°2 avec une diode de l'Université de Virginie SB3T2-B0¹⁷. La source Gunn large bande fabriquée par J.C. Carlstrom délivrait environ 40 mW à 130 GHz. Nous avons cherché à mesurer la puissance maximale que pouvait produire la chaîne d'oscillateur local, ainsi avons nous couplé directement le multiplicateur à la source Gunn. Celle-ci fut de surcroît polarisée à la tension maximale autorisée pour un fonctionnement normal et sûr (9.5V). La puissance fut mesurée avec un puissance mètre Anritsu en guide d'onde WR5. Ce dernier n'était pas étalonné à la fréquence de sortie (260 GHz) mais seulement à 140 GHz. Cependant, nous avons étalonné postérieurement cet instrument à la fréquence utile en utilisant un puissance mètre dit absolu fabriqué par Thomas Keating. L'incertitude sur la valeur mesurée avec la sonde Anritsu en guide WR5 était de l'ordre de 20%¹⁸.

Nous obtînmes environ 5 mW à 260 GHz ce qui constituait une performance très bonne. Les réglages cependant se sont avérés être très longs et difficiles : il y avait six pistons mobiles plus la polarisation. En pratique nous avons

¹⁷ Trois blocs furent réalisés. Le bloc n°1 fut retourné à l'atelier de micro-mécanique car il comportait un défaut de réalisation gênant.

¹⁸ Les mesures de puissances dans le domaine des ondes millimétriques est un délicat problème. Se reporter aux annexes pour le détail des procédures.

trouvé que la puissance de sortie pouvait doubler entre les dix premières minutes de réglage et la fin de l'optimisation, une heure après. Cette difficulté disparaissait complètement en isolant la source Gunn du multiplicateur, mais au pris d'une baisse de 50% (-3dB) de la puissance de sortie. Cette diminution des performances s'explique par le fait que le *rendement de conversion* dépend fortement de la puissance d'entrée, et par le fait que l'isolateur empêche les fluctuations de la puissance de la source Gunn en fonction de la charge qu'il lui est présentée.

Malheureusement nous dûmes démonter la diode et trouver une nouvelle solution pour monter les composants. Nous dûmes également reprendre le dessin du filtre DC pour éviter toute contrainte mécanique sur le composant auquel il était connecté. De surcroît, l'Université de Virginie ne disposait que d'un stock très réduit de diodes, de qualité moyenne. Nous n'avons jamais obtenu de nouveau cette puissance. En octobre - novembre 1997 nous avons remonté deux doubleurs avec la nouvelle procédure mise au point par M. Benoît Lecomte. La figure 2.17 donne les meilleurs résultats obtenus :

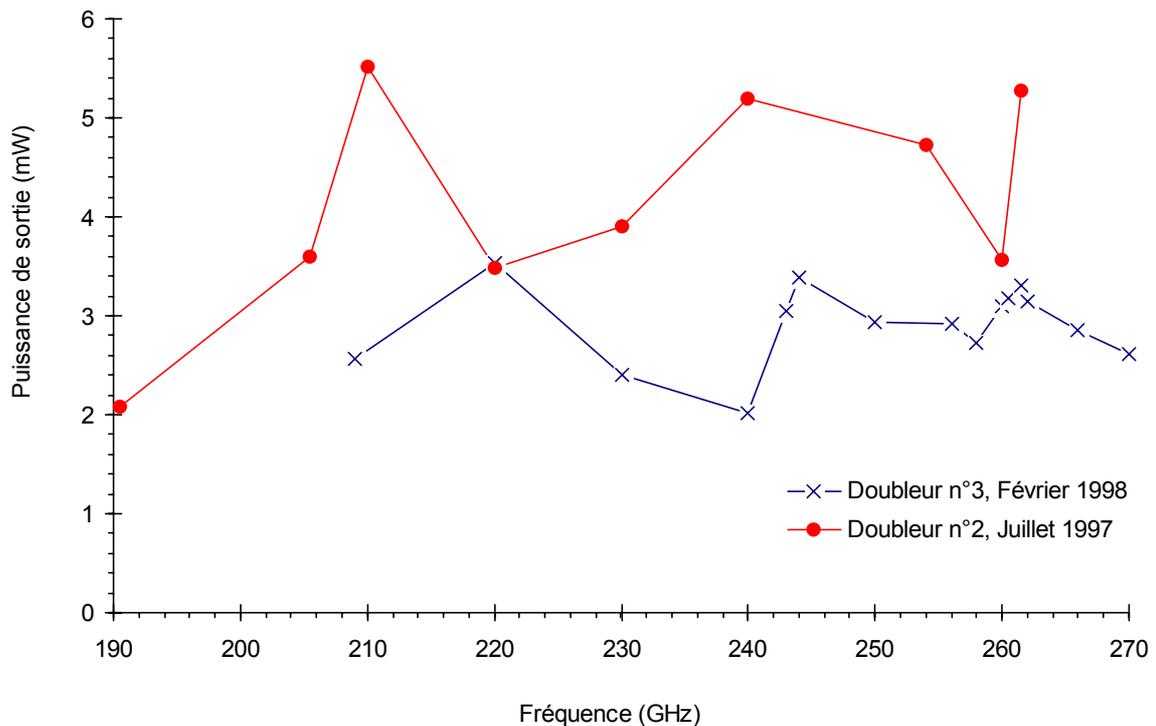


Fig. 2.17 : Doubleurs équilibrés n°2&3 avec différentes diodes. Les multiplificateurs sont directement connectés à la source Gunn.

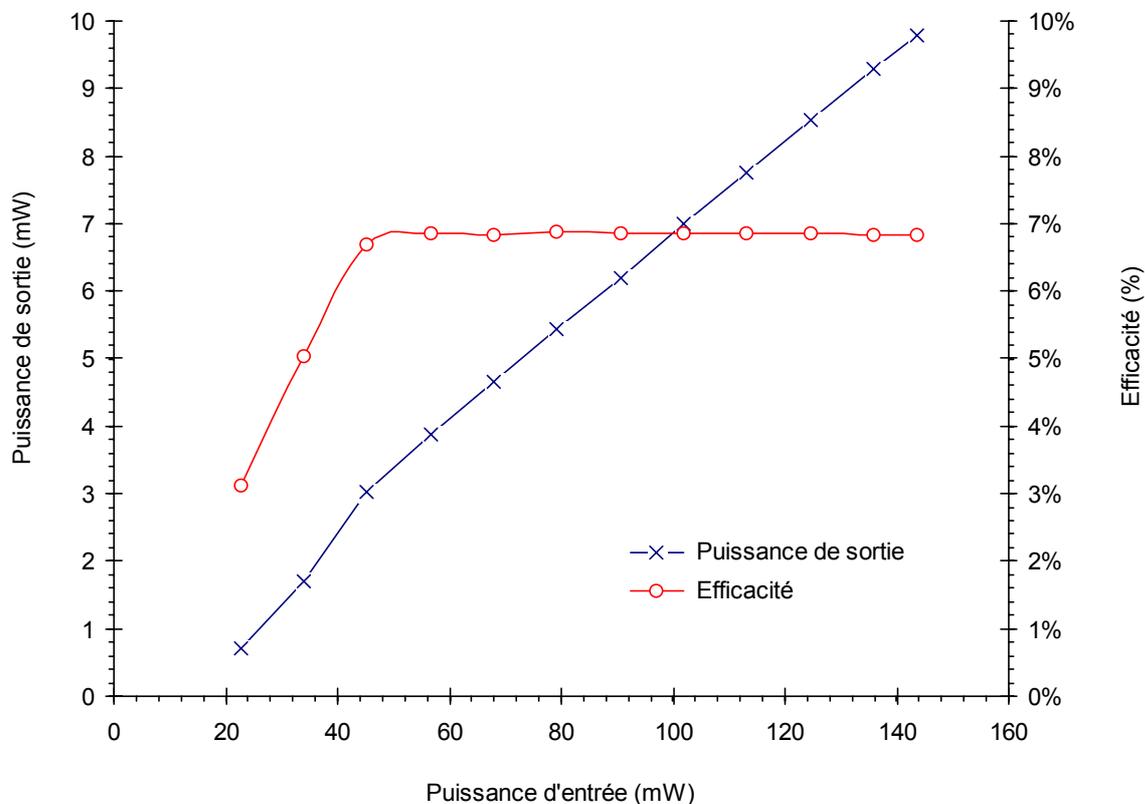


Fig. 2.18 : Doubleur équilibré n°3, diode UVa SB3T2-B0. Le doubleur est réglé à 261.5 GHz pour 80 mW de puissance de pompe.

2.3.2. Efficacité de conversion entre 205 et 280 GHz

Nous avons mesuré en mai 1998 l'efficacité de conversion du doubleur n°3 sur une grande plage de fréquence avec des incréments de fréquences très petits, en optimisant le rendement pour chaque point. Nous avons réalisé deux séries de mesures : l'une avec un isolateur large bande (environ 3dB de pertes) et l'autre sans isolateur. Dans les deux cas nous avons utilisé le puissance mètre absolu Thomas Keating. Compte tenu de la procédure expérimentale, la puissance injectée dans le multiplicateur n'a pu être maintenue constante sur toute la bande de fréquence.

En relevant la puissance délivrée par la chaîne de multiplication, il nous a semblé que le fonctionnement du multiplicateur était décalé vers 225 GHz. En effectuant un calcul de l'efficacité de conversion, ce décalage apparaît moins net toutefois. De plus il faut tenir compte du lien entre puissance d'entrée et rendement de conversion : à 112.5 GHz, la source Gunn délivre plus de puissance qu'à 130 GHz ; le rendement à 225 GHz est donc obtenu dans des conditions plus favorables qu'à 260 GHz.

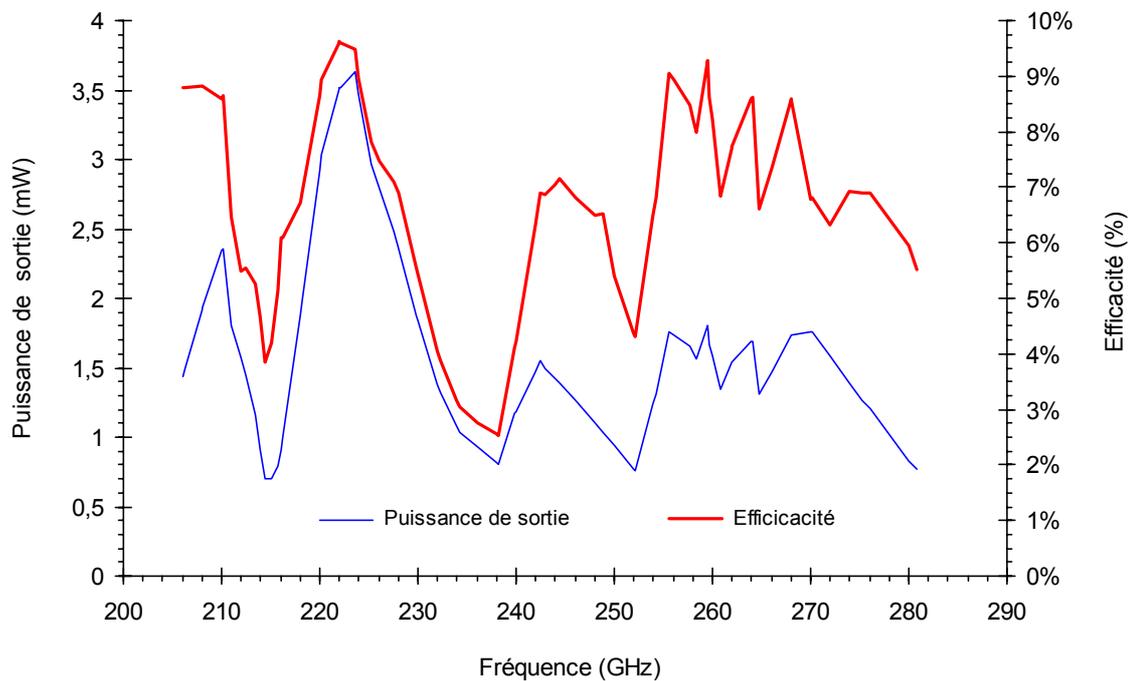


Fig. 2.19 : Doubleur équilibré n°3, Diode UVa SB3T2-B0. Le multiplicateur est pompé par une source Gunn large bande non isolée.

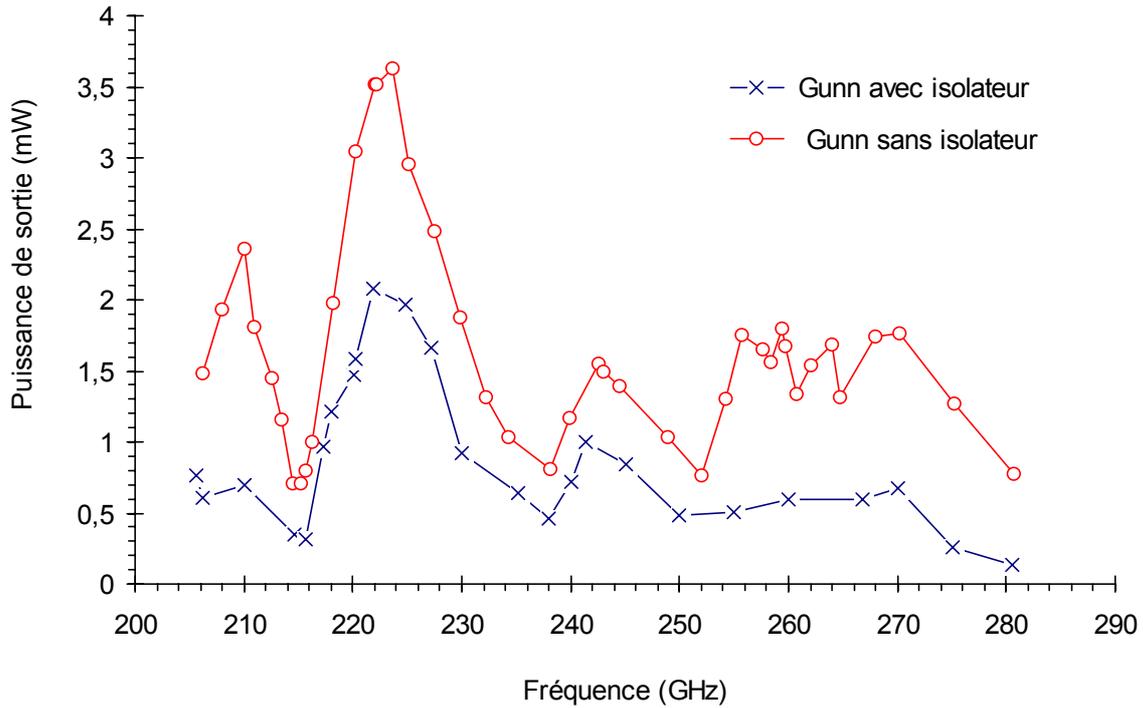


Fig. 2.20 : Doubleur équilibré n°3, Diode UVa SB3T2-B0. Le multiplicateur est pompé par une source Gunn large bande
 Une discussion sur l'origine de ce décalage sera proposée au chapitre suivant. Il faut en effet posséder un modèle précis du multiplicateur pour l'expliquer et proposer une modification du montage en vue d'une amélioration. L'analyse présentée jusqu'à présent permet seulement de dire que la position du composant dans la cavité est probablement mal choisie. La seule solution est alors de tenter de l'optimiser empiriquement.

2.3.3. Bande instantanée à 260 GHz

Nous avons mesuré la bande passante instantanée à 260 GHz du doubleur n°3 monté avec une diode UVa SB3T2-B0, c'est-à-dire la réponse du multiplicateur lorsque la fréquence d'entrée varie et que les réglages sont fixes. Dans cette expérience la puissance d'entrée est restée fixée à 10mW et le multiplicateur était isolé de la source Gunn. Les mesures ont été effectuées avec un puissance mètre Thomas Keating.

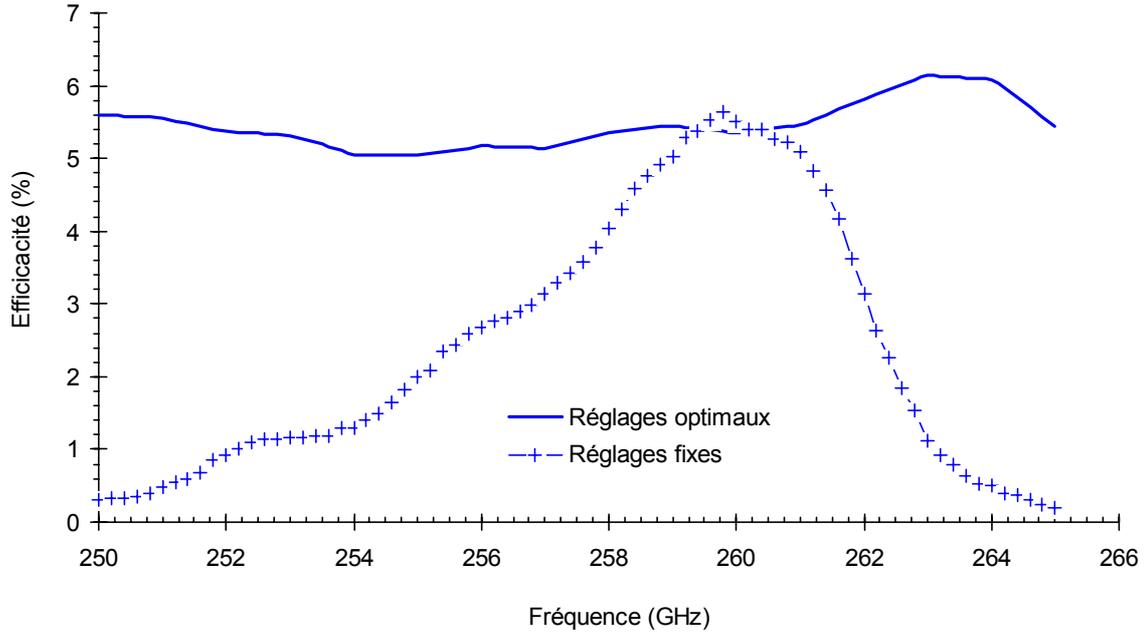


Fig. 2.21 : Doubleur équilibré n°3, Diode UVa SB3T2-B0. Le multiplicateur est pompé avec 10 mW délivrés par une source Gunn isolée.

La bande instantanée à 3dB est de 2.5%. Ceci est la contrepartie de la présence de nombreux courts-circuits. Il est possible d'élargir la bande passante en perfectionnant le circuit d'adaptation en entrée et en sortie, Neal Erickson obtient ainsi 15 % de bande [Erickson 3/97]. Dans notre cas le circuit de sortie est réduit à deux tronçons de lignes TEM d'impédance très voisine (section A et B du guide coaxial), et connectés à la transition de sortie. L'analyse faite précédemment ne permet pas de savoir l'importance du choix des dimensions de ces sections. Le modèle est absolument nécessaire.

2.3.4. Adaptation en entrée et qualité des courts-circuits d'entrée

(i) *Objet de la mesure* : L'une des hypothèses principales que j'ai faites lors de la phase de conception du doubleur, consistait à considérer que les courts-circuits d'entrée permettraient d'optimiser l'impédance vue par les diodes à la fréquence d'entrée, de manière à coupler entièrement la puissance de pompe au composant. Ceci s'est parfaitement vérifié en pratique. Pour le montrer nous avons enregistré les variations de l'adaptation d'entrée et de la puissance de sortie en fonction de la position des courts-circuits. A partir d'une position optimale des réglages, nous avons déplacé un court-circuit à la fois.

Pour les mesures nous avons utilisé l'analyseur vectoriel ABmm qui donnait une dynamique de mesure de 60 dB, une stabilité de phase du signal de sortie à court terme (1s) meilleure que 0.05 degrés, une dérive à long terme inférieure à 4° sur deux heures, et un taux d'onde stationnaire en sortie de 1.01. L'adaptation d'entrée a quant à elle été mesurée par un puissance mètre dont la dynamique n'excédait pas 30 dB. Cette série d'expériences fut réalisée en août 1997 avec le doubleur n°2 monté avec une diode UVa SB3T2-C0. Ce composant a des capacités de jonction 30% plus élevées que le composant SB3T2-B0 utilisé pour les autres mesures. Nous n'avons pas refait la série de mesures complète avec la diode SB3T2-B0 car un comportement très similaire fut constaté lors des mesures de puissance.

(ii) *Les mesures* : La figure 2.22 donne la réponse du multiplicateur pour 130 positions du court-circuit d'entrée plan H. La figure 2.23 quant à elle correspond au court-circuit d'entrée plan E pour 140 positions. La puissance de sortie est normalisée par rapport au maximum ; la phase de sortie a une origine arbitraire ; les distances sont normalisées par rapport à la longueur d'onde théorique et les positions sont repérées à partir du premier maximum. Il n'a pas été possible de repérer en absolu les positions des courts-circuits.

Nous constatons que le rendement maximum correspond bien à la meilleure adaptation qui peut être excellente. Nous avons cependant un couplage très résonnant qui explique en partie l'étroitesse de la bande passante du multiplicateur. Il semble que le rôle du court-circuit plan E soit différent de celui du court-circuit plan H ; en fait tout dépend de l'optimisation initiale. Les rôles sont interchangeable.

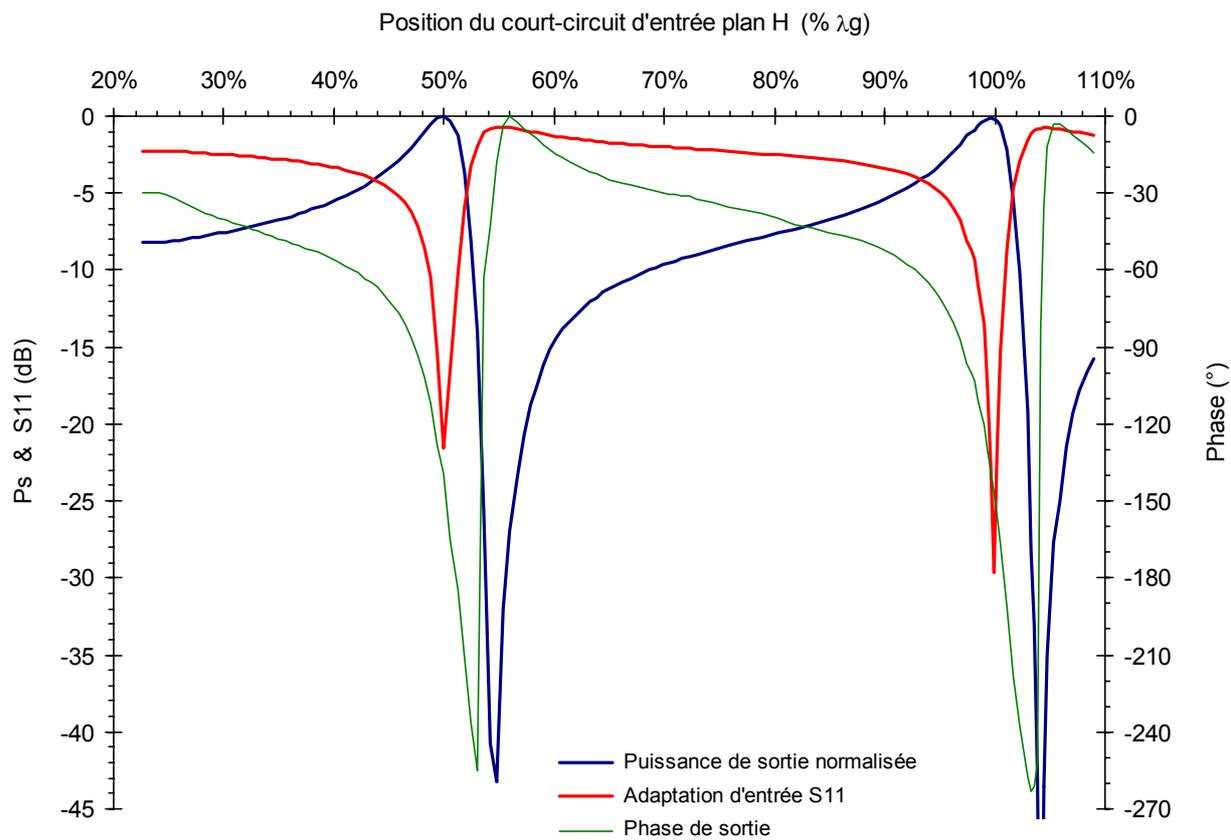


Fig. 2.22 : Fréquence = 260.0 GHz. Doubleur $n^{\circ}2$, Diode UVa SB3T2-C0. Adaptation d'entrée et puissance de sortie relative en fonction de la position du court-circuit d'entrée plan H.

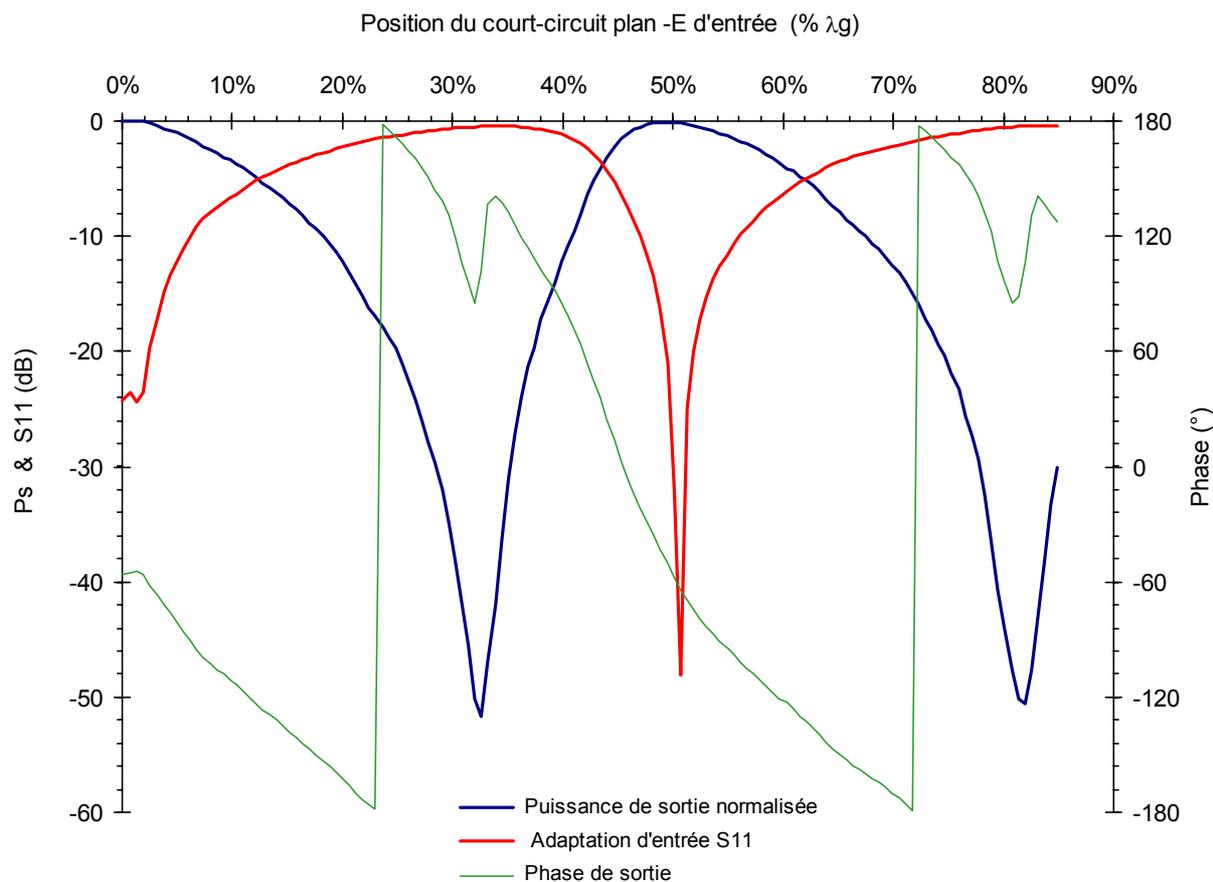


Fig. 2.23 : Fréquence = 260.0 GHz. Doubleur n°2, Diode UVa SB3T2-C0. Adaptation d'entrée et puissance de sortie relative en fonction de la position du court-circuit d'entrée plan E.

La modulation du signal de sortie est importante (environ 50 dB) ce qui indique que la qualité des courts-circuits à boucle est bonne. Sur ce multiplicateur, et avec les courts-circuits montés alors, une perte de 0.4 dB de l'ensemble du circuit d'entrée a été mesurée, ce qui confirmait la très bonne qualité des courts-circuits.

2.3.5. Influence et qualité des courts-circuits de sortie

Des mesures similaires à celles présentées au paragraphe précédent ont été effectuées pour les deux courts-circuits de sortie suivant la même procédure et avec le même multiplicateur.

La figure 2.24 donne pour 120 positions du court-circuit de sortie la réponse du multiplicateur. Il apparaît que le réglage du piston de sortie est critique, ce qui est en général le cas pour ce type de transition guide rectangulaire - guide coaxial. Notons la bonne modulation du signal de sortie, preuve de la bonne qualité du court-circuit. La figure 2.25 quant à elle, donne pour 50 positions du court-circuit plan E de sortie la réponse du multiplicateur. Il apparaît clairement qu'il est inutile pour l'adaptation de sortie. De plus sa qualité semble inférieure, bien qu'elle reste correcte.

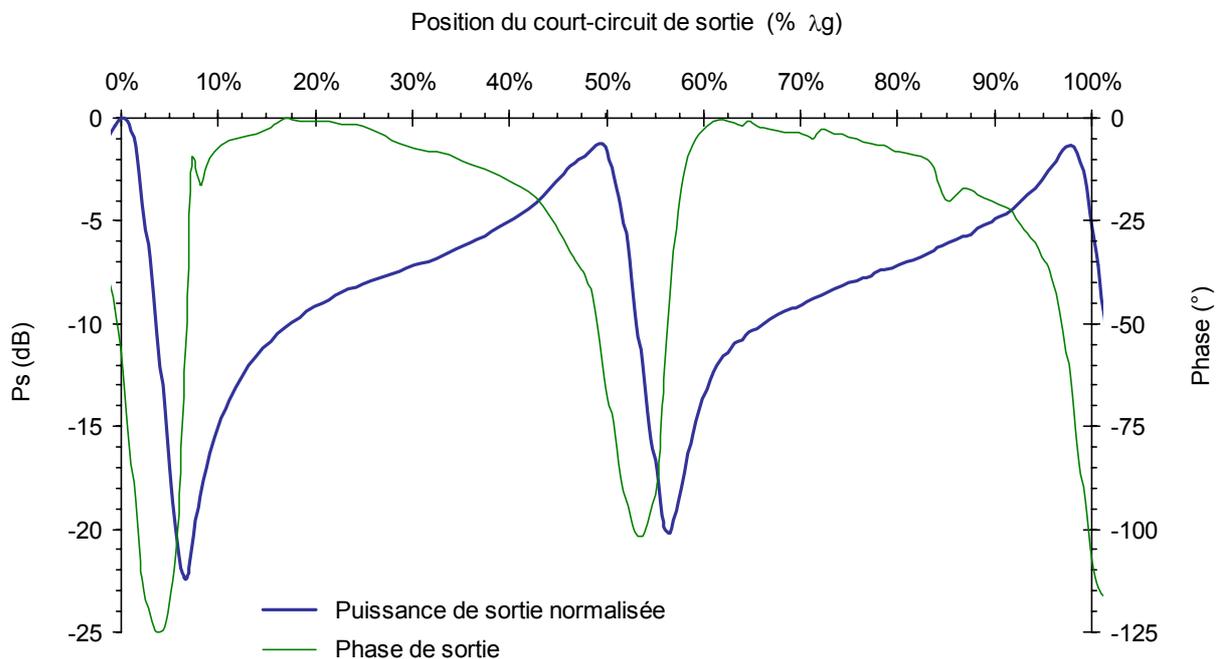


Fig. 2.24 : Fréquence = 260.0 GHz. Doubleur n°2, Diode UVa SB3T2-C0. Puissance de sortie relative en fonction de la position du court-circuit de sortie.

Lors de cette série d'expériences nous avons pu constater que l'adaptation d'entrée variait peu avec la position des courts-circuits de sortie. Lorsque le multiplicateur était complètement désadapté en sortie le rendement atteignait un minimum, mais à l'inverse, le courant sur les diodes augmentait. Le multi-

plicateur pompé avec moins de 10 mW, voyait sa polarisation peu modifiée et son adaptation d'entrée quasiment stable. Il y avait alors indépendance de l'entrée vis à vis de la sortie. Par contre le multiplicateur fortement pompé perdait cette indépendance entrée-sortie, ce qui compliquait les réglages.

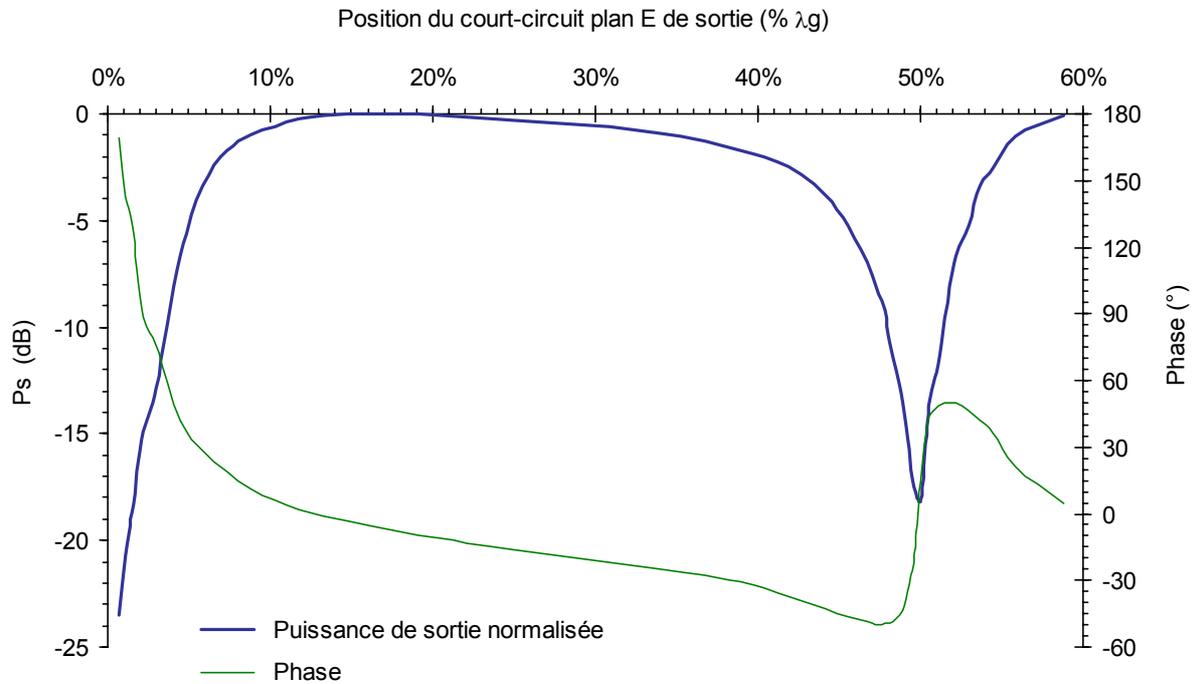


Fig. 2.25 : Fréquence = 260.0 GHz. Doubleur n°2, Diode UVa SB3T2-C0. Puissance de sortie relative en fonction de la position du court-circuit plan E de sortie

2.4. Conception d'un nouveau composant en vue d'élargir la bande passante instantanée

(i) *Introduction* : Les résultats obtenus avec le prototype nous ont encouragé à chercher des améliorations pour augmenter le rendement et la bande passante instantanée. Cette dernière est en effet trop faible pour des projets tels que FIRST, SOFIA ou LSA.

En Février 1998 le groupe de Peter Siegel au JPL m'a offert la possibilité d'inclure dans l'une de leurs fabrications de diodes pour doubleurs équilibrés, des diodes que j'aurais dessinées pour mon multiplicateur à 260 GHz. Malheureusement je n'ai eu que 10 jours pour me décider et envoyer les plans. Dans l'impossibilité d'optimiser les caractéristiques du composant (je n'avais pas de schéma équivalent), j'ai du choisir une idée simple basée sur les travaux précédents.

(ii) *Les paramètres libres et imposés* : J'avais le choix de la capacité de jonction des anodes, de la taille des fingers et des pistes. Les valeurs des différents dopages étaient quant à elles fixées par le JPL. Ceci veut dire que je ne savais pas pour quelle puissance de pompe étaient prévus les composants qu'ils fabriquaient. Je ne savais pas non plus quelles résistances série et capacités parasites je pouvais attendre. Même en ayant un modèle précis, ce manque de connaissance aurait limité les possibilités d'optimisation.

En ce qui concerne la mécanique, seule une modification du filtre DC et donc de la longueur de la section A du guide coaxial d'entrée, était envisageable. Le délais de fabrication et le prix de la réalisation ne permettaient pas d'autres changements.

(iii) *Un composant dédoublé* : j'ai repris l'idée initiale concernant le choix de la position dans la cavité d'entrée. Au vu des résultats concernant l'influence de la position des courts circuits d'entrée, j'ai pensé que la position des diodes devait être très critique. Par conséquent un déplacement du composant à partir d'une position optimale aurait entraîné une baisse de rendement importante, ce qui était équivalent à dire que le maximum de champ électrique incident devait se déplacer dans la cavité d'entrée en fonction de la fréquence.

Cette dernière constatation fut à la base du dessin du nouveau composant : pour une fréquence donnée il devait y avoir une position optimale, en dehors de cette position, le composant ne devait pas recevoir d'énergie, il devait être comme déconnecté. J'ai donc imaginé un nouveau composant dédoublé par rapport au premier. Une première branche devait « capter » l'énergie pour une fréquence, et la seconde pour une fréquence décalée par rapport à la précédente.

Le composant dessiné est décrit par la figure 3.26. J'ai repris exactement les dimensions et les caractéristiques du composant fabriqué par l'Université de Virginie, et je l'ai dupliqué. Le décalage entre les deux branches est de 100 microns, soit l'équivalent d'un décalage de 3% de la longueur d'onde pour la fréquence d'entrée. En ayant une bande passante instantanée de 2.5%, je voulais voir si ce type de composant était susceptible d'augmenter sensiblement la bande passante.

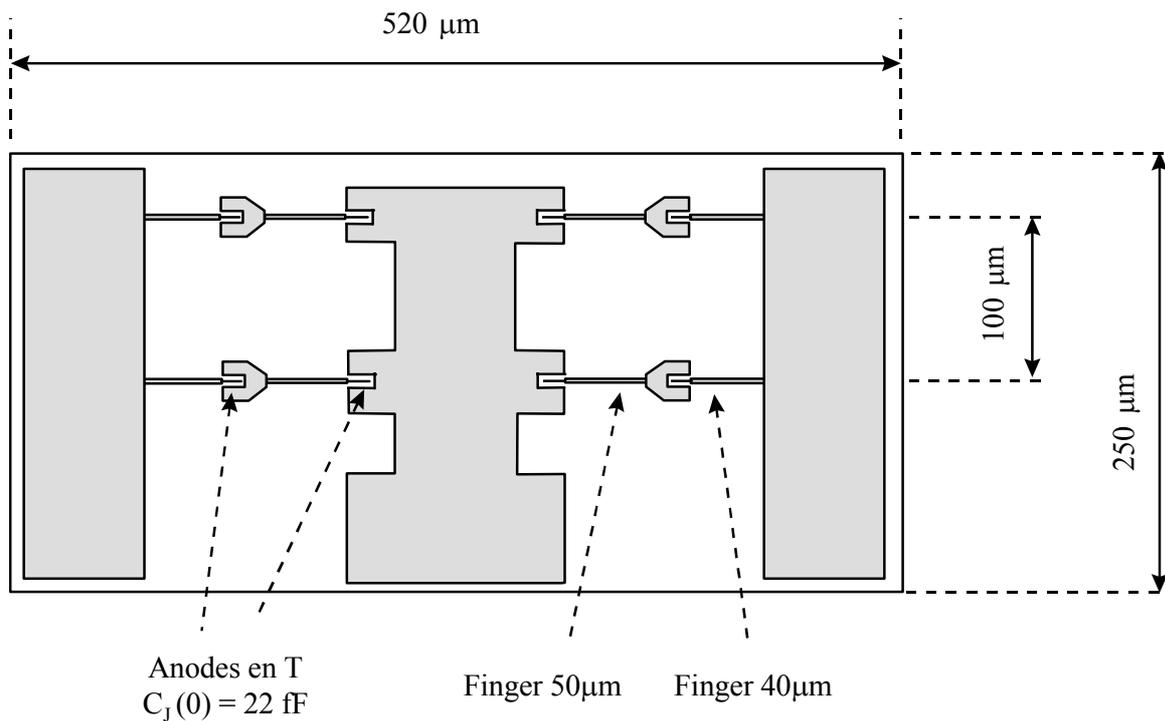


Fig. 2.26 : Diode destinée à augmenter la bande passante instantanée du doubleur équilibré. Réalisation : Imran Mehdi, JPL, groupe de Peter Siegel.

(iv) *Les limites de la conception* : la principale limitation qu'il y a à craindre de ce composant concerne les capacités de jonction : en effet l'idée que l'énergie ne doit se coupler que sur un composant et pas sur l'autre est approximative : l'énergie incidente passe d'un composant à l'autre progressivement. Dû à cette interaction, il est fort à craindre que la capacité des jonctions soit trop élevée : il aurait fallu les diminuer pour compenser la mise en parallèle de deux branches identiques. Mais pour cela il fallait un modèle équivalent et

d'autres éléments concernant les diodes. Le parti choisi fut celui de tester l'idée et de tenter d'observer un élargissement de bande. L'idée de mettre plusieurs branches en réseaux me semble une voie intéressante, mais elle nécessite une bonne maîtrise de la conception et de la technologie.

(v) *Tests au JPL* : les composants dessinés ont été réalisés à la fin de l'année 1998 par le Jet Propulsion Laboratory. Ils seront montés et testés au JPL à partir du mois de mars 1999.

3. Construction d'un modèle circuit du doubleur équilibré

3.1. Introduction

Le modèle de multiplicateur présenté comporte une description du composant planaire placé dans le guide d'onde d'entrée, suivie de la représentation de la structure qui l'entoure en un circuit passif équivalent. Il a été construit par étape, en comparant le plus possible les résultats de simulation avec les observations faites pendant les mesures.

Avant de présenter ce travail, je rappellerai quelques points importants sur la notion de modèle et de simulation.

(i) *L'objet et son modèle* : Le modèle n'est qu'une *représentation* qui décrit le fonctionnement de l'objet sans pouvoir l'expliquer. La confusion des deux se produit lorsque les lois utilisées pour établir le modèle sont oubliées. L'illustration en est donnée par l'exemple concret de la notion d'impédance appliquée à un guide d'onde :

Prenons le cas de deux guides coaxiaux cylindriques, utilisés dans leur bande monomode TEM, et reliés entre eux. Définir et calculer l'impédance de chaque section ne pose ici aucun problème. Elle est déterminée directement par le logarithme du rapport des diamètres des conducteurs extérieurs et intérieurs. Les deux sections de guide coaxial peuvent être ainsi de diamètres différents et avoir exactement la même impédance. Dans ce cas de figure, il se produira quand même une réflexion à l'interface, car les deux guides sont physiquement différents. Cependant, représenter les différentes sections par des lignes de propagation d'impédances caractéristiques données par le rapport des diamètres, rend impossible le calcul du coefficient de réflexion au niveau de la jonction : la réunion des deux tronçons de guides apparaît comme une ligne de propagation parfaitement homogène.

Il faut étudier les cartes de champ pour calculer les paramètres de la réflexion, puis inclure dans le modèle de type « circuit » un élément réactif équivalent à la discontinuité. Dans sa plage de validité, ce modèle amélioré se

comportera comme l'objet lui-même, et la réflexion à l'interface des deux guides sera bien visible.

Cependant, derrière l'élément réactif ajouté, se cachent des phénomènes de stockage d'énergie produits par la présence de modes évanescents au niveau de la jonction des deux sections de guides. Ces modes évanescents sont réduits dans le modèle circuit, aux effets produits sur la propagation des ondes. Le modèle ne contient plus l'information sur l'origine physique de ces effets. Il est donc incapable de les expliquer.

(ii) *Le recours à des simulations électromagnétiques tridimensionnelles* : L'utilisation de simulateurs électromagnétiques tridimensionnels nous permettra dans de nombreux cas d'obtenir une bonne description des discontinuités. Toutefois le problème de fond demeure : un simulateur fait référence directement aux équations de base de l'électromagnétisme, écrites sous leur forme différentielle ou intégrale, mais il les résout de façon *approchée* sur un objet seulement *constitué d'un ensemble d'échantillons* de la structure étudiée. Malgré ses limitations, la simulation a son utilité, car la résolution directe et rigoureuse des équations de Maxwell n'est possible que dans un nombre de cas très restreint.

(iii) *L'échantillonnage et la convergence* : avant de commencer une simulation, il faut d'abord représenter la structure, tâche qui se réduit dans de nombreux cas à un échantillonnage, appelé aussi *maillage*. C'est une étape très délicate. En effet, le maillage doit être en rapport avec la longueur d'onde et la taille de l'objet simulé. Il doit être en rapport aussi avec la nature du problème traité. En pratique, il est nécessaire d'avoir une idée des courants et des champs présents dans la structure pour échantillonner efficacement. Une certaine connaissance *a priori* est donc nécessaire.

Les simulations s'effectuent par itérations successives jusqu'à ce que les résultats renvoyés par le programme soient considérés par l'utilisateur comme stationnaires. Le critère d'arrêt est alors choisi en fonction de « la précision » désirée. C'est à ce point précis que l'on peut oublier que le simulateur ne travaille pas sur l'objet réel, mais sur un ensemble d'échantillons provenant de cet objet, et qu'il utilise une méthode spécifique de résolution des équations

de Maxwell ; la convergence des calculs ne permet absolument pas d'affirmer que les résultats obtenus sont « justes » avec une précision donnée.

(iv) *La précision des résultats de simulation* : tout comme on étalonne un instrument de mesure, il est nécessaire d'étalonner le simulateur électromagnétique, en prenant soin d'utiliser des exemples s'approchant le plus possible des structures que l'on désire étudier. On peut en effet considérer que le simulateur est un banc de mesure virtuel qui nécessite un apprentissage, plus ou moins long suivant la nature des mesures à effectuer et suivant la précision et l'exactitude souhaitées.

Beaucoup de travail reste à faire dans ce domaine. En fait, les simulateurs devraient comporter un guide très précis pour chaque cas de figure type, avec l'établissement de procédures étalonnées, vérifiées et surtout normalisées. Il me paraît très difficile de parler de précision et encore moins d'exactitude sans ce travail préalable.

(v) *Mon travail de thèse* : j'ai bénéficié du travail de M. Frédéric Dauplay qui a mis en oeuvre avec M. Pierre Bertram, deux logiciels de simulation 3D-TLM¹⁹ et FDTD²⁰. Frédéric Dauplay a surtout effectué un long travail d'étalonnage des simulateurs en utilisant des résultats théoriques ou expérimentaux connus. Sa démarche a permis de prendre conscience de la difficulté de certaines simulations. A l'ENST de Bretagne, j'ai utilisé la méthode des éléments finis pour simuler certaines parties du doubleur. De nombreux éléments du circuit équivalent proviennent de ces dernières simulations.

3.2. Un modèle pour le composant

Le composant planaire utilisé est constitué de quatre anodes identiques regroupées en deux paires (voir chapitre 2). La modélisation se divise en deux étapes : l'établissement d'un circuit équivalent d'une diode prise séparément et considérée comme un élément localisé, puis l'obtention du schéma global du composant placé dans le guide d'onde d'entrée.

¹⁹ TLM pour Transmission Line Model

²⁰ FDTD pour Fine Difference in the Time Domain

3.2.1. Modèle standard de diode Schottky

(i) Le choix d'un modèle simplifié comme première étape : la modélisation de la barrière Schottky a fait l'objet de nombreux travaux dont un bon résumé se trouve dans la thèse de Jean Bruston [Bruston 97]. Le modèle classique de jonction est constitué d'une capacité non linéaire provenant de la zone désertée de la barrière qui peut être considérée comme un condensateur plan parallèle, dont la hauteur varie en fonction du champ, d'une conductance non linéaire en parallèle, qui transcrit le phénomène de redressement propre à la barrière Schottky, et d'une résistance en série provenant de la résistivité du substrat et de la couche épitaxiée :

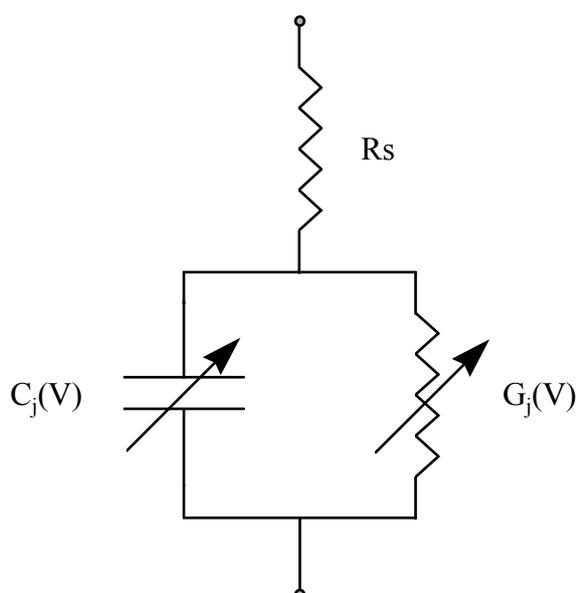


Fig. 3.1 : Modèle classique de diode Schottky

Au schéma précédent s'ajoutent des éléments supplémentaires, telles que des inductances, des capacités et autres résistances série, qui modélisent des effets surtout perceptibles aux longueurs d'onde submillimétriques : effets de bord au niveau de l'anode, effet de peau, et effet de saturation de vitesses des électrons [Kollberg 91], [Crowe 93]. Lorsqu'on n'en tient pas compte, le rendement de conversion calculé est surévalué. Toutefois, dans le modèle présenté ici, nous n'avons pas pu les modéliser, car il fallait pour cela connaître parfaitement la structure interne de la diode. Nous avons cherché à valider le

modèle du doubleur dans ses grandes lignes avant de l'affiner. Une étape ultérieure consistera à modéliser ces phénomènes pour améliorer le modèle de jonction.

(ii) *Les deux niveaux d'écriture du modèle* : pour obtenir le modèle de la jonction Schottky, il convient de fixer des objectifs et faire le bilan des éléments dont nous disposons. L'objectif est d'obtenir un schéma équivalent suffisant pour optimiser les paramètres libres du multiplicateur. Il ne nous appartient pas dans le cadre de ce travail de thèse d'optimiser le composant. La seule possibilité que nous avons eu, fut celle offerte par le JPL. Mais le modèle n'existait pas encore. Dans le cas qui nous concerne, le travail de modélisation se réduit à une description du composant *déjà réalisé*. Ainsi, il nous importe d'avoir des mesures des principaux paramètres utiles au modèle de multiplicateur. Plusieurs paramètres de la diode, tel que les valeurs des dopages ou la taille des anodes, pourront être ignorés en tant que tel, si une mesure est effectuée qui rend compte de leur effet global sur la capacité de jonction, la tension d'avalanche, la résistance série.

Cette approche est suffisante pour l'établissement du modèle simplifié que nous avons retenu, cependant pour inclure les corrections dues aux effets secondaires, une meilleure connaissance du composant est nécessaire. On se heurte ici au problème de l'accès aux centrales de technologie qui est absolument nécessaire à la poursuite de ce travail.

Les paramètres auxquels j'ai eu accès furent la résistance série des diodes (déterminés à l'UVa), les capacités de jonction à tension nulle $C_j(0)$ (déterminés à l'UVa), la capacité parasite des anodes (mesurée et estimée à l'UVa) et la tension d'avalanche (mesurée à l'UVa). Le plan du composant était quant à lui disponible. J'ai pu mesurer par moi même la caractéristique courant tension $I(V)$, par contre j'ai dû calculer la courbe $C_j(V)$ à partir des valeurs de certains paramètres que je possédais. En effet, la mesure de $C_j(V)$ est délicate : je n'ai pas pris le risque de briser les très rares et fragiles composants dont je disposais²¹ en tentant de mesurer sous pointe leur capacité.

²¹ Chaque diode coûtait \$1400.

(iii) Détermination *du facteur d'idéalité, du courant de saturation et de la résistance série* : d'après la mesure de la courbe courant tension du composant (4 anodes) nous avons déduit la valeur du courant de saturation pour une diode ainsi que le facteur d'idéalité et la résistance série :

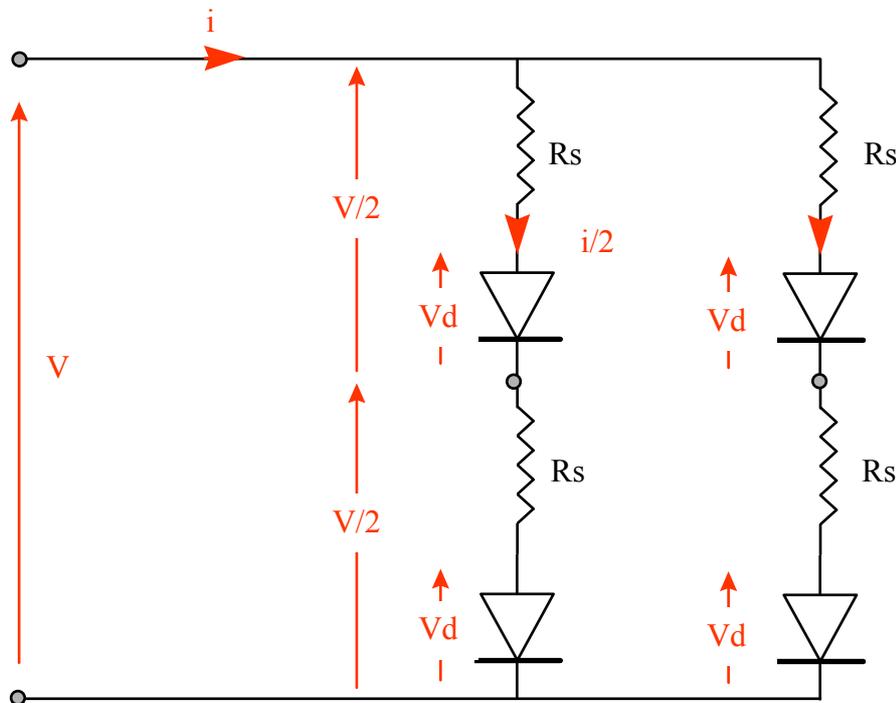


Fig. 4.2 : Schéma électrique du doubleur pour le courant continu.

i et V : valeurs mesurées sur la boîte de polarisation du doubleur

R_s : résistance série d'une diode

V_d : tension appliquée à la diode

I_{sat} : courant de saturation d'une diode

η : coefficient d'idéalité d'une diode

$k.T/q = 25.7\text{mV}$ à $T=298\text{K}$

On déduit simplement du schéma précédent :

$$V_d = \frac{V}{2} - \frac{i}{2} \cdot R_s \quad (3.1)$$

$$\frac{i}{2} = i_{sat} \cdot e^{\frac{Vd}{\eta \cdot k \cdot T/q}} \quad \text{pour } Vd \text{ supérieur à la tension de seuil} \quad (3.2)$$

$$i_{sat} = \frac{i}{2} \cdot e^{-\frac{V/2 - (i/2) \cdot R_s}{\eta \cdot k \cdot T/q}} \quad (3.3)$$

i_{sat} est par définition une constante pour tous les couples (i, V) . Pour le calculer, nous avons cherché les valeurs de R_s et de η qui satisfaisaient cette condition. L'extraction de ces paramètres n'est pas très facile, car il n'est pas prudent de faire conduire la diode trop au delà de 3.5 mA.

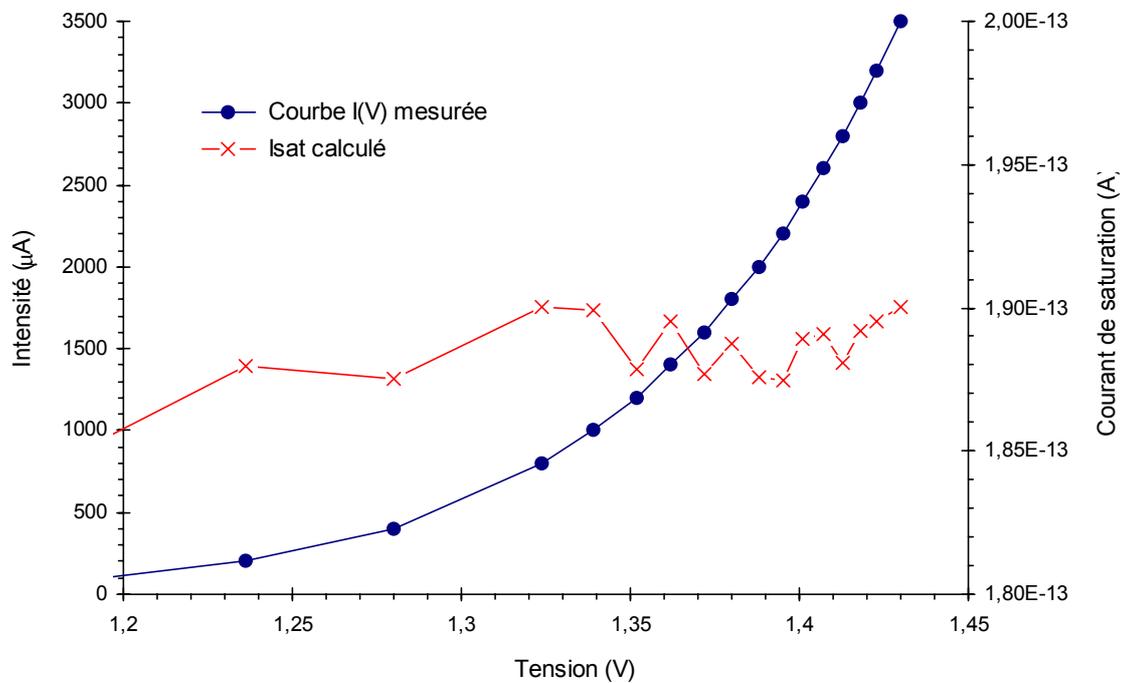


Fig. : 3.3 : Doubleur équilibré n°3, diode UVa SB3T2-B0.
Calcul du courant de saturation à partir de la courbe $i(v)$.

En fixant R_s à 5.6Ω , i_{sat} à $1.9E-13$ A, et $\eta=1.2$, nous stabilisons la valeur de i_{sat} à $\pm 0.5\%$ en moyenne, pour des courants supérieurs à $200 \mu A$.

La valeur de la résistance série ainsi déterminée est nettement plus élevée que celle donnée par l'Université de Virginie (5.5Ω par paire de diodes, soit environ 2.7Ω par diode).

Cette écart peut être dû à plusieurs raisons :

- le collage de la diode, avec une colle époxy à l'argent à deux composantes, apporte une résistance de contact non négligeable. (Il y a trois plots de contact).

- la diode s'est détériorée lors du montage. Ceci semble toutefois peu probable, car le coude de la courbe $I(V)$ paraît aussi marqué qu'annoncé par le fournisseur.

- la méthode de calcul est trop imprécise, car nous ne disposons que de peu de points dans la zone des forts courants ; remarquons qu'il est de toute façon difficile de mesurer une résistance série aussi faible.

A la fin de ce chapitre, le rôle de la résistance série sera étudié plus particulièrement. Nous verrons qu'une différence de 5 ohms sur la résistance série, peut diviser par deux le rendement de conversion.

(i) *Détermination de la courbe $C(V)$* : seule la valeur de la capacité d'une paire de diode est accessible : il est en effet impossible de mesurer sous pointe séparément les quatre anodes du composant. Si l'on suppose que les deux anodes de la paire sont identiques (ce qui n'est hélas pas forcément le cas, car les deux branches d'un même composant sont souvent assez différentes), la capacité d'une branche est la moitié de celle d'une anode prise séparément.

Il faut en toute rigueur mesurer la capacité sur une large plage de tension. Cette mesure peut être effectuée à haute fréquence (110 GHz) avec une grande précision sur analyseur de réseau vectoriel millimétrique. Elle permet d'extraire la valeur des capacités parasites et celle de la capacité purement non linéaire de la jonction. Ne possédant pas au DEMIRM les équipements nécessaires, nous n'avons pas eu la possibilité effectuer ces tests ; nous nous sommes contentés de deux valeurs fournies par l'Université de Virginie. La courbe a ensuite été reconstruite d'après les formules classiques donnant la capacité de jonction en fonction de la tension.

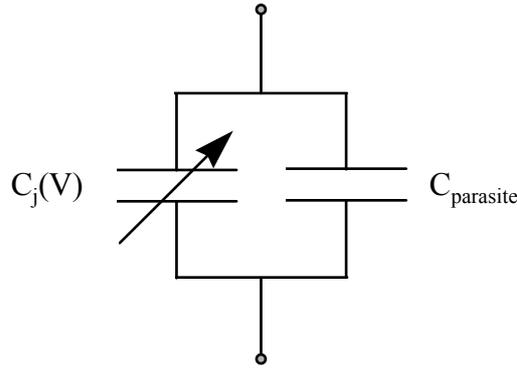


Fig. 3.4 : Modèle de capacité de jonction.

Notons $C(V)$ la capacité totale d'une diode, $C_j(V)$ la capacité de la seule jonction, et V_b la tension de barrière, ou tension de diffusion :

$$C_j(V) = C_j(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - V/V_b}} \quad \text{pour } V < V_b \quad (3.4)$$

$$C(V) = C_j(V) + C_{\text{parasite}} \quad (3.5)$$

Pour V proche de V_b la capacité $C_j(V)$ devient très élevée mais, en même temps, la conductance de la barrière devient elle aussi très élevée, si bien que l'on est limité par l'effet de la résistance série : le choix du modèle de capacité dans cette plage de tension est donc assez peu important d'un point de vue pratique.

V_b , tension de barrière, est donnée par la différence des travaux de sortie du métal et du semiconducteur. Dans le cas d'une jonction abrupte, en connaissant $C_j(0)$ ainsi que la valeur du dopage, on extrait la valeur de V_b [Mathieu 90] :

$$C_j(0) = S \cdot \sqrt{\varepsilon_s \cdot q \cdot N_d / (2 \cdot V_b)} \quad (3.6)$$

$$S = \frac{\pi}{4} \cdot d^2 \quad (3.7)$$

$$V_b = \frac{\pi^2 \cdot d^4 \cdot \varepsilon_s \cdot q \cdot N_d}{32 \cdot C_j(0)^2} \quad (3.8)$$

Avec :

d : diamètre de l'anode

q : charge de l'électron

N_d , densité des donneurs

ϵ_s permittivité diélectrique du semi-conducteur (arséniure de gallium)

Pour le composant UVa SB3T2-B0 monté sur le doubleur n°3 en novembre 1997, nous avons :

$d=3.1\mu\text{m}$	donnée par le fournisseur
$N_d= 3.10^{23} \text{ m}^{-3}$	donnée par le fournisseur
$\epsilon_s =13.\epsilon_0$	arséniure de gallium
$C(0)/2=11 \text{ fF}$	mesuré par l'Université de Virginie
$C_j(0) =14 \text{ fF}$	valeur estimée par l'Université de Virginie
$C_{\text{parasite}}/2 = 4 \text{ fF}$	valeur estimée par l'Université de Virginie

Ce qui nous permet d'obtenir $V_b = 0.8 \text{ V}$

Nous obtenons alors la courbe donnée par la figure 3.5. Celle-ci fut ensuite remplacée par une courbe polynomiale du sixième degré. Cette transformation fut rendu nécessaire par le logiciel de simulation que nous avons utilisé (Hp LIBRA).

Nous avons également monté au printemps 1998, un composant SB3T2-CO dont les anodes avaient un diamètre de $3.7\mu\text{m}$. Cette diode fut réalisée en même temps que la diode SB3T2-B0 précédente, sur un même wafer²². La barrière Schottky est donc la même, et par conséquent la tension de barrière aussi.

Pour la diode SB3T2-C0, en prenant $V_b=0.8 \text{ V}$ et en calculant la capacité $C_j(0)$ à partir de la formule (3.6) nous obtenons :

$$C_j(0) = 20 \text{ fF}$$

²² Anglicisme (signifie tranche) : le wafer est une tranche découpée dans un barreau de matériau semi-conducteur, sur laquelle sont réalisés les composants.

Avec une capacité parasite de 4fF par paire de diodes, nous obtenons $C(0)/2=14$ fF, valeur mesurée à l'Université de Virginie.

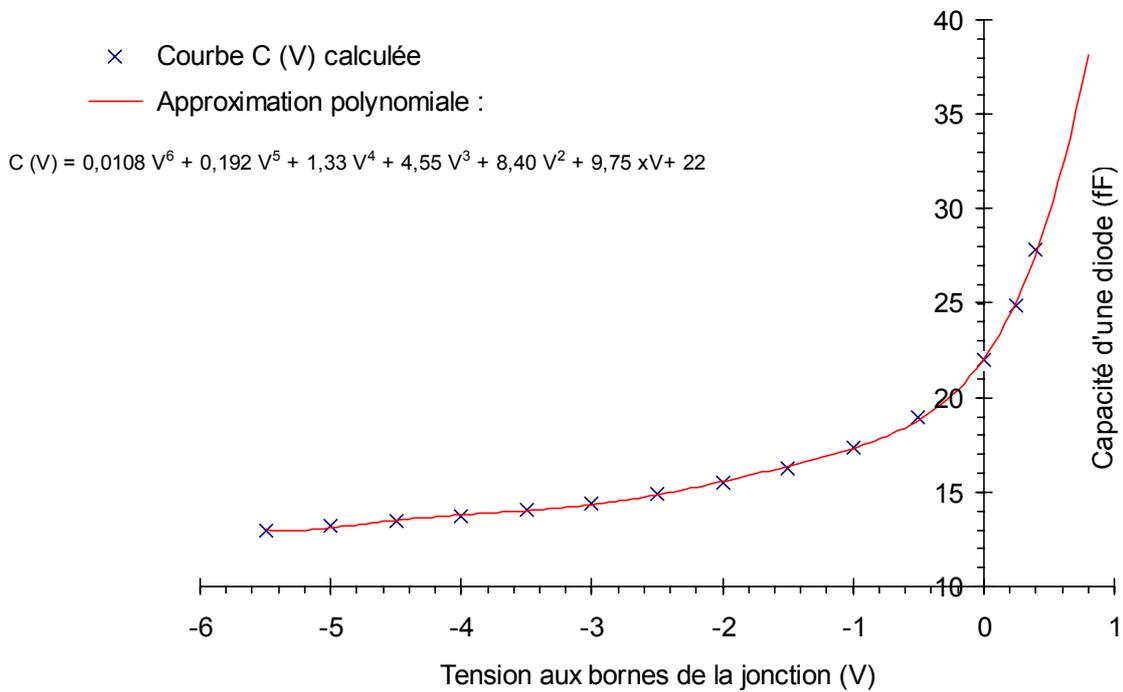


Fig. 3.5 : Calcul de la capacité d'une anode pour le composant UVa SB3T2-B0 monté sur le doubleur n°3 en novembre 1997.

A la fin de ce chapitre, nous étudierons l'influence de la capacité parasite d'une paire de diodes sur le rendement. Nous pourrions constater qu'une variation de 1fF suffit à faire baisser le rendement de 1.5 dB.

3.2.2. Modélisation du composant placé dans le guide d'onde d'entrée

Le schéma équivalent d'une diode planaire dépend de la structure dans laquelle elle est placée, car elle ne peut, vu ses dimensions, et surtout, vu les dimensions de ses plots de contacts, être considérée comme un composant discret dans tous les cas de figure. Il n'y a donc pas de modèle unique d'un même composant, utilisable pour toutes les structures. Dans le cas qui nous

concerne, nous devons tout d'abord considérer la structure des champs électromagnétiques au voisinage du composant, la taille respective de chacun des éléments par rapport à la longueur d'onde.

(i) *Influence du substrat sur la capacité parasite* : le substrat en arséniure de gallium a une permittivité diélectrique relative de 13 environ. Sa présence augmente la capacité parasite principale des diodes qui provient de la proximité de l'anode et de la cathode. Les autres capacités sont de moindre importance, notamment celle ajoutée par le finger ; Tuovinen en 1993 montrait en effet que la présence des ponts à air, c'est-à-dire des fingers suspendus dans l'air, n'était pas vraiment nécessaire dans le cas du doubleur équilibré proposé par Neal Erickson [Tuovinen 93].

L'Université de Virginie fabrique cependant des diodes planaires avec ponts à air, le JPL non. Au JPL, seule l'anode est dégagée de tout matériau diélectrique, ce qui rend le composant beaucoup moins fragile.

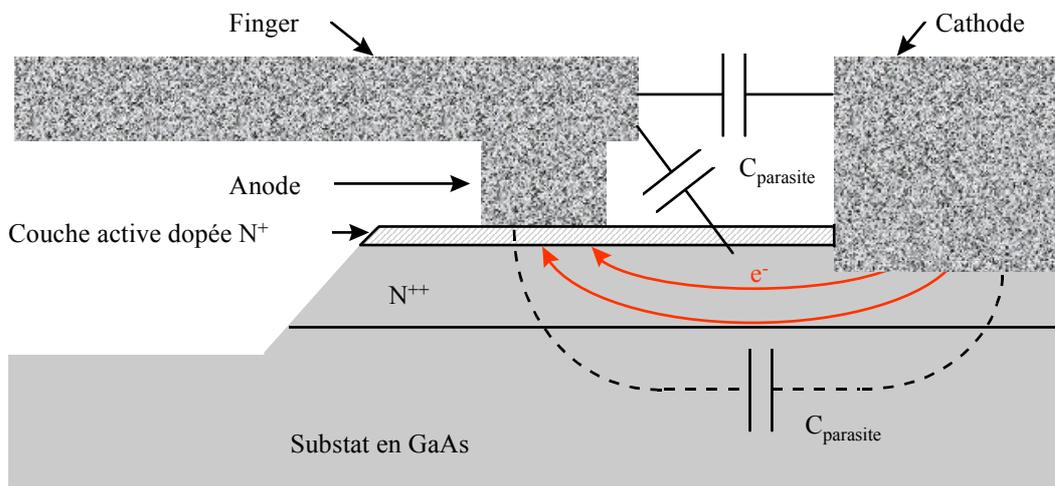


Fig. 3.6 : Capacité parasite principale d'une diode.

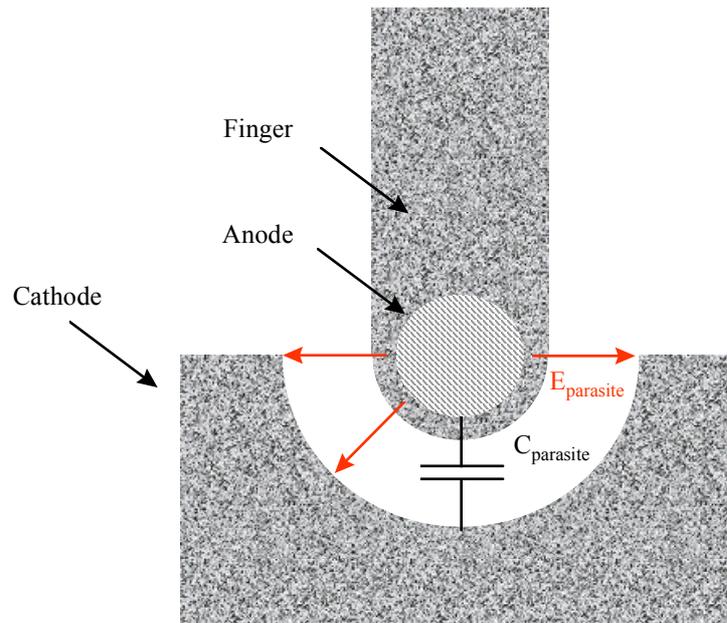


Fig. 3.6 bis : Capacité parasite principale d'une diode.

(ii) *Influence négligeable du substrat en dehors des capacités parasites* : le substrat est de constante diélectrique élevée mais ne fait que $25\ \mu\text{m}$ d'épaisseur à comparer à la largeur du guide d'entrée : $1.6\ \text{mm}$.

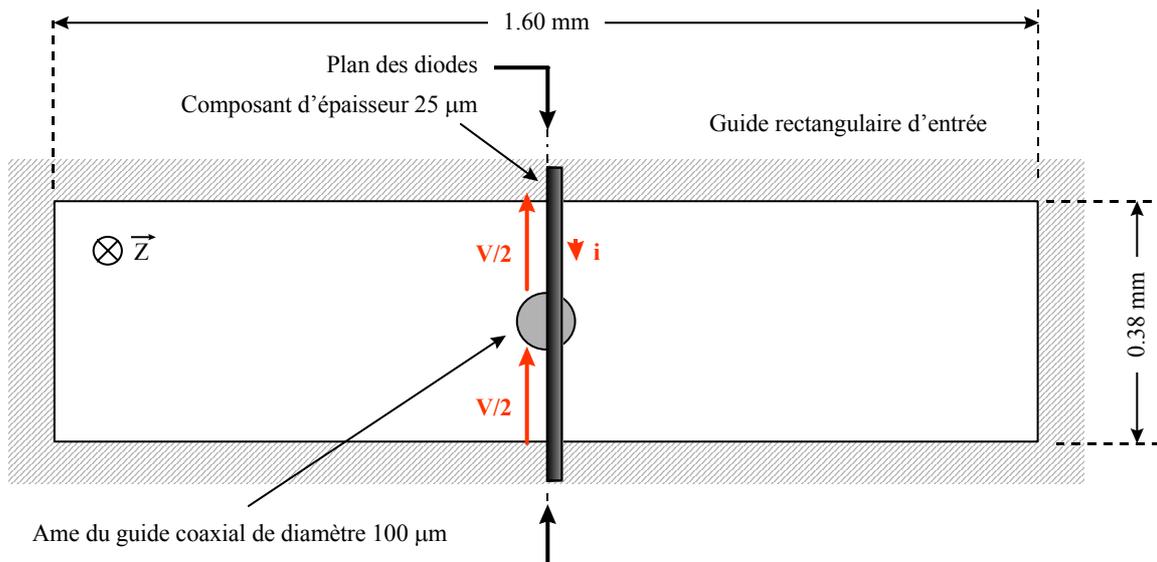


Fig. 3.7 : Détail du doubleur au niveau du composant. Vue de face.

Il n'a donc qu'une influence minimale sur les longueurs d'onde des différents modes de propagation, aussi bien à la fréquence d'entrée qu'à la fréquence de sortie. Les impédances des différentes sections ne sont pas non plus changées. De plus, le composant ne fait que $130 \mu\text{m}$ de long, soit 4% de la longueur d'onde guidée à la fréquence d'entrée. Pour la modélisation, l'influence du substrat est négligée [Karpov 98].

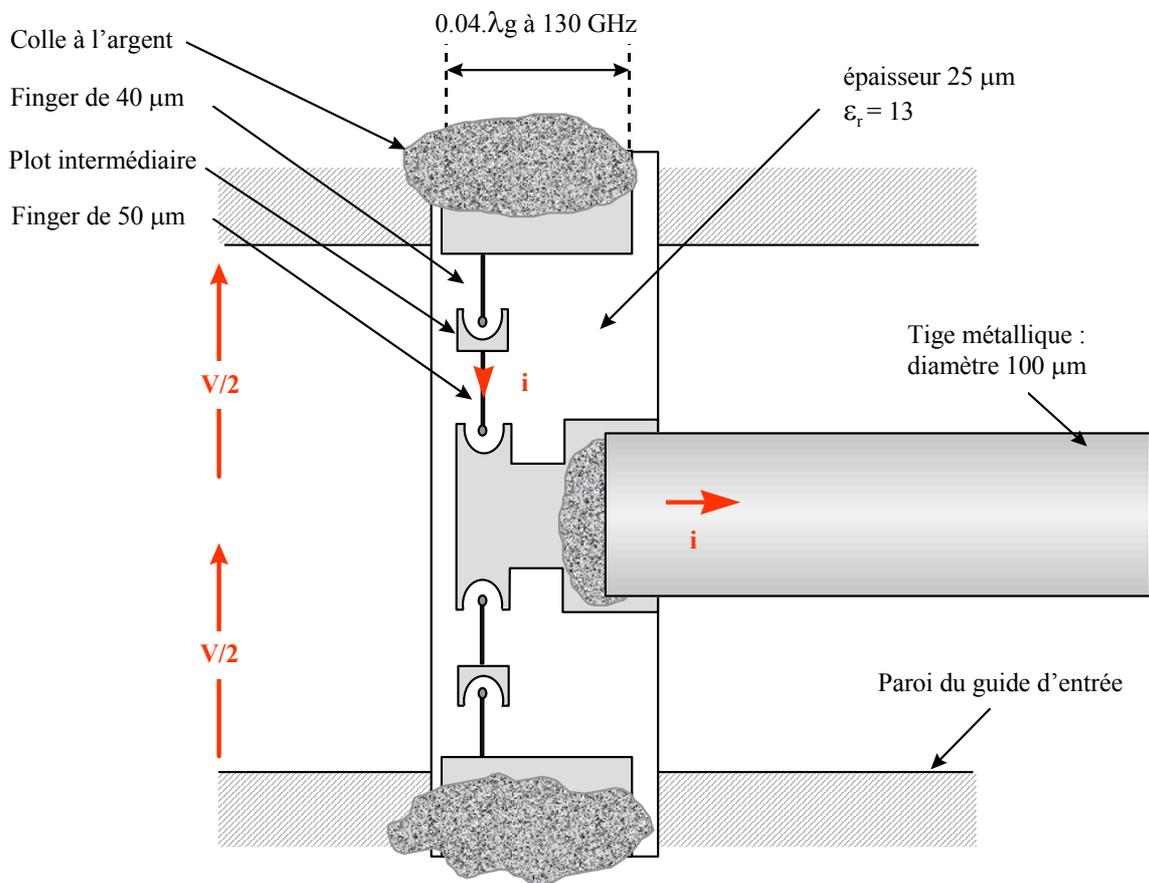


Fig. 3.8 : Détail du doubleur au niveau du composant. Vue longitudinale.

(iii) *Modélisation des fingers* : compte tenu de leur extrême finesse, on peut considérer les fingers comme des fils conducteurs placés dans le vide et

connectés aux diodes. Ils ramènent ainsi une inductance dont la valeur est donnée par une formule d'électricien : 1 pH par micron [Favreau 98].

Le premier finger a donc une inductance de 40 pH, le second une inductance de 50 pH. Nous pouvons améliorer notre modélisation en tenant compte de la taille non infinie du guide d'onde d'entrée par rapport au diamètre des fingers. Le plus simple est de reprendre les études faites pour calculer l'inductance des whiskers puisque nous sommes exactement dans le même cas de figure.

Lehto et Räsänen [Lehto 83] proposent une formule approchée simple, permettant le calcul de l'inductance d'un whiker éventuellement courbé. Dans le cas qui nous concerne, nous assimilons les fingers du composant UVa SB3T2 à des whiskers droits, sans courbure ; on a alors :

$$L_f = 2 \cdot 10^{-7} \cdot l_f \cdot \text{Ln} \left(\frac{a}{K \cdot d_f} \right) \quad (3.9)$$

$$K = 6.94 - 1.27 \cdot f / f_c \quad (3.10)$$

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot a} \quad (3.11)$$

avec :

L_f : inductance du finger

l_f : longueur du finger

a : largeur du guide d'onde d'entrée

c : vitesse de la lumière dans le vide

d_w : diamètre équivalent du whisker

f : fréquence

f_c : fréquence de coupure du guide

Le finger a une section carrée de surface $S = 1.7 \times 3 \mu\text{m}^2$ soit $5 \mu\text{m}^2$. Le diamètre équivalent est :

$$d_f = 2 \cdot \sqrt{S / \pi} \quad (4.12)$$

La valeur de l'inductance est alors donnée par :

$$L_f = 2 \cdot 10^{-7} \cdot l_f \cdot \text{Ln} \left(\frac{a}{2 \cdot \left(6.94 - 1.27 \cdot \frac{2 \cdot f \cdot a}{c} \right) \cdot \sqrt{S/\pi}} \right) \quad (3.13)$$

Nous obtenons à 130 GHz : $L_f=38.5$ pH pour $l_f=40$ μm et $L_f=48$ pH pour $l_f=50$ μm . A 260 GHz nous obtenons, $L_f=42$ pH pour $l_f=40$ μm et $L_f=52$ pH pour $l_f=50$ μm . Nous constatons que la différence est de 5% par rapport au modèle précédent. Compte tenu de la précision de mesure des capacités de jonction, j'ai retenu le premier modèle en fixant l'inductance des fingers à 1 pH par micron.

(iv) *Autres inductances* : il faut tenir compte d'une inductance supplémentaire provenant des plots intermédiaires connectés directement aux fingers de 50 microns de long. Beaucoup plus larges que ces derniers, 25 μm contre 3 μm , ils ne sont plus assimilables à des fils mais plutôt à des rubans. On ne peut donc utiliser sans précaution la formule (3.13) pour calculer leur inductance.

Pour être plus rigoureux, nous avons utilisé une étude de Marcuvitz de 1951 portant sur les inserts métalliques inductifs placés dans les guides d'ondes rectangulaires [Marcuvitz 2]. L'auteur donne l'inductance d'un ruban dont la longueur est égale à la hauteur du guide d'onde. Pour adapter cette étude à notre cas, nous avons considéré que l'inductance linéique du ruban était constante sur toute sa longueur. En fonction de ses dimensions (25 x 1.7 μm^2), Marcuvitz donne le diamètre du fil équivalent : dans notre cas, il est de 14 microns. En utilisant la formule (3.9) nous obtenons une inductance de 0.62 pH par micron. Si nous n'avions pas apporté de correction nous aurions obtenu 0.75 pH par micron. Pour les 20 microns de longueur totale du plot, l'inductance est donc de 12 pH.

(v) *Schéma équivalent du composant placé dans le guide d'onde d'entrée* : dans notre modèle, nous avons négligé l'influence de la très petite réflexion qui se produit au niveau de la connexion du plot central à la tige. Nous avons donc considéré que le plot central du composant pouvait être confondu avec la tige

cylindrique du guide coaxial, cette dernière arrivant ainsi jusque dans le plan des diodes (voir figure 3.8 et 3.9). D'après les études précédentes, nous constatons que le composant peut être modélisé uniquement par des éléments à constantes localisées. Cette remarque en appelle une autre :

Dans le domaine des ondes millimétriques, le composant que nous utilisons est un « gros » composant : $500 \times 130 \mu\text{m}$ et $25 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Connecté à une structure guidante entièrement planaire, comme un circuit micro ruban par exemple, ses dimensions auraient été gênantes. En effet, des longueurs d'ondes guidées beaucoup plus courtes, une orientation du composant dans le sens de la propagation auraient empêché de considérer comme localisés les éléments décrits précédemment. De plus l'épaisseur du substrat aurait été un paramètre crucial. Ainsi, dans le cas du doubleur équilibré d'Erickson, la faible concentration de l'énergie dans le guide d'onde d'entrée simplifie la modélisation du composant.

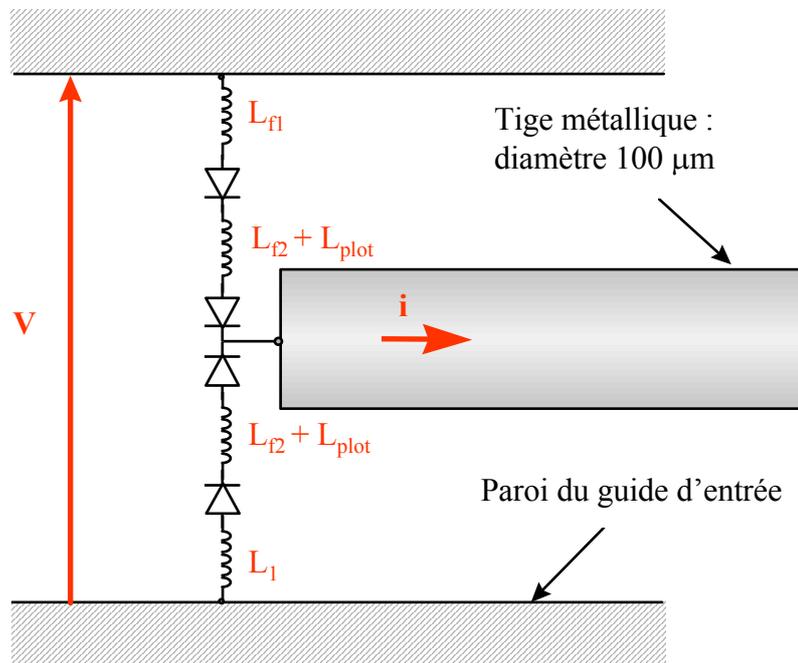


Fig. 3.9 : Schéma équivalent retenu du composant placé dans le guide d'entrée.

(V) *simplification de la représentation* : le composant étant considéré comme un élément localisé, il est possible a priori de regrouper les deux anodes d'une même paire en une seule anode :

En l'absence des fingers, deux diodes en série sont équivalentes à une diode unique de capacité $C(Vd/2)/2$, de résistance série $2.R_s$, de coefficient d'idéalité $2.\eta$ et de courant de saturation i_{sat} . Quant aux fingers, se sont des éléments localisés, en série avec les diodes, qui peuvent être eux aussi regroupés. Néanmoins, on commet probablement une erreur, car l'inductance située entre les deux diodes crée un déphasage du signal. Cette approximation a été rendue nécessaire pour des raisons liées au simulateur utilisé. Il est toutefois préférable d'éviter cette simplification. On obtient alors l'équivalence donnée par la figure 3.10.

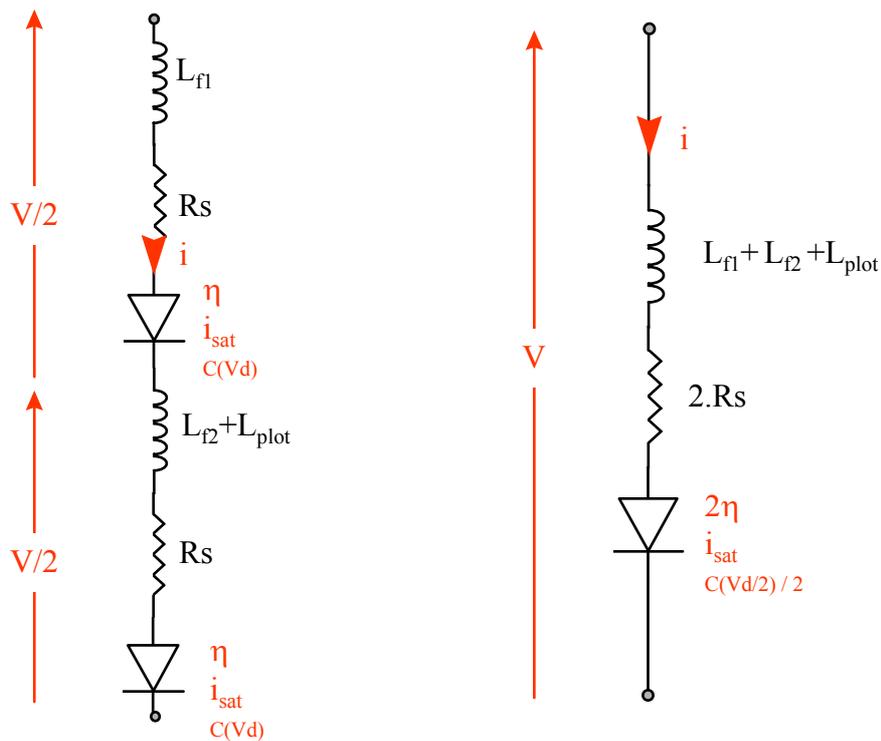


Fig. : 3.10 : Equivalence entre deux diodes en série et une diode simple.

3.3. Construction du circuit équivalent d'entrée

Le modèle de composant a été construit dans la section 3.2. Nous allons utiliser l'analyse du fonctionnement général du multiplicateur faite au chapitre 2 pour déterminer le schéma équivalent du circuit d'entrée.

3.3.1. Le voisinage du composant

Pour le signal de pompe à 130 GHz, le composant est placé à l'interface de deux guides véhiculant l'onde suivant un même mode transverse électrique. Comme dit précédemment, la réflexion à la discontinuité est extrêmement faible (5 pour mille) et les longueurs d'onde guidées dans les deux sections sont quasiment identiques à 130 GHz ; dans une première approche, on peut représenter ces deux guides par une ligne de propagation *uniforme* où la longueur d'onde est égale à la longueur d'onde guidée du mode TE₁₀ , soit :

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (3.14)$$

L'impédance caractéristique de la ligne de propagation, quant à elle, doit être choisie de manière à relier l'état électromagnétique du guide rectangulaire et du guide coaxial (défini par le champ électrique et le champ magnétique) à celui du composant (défini par une tension et un courant).

(i) *Impédance du guide rectangulaire et du guide coaxial :*

Les deux guides d'ondes étant parfaitement adaptés, nous considérerons qu'il est possible de définir une impédance commune ; celle-ci sera calculée pour le guide rectangulaire.

Le composant est situé au centre du guide d'onde, orienté dans le sens des lignes de champ électrique, il est donc soumis à une tension électrique

$$V = \oint_{\text{ligne de champ } \vec{E}} \vec{E} \cdot d\vec{l}. \quad \text{Cette tension crée un courant dans chaque branche du com-}$$

posant dépendant de l'impédance des diodes. De plus, lorsque le composant est adapté au guide, il capte toute la puissance incidente ; ainsi, définir l'impédance de guide d'onde à partir de la tension au centre du guide et de la puissance totale véhiculée, permet-il de relier l'état électromagnétique du guide, à l'impédance du composant.

Nous prendrons donc comme impédance de guide, l'impédance dite en tension donnée par la relation :

$$Z_0 = 240 \cdot \pi \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (3.15)$$

$\lambda_c = 2 \cdot a$ est la fréquence de coupure du mode TE_{10} et $\lambda = c/f$ est la longueur d'onde dans le vide.

(ii) *Représentation* : on peut scinder le guide coaxial en deux parties symétriques l'une de l'autre. Pour le signal d'entrée, le point central du composant est une masse virtuelle. Nous obtenons le schéma équivalent donné par la figure 3.11. Le signal d'entrée est appliqué entre les bornes A et A' du circuit :

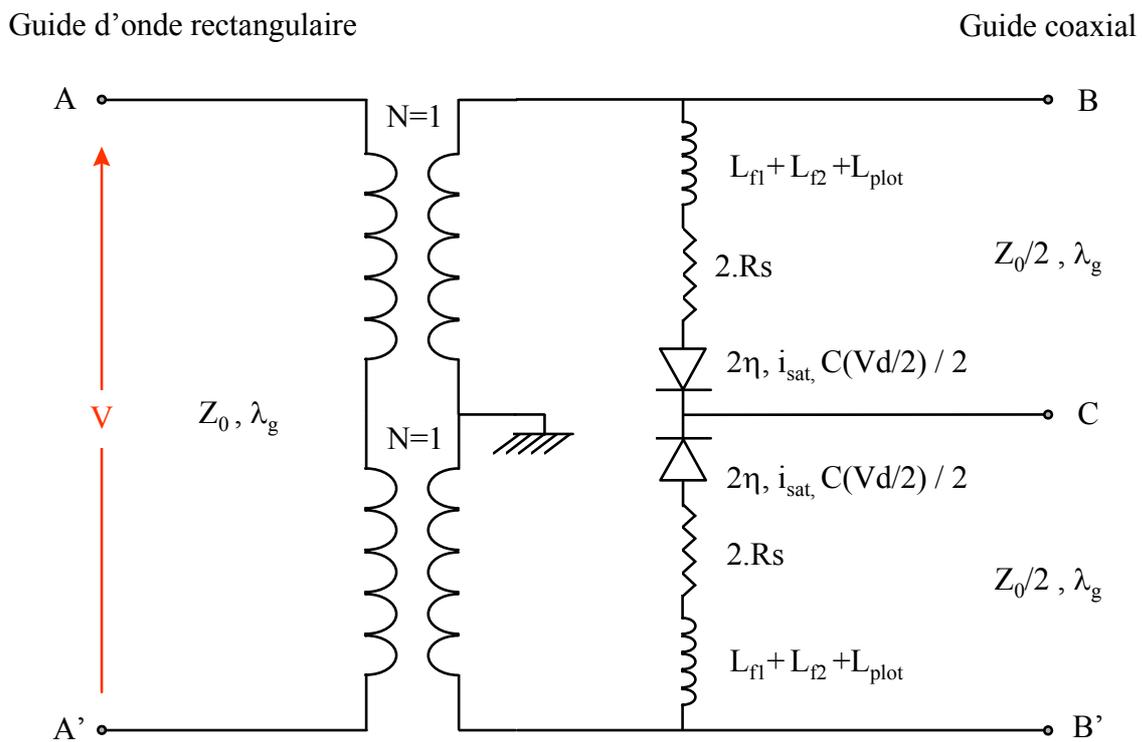


Fig. 3.11 : Schéma équivalent du composant et de son environnement immédiat à la fréquence d'entrée.

3.3.2. Réflexion en fin de section A du guide coaxial

Pour le signal de pompe, la section B du guide coaxial est un tronçon de guide sous coupure (voir chapitre 2, paragraphe 2.1.2). L'onde incidente est alors entièrement réfléchie à l'interface de la section A et de la section B. Pour notre modèle équivalent il est nécessaire de caractériser cette réflexion.

Première remarque : la terminaison de la section A étant un guide sous coupure, on pourrait s'attendre à ce quelle soit de nature très inductive. Il faut cependant considérer que la section B du guide coaxial est nettement plus étroite que la section A, présentant ainsi une large surface de court-circuit à l'interface. La nature de la réflexion n'est donc pas facile à déterminer intuitivement. Marcuvitz en 1951 a étudié un cas assez semblable au notre, celui d'un guide rectangulaire terminé par un guide sous coupure plus étroit [Marcuvitz 3]. Si l'on reprend ces résultats, nous obtenons une terminaison modélisée par une inductance dont l'impédance à 130 GHz est $Z = j \cdot 0.09 \cdot Z_0$, avec Z_0 impédance du guide d'onde rectangulaire :

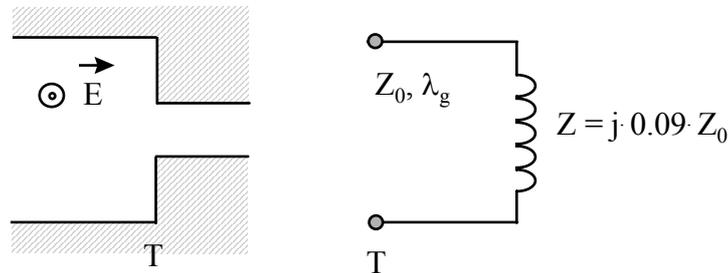


Fig. 3.12 : Guide rectangulaire débouchant sur un guide sous coupure.

Cette terminaison est très proche d'un court-circuit ; en effet, si ρ est le coefficient de réflexion associé : $Arg(\rho) = 180 - 2 \cdot Arc \tan(0.09) = 170^\circ$, contre 180° pour un court-circuit parfait.

Pour étudier plus finement le cas qui nous concerne, nous avons eu recours à des simulations électromagnétiques tridimensionnelles. Avec la méthode des éléments finis et la méthode TLM, nous avons obtenu le coefficient de réflexion à l'interface des deux sections coaxiales. Les simulations donnent

exactement le même résultat à mieux qu'un pour-cent près. Nous obtenons à 130 GHz : $Arg(\rho) = 168^\circ$, soit à peine 2° d'écart avec le modèle de Marcuvitz. L'inductance équivalente à notre terminaison a alors une impédance à 130 GHz : $Z = j \cdot \tan(90 - 168/2) \cdot Z_0$ soit $Z = j \cdot 0.108 \cdot Z_0$, Z_0 étant l'impédance caractéristique de la section A du guide coaxial à la fréquence d'entrée.

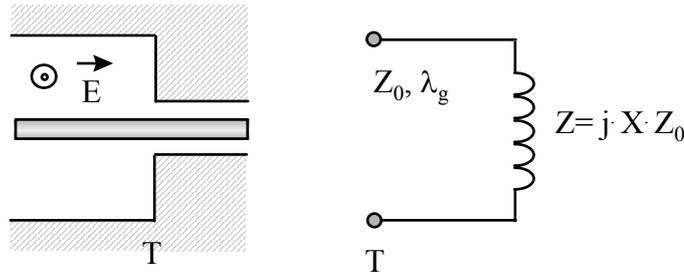


Fig. 3.13 : Guide coaxial (section A) débouchant sur un guide sous coupure (section B)

Nous avons simulé la discontinuité pour plusieurs fréquences afin de pouvoir étudier ultérieurement le fonctionnement du multiplicateur sur la bande la plus large possible. Notons ϕ l'argument du coefficient de réflexion ρ (le module de ρ est 1), Z l'impédance de l'inductance équivalente.

$$Z = j \cdot X \cdot Z_0 \quad (3.16)$$

$$X = \tan(90 - \phi / 2) \quad (3.17)$$

A partir de la valeur de l'impédance, on retrouve simplement la valeur de l'inductance :

$$L = \frac{Z}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \Leftrightarrow L = \frac{X}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot Z_0 \quad (3.18)$$

soit encore en remplaçant Z_0 par sa valeur :

$$L = \frac{120}{c} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \cdot X \Leftrightarrow L = \frac{120}{c} \cdot \frac{b}{a} \cdot \lambda_g \cdot X \quad (3.19)$$

Le tableau ci-après donne pour plusieurs fréquences la valeur de l'inductance équivalente à la terminaison de la section A du guide coaxial. A 130 GHz elle est de 34 pH, c'est à dire environ un tiers de l'inductance totale ramenée par les fingers d'une paire de diodes.

Fréquence (GHz)	ϕ (°)	X	L (pH)
112.4	170.0	0.087	40
116.6	169.8	0.089	37
121.2	168.9	0.097	36
125.8	168.1	0.104	35
130.4	167.7	0.108	34
135.0	167.4	0.110	32

En regroupant les résultats précédents, nous obtenons le schéma équivalent du circuit d'entrée (sans la prise en compte des courts-circuits) :

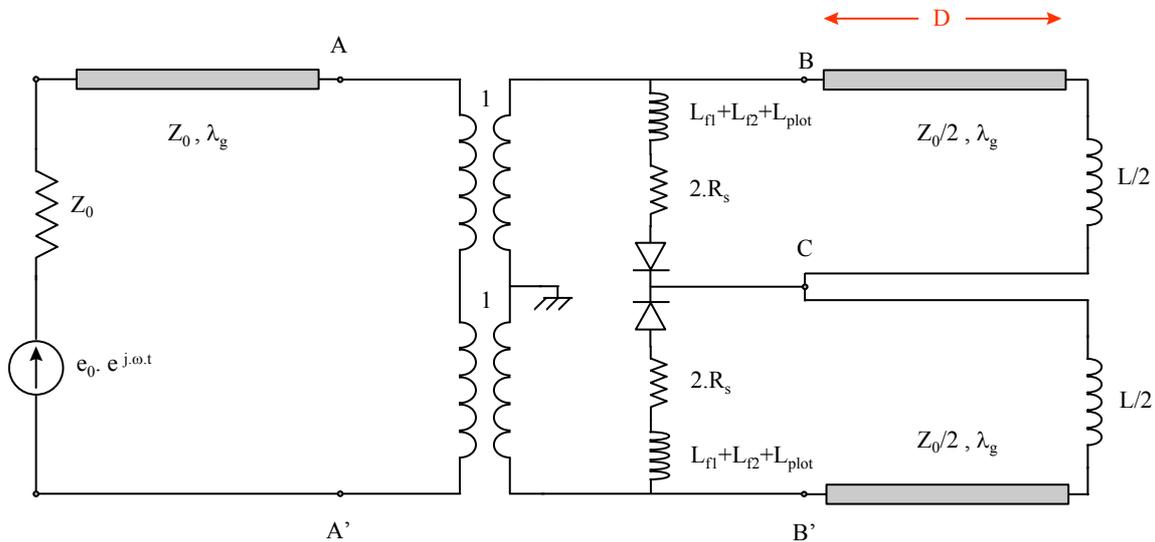


Fig. 3.14 : schéma équivalent du circuit d'entrée. La distance D est la distance séparant les diodes du fond de la section A du guide coaxial. (Les courts-circuits ne sont pas pris en compte dans ce schéma).

Pour le simulateur non linéaire que nous utilisons (Hp LIBRA) , ce circuit doit être transcrit sous une forme différente. Il faut aussi lui adjoindre le circuit de polarisation. Ce dernier nécessite l'utilisation d'inductances de fortes valeurs pour permettre le découplage entre le signal à 130 GHz et le courant continu ; typiquement une inductance 1000 fois plus grande que celles mises en jeu dans le circuit hyperfréquence suffit. Notons qu'une trop forte valeur de l'inductance de découplage empêche la convergence des calculs lors de l'analyse non linéaire : l'inductance met un temps trop grand pour se charger !

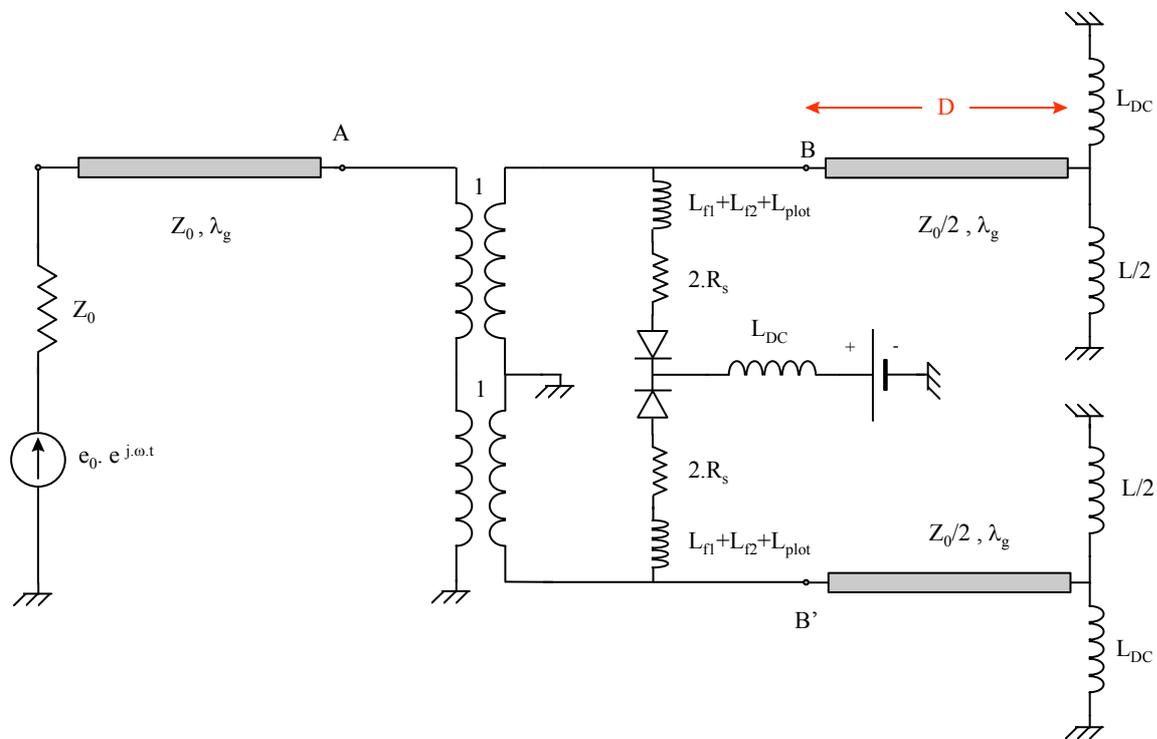


Fig. 3.16 : Représentation sous Hp LIBRA du circuit équivalent d'entrée avec le circuit de polarisation (les diodes sont polarisées en inverse). L_{DC} est l'inductance de découplage.

3.3.3. Modélisation des courts-circuits d'entrée.

(i) *Le T magique* : le schéma équivalent du circuit d'entrée est à compléter par celui des courts-circuits plan-E et plan-H situés à la distance r des diodes.

Nous avons utilisé pour cela le modèle de Marcuvitz d'un T magique [Marcuvitz 4]. Cependant, les paramètres du circuit équivalent que donne Marcuvitz sont mesurés pour un cas particulier différent du notre : ils correspondent en effet à un guide bande X utilisé à 10 GHz. En toute rigueur, il faudrait les déterminer à nouveau, soit expérimentalement, en utilisant une maquette, soit par des simulations électromagnétiques.

Nous n'avons pas eu le temps d'achever cette étude, et nous avons du calculer les valeurs des paramètres à partir de celles données par Marcuvitz, en prenant en compte l'impédance des guides d'ondes et la fréquence de travail de notre circuit.

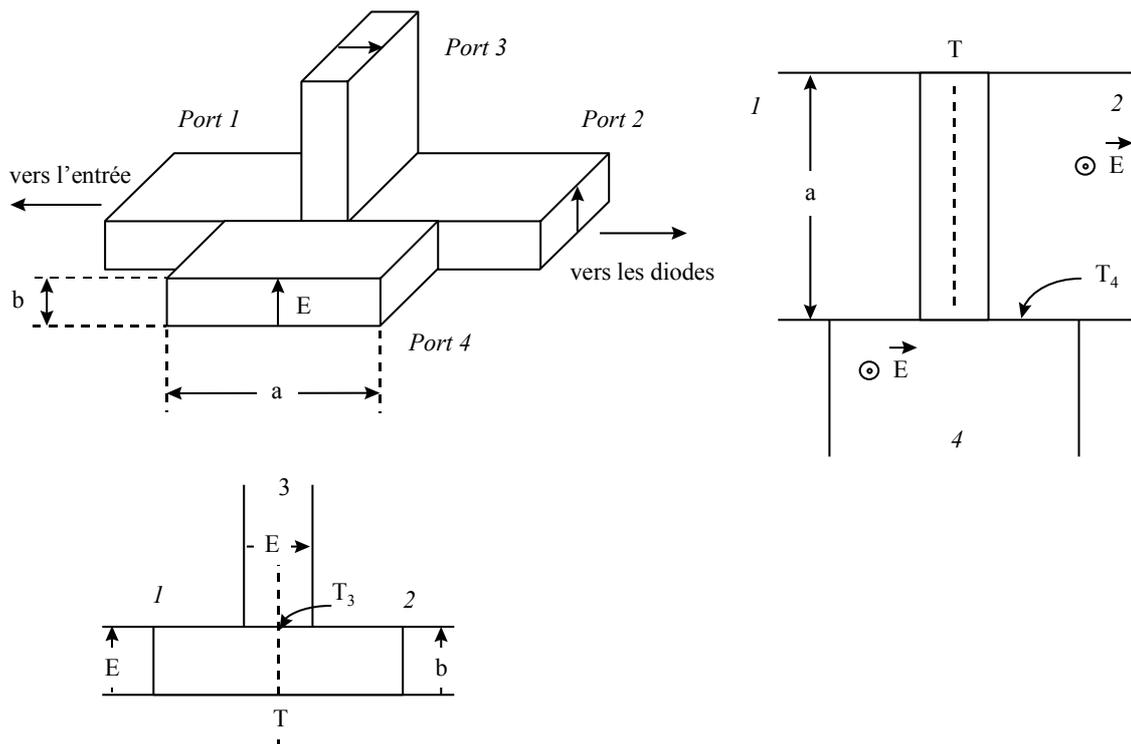


Fig. 3.16 : T hybride, dit T magique.

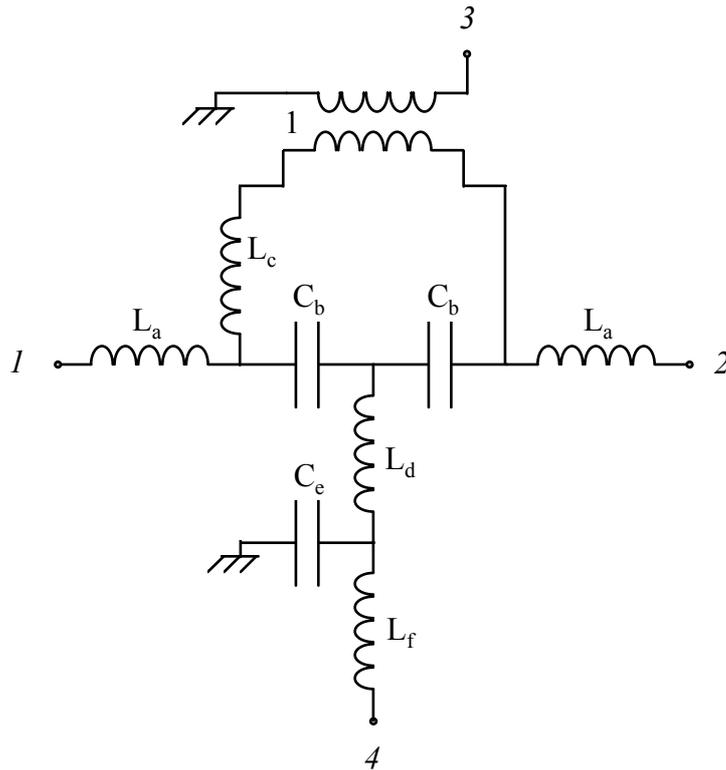


Fig. 3.17 : Schéma équivalent du T magique. Les ports 1 à 4 sont connectés à une ligne de propagation d'impédance Z_0 , et de longueur d'onde guidée λ_g .

Les inductances ont été calculées avec les formules (3.18) et (3.19) et les capacités avec la formule (3.20) :

$$C = \frac{1}{X} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{1}{Z_0} \quad (3.20)$$

Z_0 est donnée par la relation (3.15) : à 130 GHz l'impédance du guide d'onde d'entrée (1.6 x 0.38 mm) est $Z_0 = 258 \Omega$.

Les valeurs des différents éléments du circuit équivalent sont données dans le tableau ci-dessous :

Elément	X	Valeur à 130 GHz	Unité
L _a	0.34	110	pH
C _b	1.30	3.6	fF
L _c	0.18	57	pH
L _d	0.93	290	pH
C _e	0.92	5.1	fF
L _f	1.27	400	pH

(ii) *Les courts-circuits* : les ports 3 et 4 du T magique sont connectés à des tronçons de guide d'onde rectangulaire (1.6 x 0.38 mm), de longueur variable et terminés par des courts-circuits à boucle (voir chapitre 2, paragraphe 2.2.4 (viii)). A 130 GHz, l'atténuation théorique de ces segments de guides s'élève à 11 dB par mètre²³. Comme leur longueur n'excède jamais 2 ou 3 mm (souvent seulement moins de 0.5 mm), les pertes sont très faibles. Par contre les boucles n'assurent pas un contact parfait, entraînant des fuites en bout de guide et des pertes ohmiques au niveau du contact entre la boucle et les parois du guide rectangulaire.

Il est très difficile de prévoir la qualité d'un court-circuit : nous avons constaté de grandes différences - plusieurs dixièmes de décibel - entre des boucles réalisées suivant le même procédé ; il est donc préférable d'effectuer une sélection des meilleures boucles, puis de mesurer les pertes sur l'analyseur de réseau millimétrique ABmm²⁴. Pour la modélisation nous avons considéré que les pertes dues aux fuites étaient équivalentes à des pertes résistives en bout de guide :

²³ Valeur calculée avec le modèle de guide d'onde rectangulaire de HP LIBRA

²⁴ Mesure effectuée par comparaison avec un court-circuit fixe parfait. Les pertes des deux courts-circuits ne peuvent être mesurées séparément par cette méthode. Les pertes mesurées incluent aussi l'atténuation due au guide d'entrée.

Soit ρ le coefficient de réflexion du court-circuit, $0 < |\rho| < 1$, la résistance due aux fuites est :

$$R_{fuite} = \frac{1 - |\rho|}{1 + |\rho|} \cdot Z_0 \quad (3.21)$$

Soit P_{dB} les pertes exprimées en décibels, en prenant comme convention que $P_{dB} = 1$ dB signifie 1 dB de perte ; la relation (3.21) s'écrit alors :

$$R_{fuite} = \frac{1 - e^{\left(-\frac{\text{Ln}(10) \cdot P_{dB}}{20}\right)}}{1 + e^{\left(-\frac{\text{Ln}(10) \cdot P_{dB}}{20}\right)}} \cdot Z_0 \quad (3.22)$$

Pour des pertes faibles, inférieures à 1 dB, l'expression de la résistance de fuite peut se simplifier :

$$R_{fuite} \approx \frac{\text{Ln}(10) \cdot P_{dB}}{40} \cdot Z_0 \Leftrightarrow R_{fuite} \approx 5.8 \cdot 10^{-2} \cdot P_{dB} \cdot Z_0 \quad (3.23)$$

Ainsi, pour des pertes mesurées d'environ de 0.2 dB par court-circuit (valeur minimale) , la résistance de fuite est de 3Ω .

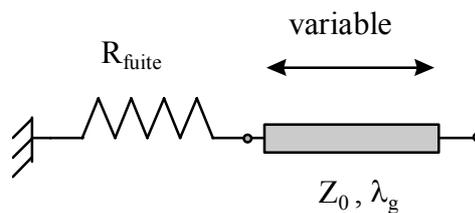


Fig. 3.18 : Schéma équivalent d'un court-circuit mobile.

Le schéma équivalent du doubleur équilibré pour la fréquence d'entrée est alors :

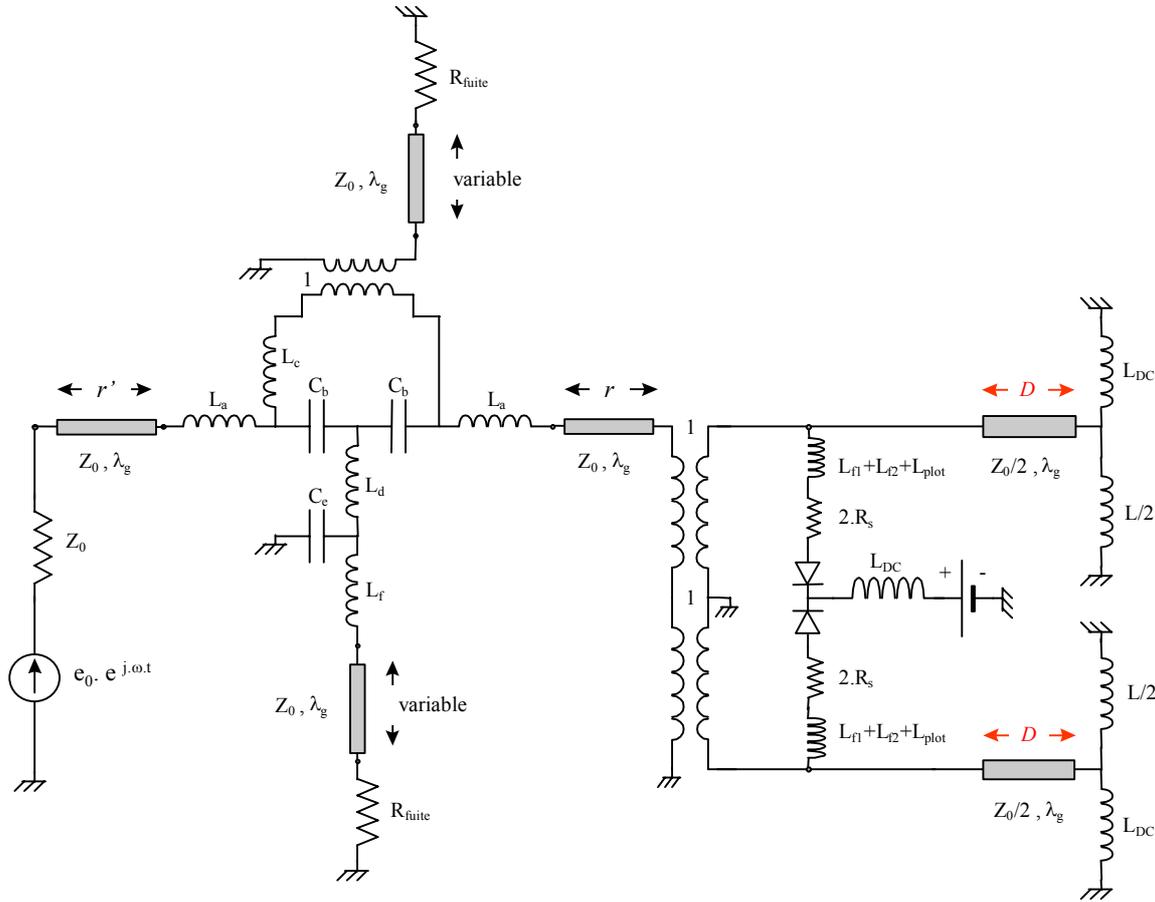


Fig. 3.19 : Schéma équivalent complet du doubleur équilibré pour la fréquence d'entrée (130 GHz). $r = 3.3$ mm. La distance r' est une longueur de guide de quelques millimètres de long qui n'a pas d'influence sur le couplage d'entrée. Initialement $D=0.67$ mm. $L_{f1}+L_{f2}+L_{plot}=102$ pH, $L=34$ pH, $Z_0=258$ Ω , $\lambda_g=3.32$ mm.

3.4. Construction du circuit équivalent de sortie

3.4.1. Le voisinage du composant

Dans cette section, nous nous intéresserons surtout à l'harmonique deux du signal d'entrée. Ce dernier ne peut-être couplé qu'au guide coaxial (voir cha-

pitre 3). Le mode de propagation est le mode transverse électromagnétique qui est non dispersif. Les sections A et B du guide coaxial sont toutes les deux guidantes et leur impédance respective est de 97Ω et 87Ω . La section B débouche sur la transition de sortie qui n'est autre qu'un transformateur d'impédance.

La symétrie du mode TEM fait que les parois du conducteur extérieur du guide coaxial sont toutes deux à la masse (propriété valable aussi pour le courant continu et pour tous les harmoniques pairs). Nous obtenons alors le circuit équivalent suivant :

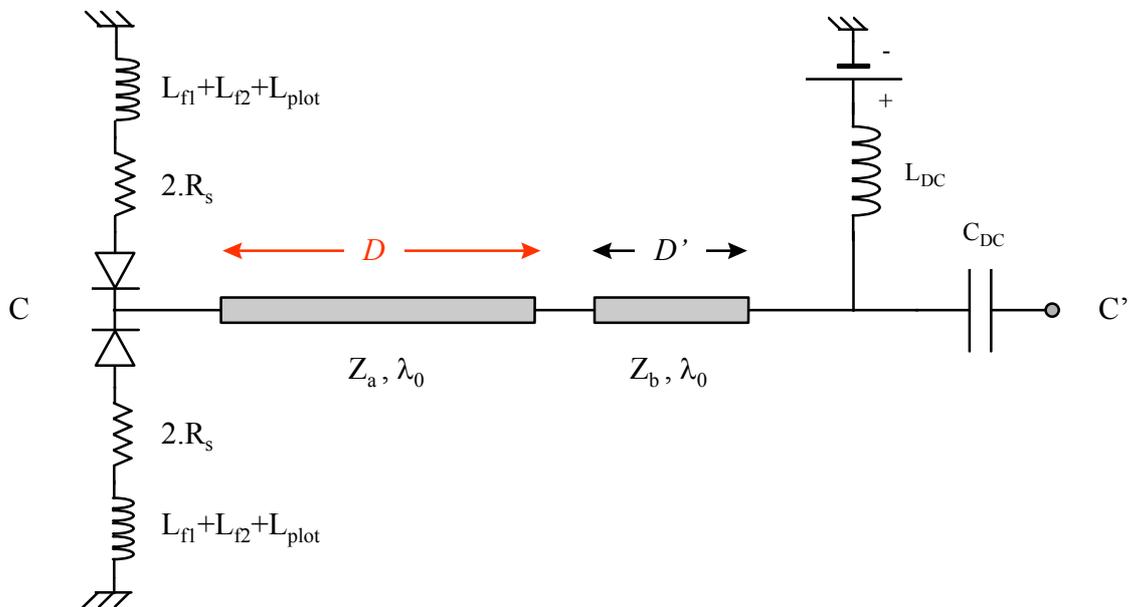


Fig. 3.20 : Schéma équivalent à l'harmonique 2 avant la transition de sortie. La longueur d'onde guidée dans les deux sections coaxiales est la longueur d'onde dans le vide λ_0 . $Z_a=97 \Omega$, $Z_b=87 \Omega$, $D=0.67 \text{ mm}$, $D'=0.29 \text{ mm}$. C_{DC} est une capacité de découplage de 10 pF .

Les valeurs des inductances ramenées par les fingers sont inchangées par rapport à celles obtenues à la fréquence d'entrée. En effet, nous avons retenue le modèle d'un fil plongé dans le vide pour calculer l'inductance des fingers ; ce modèle est d'autant plus valable à l'harmonique 2. Quant à l'inductance

due au plot, il est possible qu'il faille l'augmenter légèrement ; mais compte tenu de sa faible valeur, et des autres approximations faites par ailleurs, il n'est pas très réaliste de vouloir la recalculer.

3.4.2. La transition entre le guide coaxial et le guide rectangulaire de sortie

(i) *Modèle analytique - étude de Collin* : la transition de sortie assure le changement de mode de propagation de l'onde au changement de guide. La transformation du mode TEM véhiculé par le guide coaxial en mode TE_{10} est très complexe. Il s'agit en effet d'un problème de rayonnement dans un espace confiné, et non pas en espace libre comme pour les antennes « classiques ».

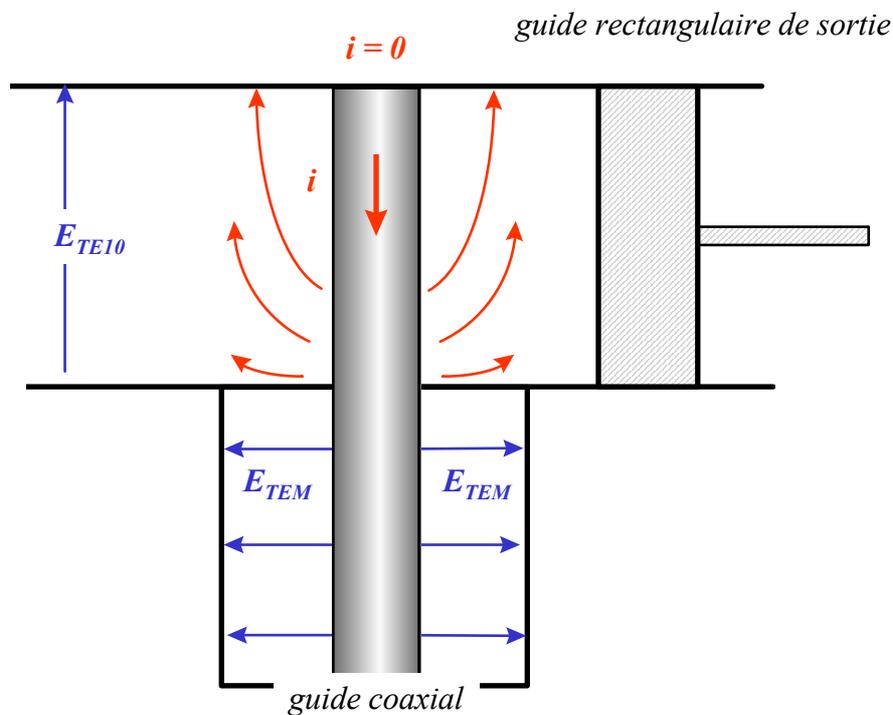


Fig. 3.21 : Changement de mode de propagation pour l'harmonique 2.
L'âme du guide coaxial rayonne dans le guide rectangulaire de sortie.

Pour déterminer l'impédance de rayonnement de l'antenne formée par l'âme du guide coaxial plongeant dans le guide de sortie, il faut, en toute rigueur,

connaître le champ présent à l'interface entre les deux guides ou les courants au niveau de l'âme du guide coaxial.

Collin, dès les années soixante, propose une méthode de calcul de l'impédance de rayonnement de cette antenne ; ce travail fut par la suite réactualisé en 1990 [Collin 90]. Il a été envisagé de reprendre cette étude pour obtenir un modèle circuit de la transition ; en effet, en première analyse, notre géométrie correspond pratiquement à celle étudiée par Collin. Cependant plusieurs raisons firent que ce modèle n'a pas été retenu dans le cadre de cette thèse : Collin suppose que le guide coaxial est de petite dimension par rapport au guide d'onde rectangulaire ; il considère ainsi que seul le mode TEM de la ligne coaxiale entre en jeu dans le calcul de l'impédance de rayonnement de l'antenne. De plus, cette dernière est considérée comme suffisamment fine pour que les courants y circulant n'aient pas de composante longitudinale. Compte tenu de ces restrictions, notre transition semble s'éloigner assez nettement du cadre de l'étude de Collin, surtout à cause de la taille du guide coaxial, qui crée une ouverture de $380 \times 380 \mu\text{m}$ dans le guide rectangulaire de sortie, large de $1100 \mu\text{m}$.

Néanmoins, il serait intéressant d'écrire un code pour obtenir une idée de l'impédance complexe de rayonnement, ne serait-ce que pour comparer les résultats à d'autres méthodes.

(ii) *Simulations électromagnétiques* : pour obtenir une valeur raisonnablement juste de l'impédance de rayonnement, l'utilisation de simulateurs électromagnétiques tridimensionnels me paraît plus indiquée aujourd'hui. En effet, les simulateurs et les ordinateurs sont suffisamment puissants pour mener à bien les calculs nécessaires ; néanmoins cette transition pose de sérieux problèmes : à l'interface des deux guides, et au niveau de l'antenne, des modes évanescents d'ordre très élevé jouent un rôle non négligeable. Ceci peut-être vérifié avec la méthode de Collin elle-même [Maestrini 93]. Il faut donc un échantillonnage spatial très fin au niveau de l'ouverture, et autour de l'antenne, pour espérer avoir une bonne description du champ électrique. Au DEMIRM, dans le cadre des études pour le projet FIRST, une transition guide microruban - guide rectangulaire a été simulée avec un logiciel utilisant la

méthode FDTD. Un échantillonnage à $\lambda/180$ a été nécessaire pour stabiliser les paramètres S de la transition [Dauplay 98]. De plus, il faut effectuer une simulation pour chaque position du court-circuit de sortie, si celui-ci est placé près de l'antenne. L'établissement d'un modèle de la transition est donc un travail assez long ; je n'ai malheureusement pas eu le temps de l'entreprendre.

(iii) *L'importance de la transition dans le fonctionnement du doubleur* : les simulations grand signal du doubleur équilibré ont montré que la transition jouait un rôle très important pour le rendement ; pour adapter correctement en sortie les diodes, il faut que l'antenne ramène une impédance *complexe* au niveau du guide coaxial. Ceci signifie que le rendement maximum n'est pas atteint lorsque la transition guide coaxial - guide rectangulaire permet à l'onde de circuler d'un guide à l'autre sans subir de réflexion. Ce point peut être vérifié simplement, en plaçant le port de sortie du doubleur en bout des lignes de transmission d'impédances 97Ω et 87Ω (point C' de la figure 3.20) : on n'atteint jamais le maximum de rendement. La transition de sortie joue donc un rôle essentiel dans le fonctionnement du doubleur.

(iv) *Choix d'un modèle de remplacement, implications* : la transition peut être vue comme un simple transformateur de mode d'onde guidée, entre un guide coaxial et un guide rectangulaire. J'ai ainsi choisi le modèle le plus simple possible pour la représenter : un transformateur d'impédance idéal. Le modèle possède en plus un court-circuit mobile en guide d'onde, en parallèle, comme la transition réelle.

Pour avoir une parfaite adaptation, le rapport du nombre de spires entre le primaire et le secondaire, doit être lié à l'impédance du guide coaxial et à l'impédance du guide rectangulaire par la relation :

$$N = \sqrt{\frac{Z_{Coaxe}}{Z_{\text{guide rectangulaire}}}} \quad (3.24)$$

Avec $Z_{\text{coaxe}} = 87\Omega$ et $Z_{\text{guide rectangulaire}}$ donné par la relation (3.15) où $a=1.10\text{mm}$ et $b=0.40\text{mm}$. On notera par la suite $Z_{\text{guide rectangulaire}}=Z'_0$.

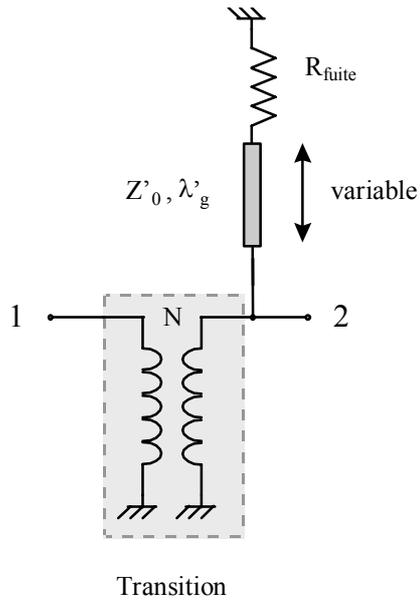


Fig. 3.22 : modèle simplifié de la transition de sortie. Le port 1 est connecté au guide coaxial d'impédance 87Ω et le port 2 est connecté au guide rectangulaire de sortie. Le choix d'un modèle simplifié de la transition a des répercussions sur l'utilisation du modèle complet : a priori, il ne sera pas possible d'optimiser complètement le doubleur. Ce point important sera développé au paragraphe portant sur les simulations.

3.4.3. Le court-circuit de sortie plan E

Le multiplicateur possède en sortie un deuxième court-circuit d'accord, situé à une longueur d'onde (1.36 mm) de la transition de sortie. Le schéma équivalent de cette jonction en T, plan E, est donné par Marcuvitz [Marcuvitz 5].

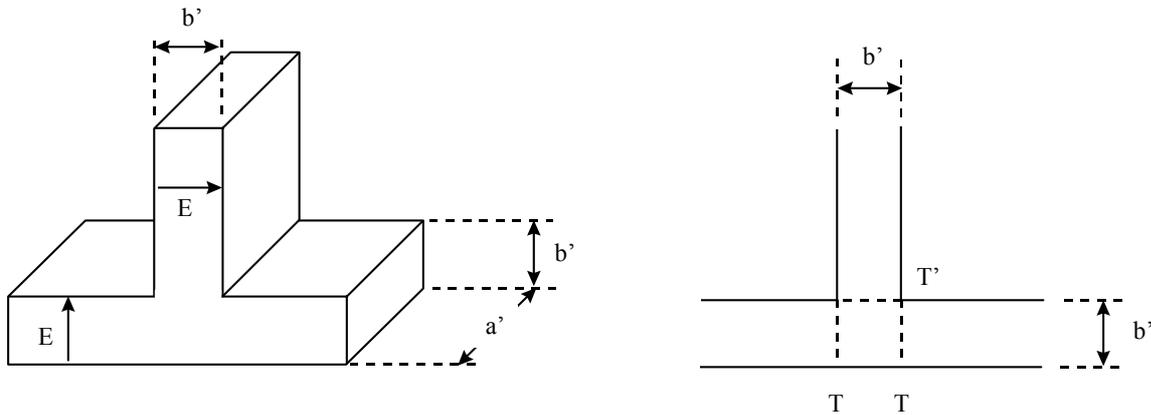


Fig. 3.21 : Jonction en T, plan E.

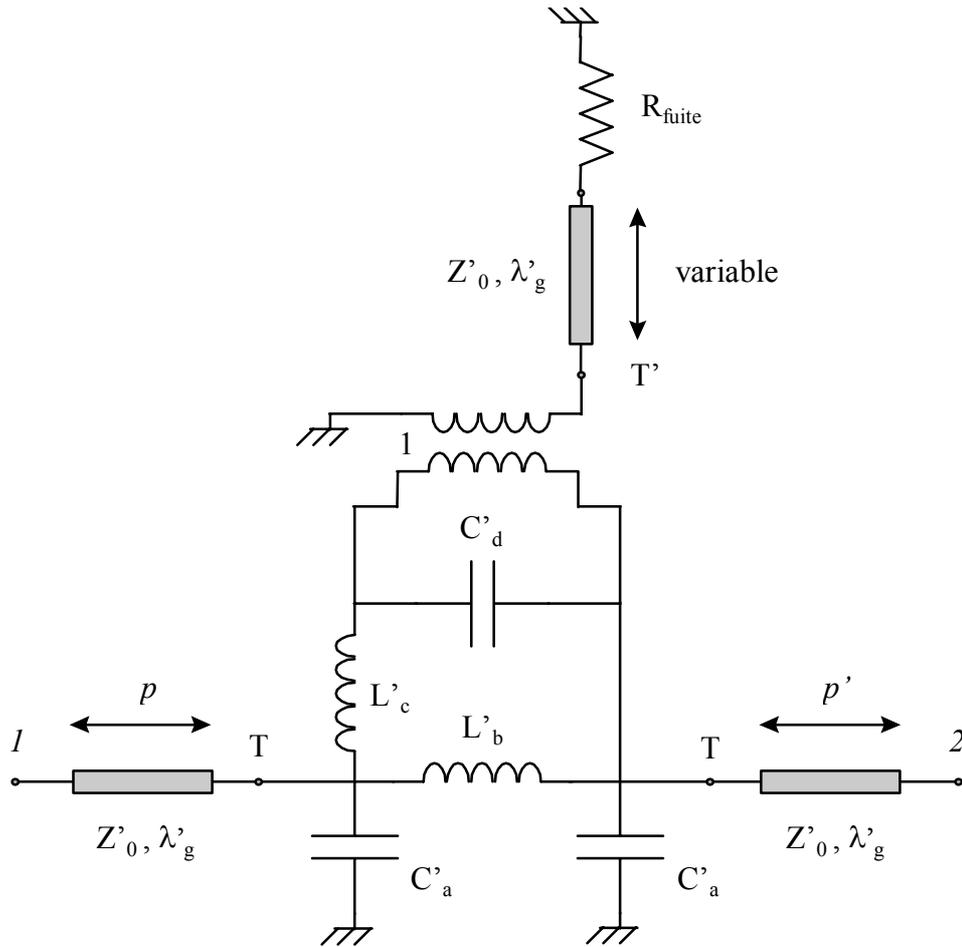


Fig : 3.23 : schéma équivalent du court-circuit de sortie plan E.

$$p = 1.16 \text{ mm}, p' = 10 \text{ mm}.$$

Z'_0 est donnée par la relation (3.15) en remplaçant a par a' et b par b' : à 260 GHz l'impédance du guide d'onde de sortie ($1.10 \times 0.40 \text{ mm}$) est $Z'_0 = 322 \Omega$. La longueur d'onde guidée est $\lambda'_g = 1.36 \text{ mm}$. Les valeurs des inductances et des capacités sont calculées respectivement avec les formules (3.18) et (3.20) adaptées aux nouveaux paramètres :

Elément	X	Valeur à 260 GHz	Unité
C'_a	1.07	1.8	fF
L'_b	0.39	77	pH
L'_c	0.55	108	pH
C'_d	0.57	3.3	fF

3.4.4. Schéma équivalent complet pour la fréquence de sortie

En regroupant les différents éléments nous obtenons le schéma équivalent suivant :

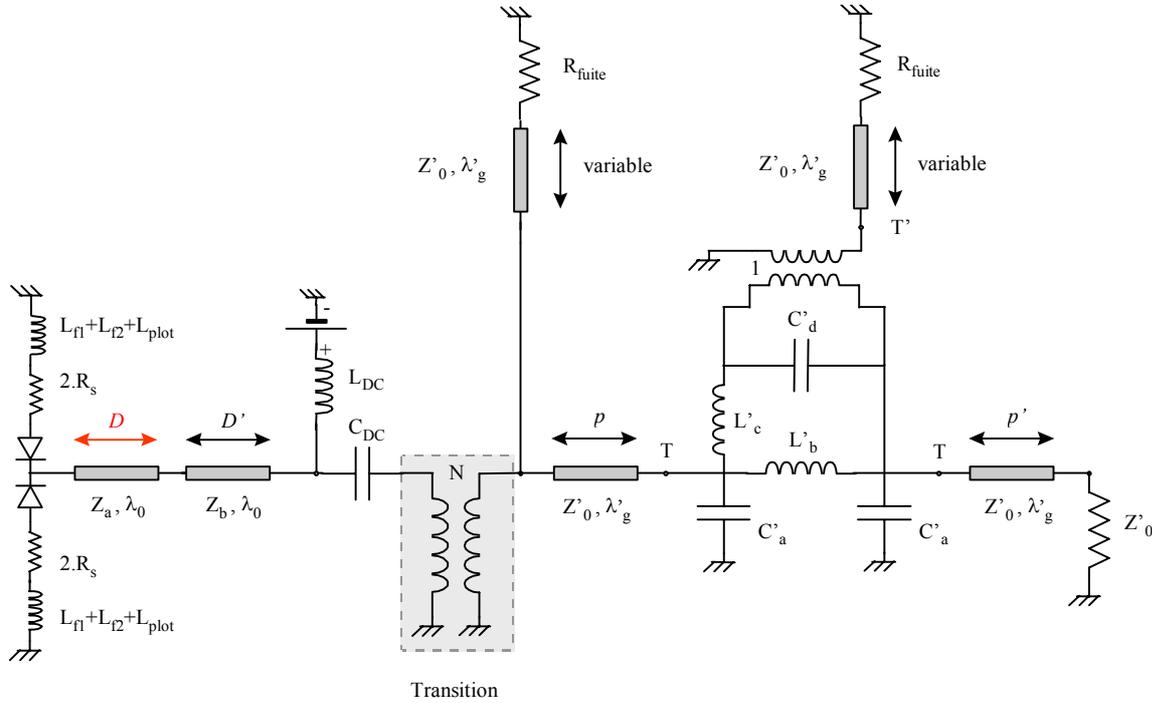


Fig. 3.24: Schéma équivalent complet à la fréquence de sortie.

La charge du multiplicateur est adaptée à l'impédance du guide de sortie. En pratique cette charge est un cornet de Potter.

3.5. Schéma équivalent global

Comme on a pu s'en rendre compte, la réunion des deux schémas équivalents, correspondant aux deux fréquences principales, ne peut être immédiate : il faut qu'une partie du circuit ne soit accessible qu'au signal fondamental, et que l'autre ne soit accessible qu'à l'harmonique 2. Ceci implique l'utilisation de filtres.

La séparation des fréquences dans les différentes parties du circuit, peut être faite par un filtre de type Tchébitchev, d'un ordre suffisamment élevé pour que la séparation soit très franche. Cette solution est cependant inutilisable, car ce filtre est réalisé avec des capacités et des inductances qui modifient la phase des signaux. Il faut utiliser un filtre idéal, qui laisse passer tout signal en dessous d'une fréquence, et qui réfléchisse tous les autres. Sur le logiciel que nous possédons au DEMIRM, Hp Libra, ce filtre n'est pas réalisable dans la fenêtre correspondant au schéma lui-même, au contraire de Hp MDS ou de la nouvelle version Hp ADS. Ceci est en revanche possible dans la fenêtre de test. Voici comment le schéma a été implanté :

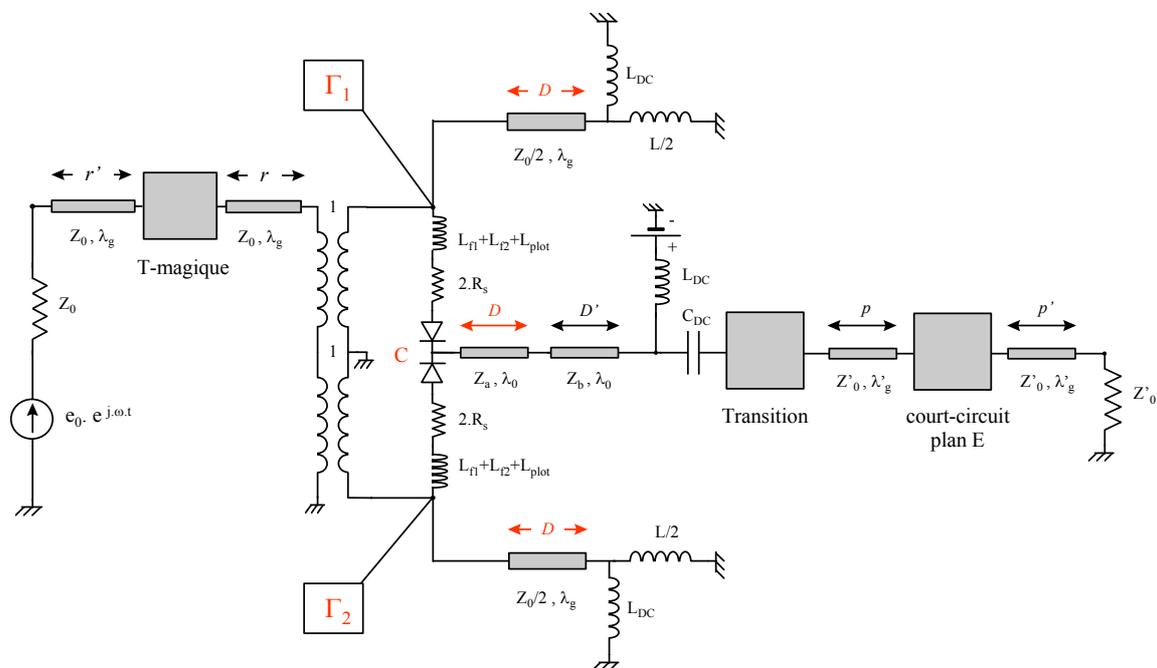


Fig. 3.25 : Schéma équivalent global du doubleur équilibré.

Γ_1 et Γ_2 sont deux charges produisant une réflexion qui dépend de l'harmonique considéré :

- Le coefficient de réflexion de Γ_1 et Γ_2 vaut $\rho = +1$ pour le signal fondamental et les harmoniques impairs. C'est à dire que les charges ramènent un circuit ouvert. Γ_1 et Γ_2 valent alors $+\infty$ et sont donc parfaitement neutres. Remar-

quons que sous Hp Libra, ce sont les coefficients de réflexion qui sont utilisés ; la valeur infinie de l'impédance de Γ_1 et Γ_2 ne pose pas de problème.

- Le coefficient de réflexion de Γ_1 et Γ_2 vaut $\rho = -1$ pour les harmoniques pairs, c'est à dire que les charges ramènent un court-circuit parfait. Γ_1 et Γ_2 valent alors 0 et déconnectent la partie du circuit correspondant au circuit d'entrée.

Le point **C** est le point milieu du circuit. Pour les harmoniques impairs, il correspond à une masse virtuelle, rendant inutile l'utilisation d'une nouvelle charge comme Γ_1 ou Γ_2 . On remarquera aussi que les harmoniques impairs peuvent se coupler parfaitement au guide d'entrée, ce qui est le cas en pratique. En revanche, l'impédance qui est ramenée au niveau des diodes par le circuit équivalent aux harmoniques 3, 5, 7, ne correspond pas à la réalité, car la section B du guide coaxial est guidante pour les harmoniques 5 et 7, éventuellement aussi à l'harmonique 3. En pratique, cela n'affecte pas vraiment le fonctionnement du multiplicateur [Erickson 8/98].

3.6. Premières optimisations et nouvelles mesures

A la fin juillet 98, la décision de modifier la position de la diode dans la cavité d'entrée a été prise : il fallait recentrer la plage de fonctionnement vers 260 GHz, alors que le doubleur n°2 fonctionnait plutôt autour de 225 GHz. Le modèle du doubleur était assez avancé pour tenter de l'utiliser.

Les premières simulations ont donné des résultats qui semblaient incohérents : D prenait des valeurs extrêmes, apparemment irréalistes. Pendant les optimisations, nous avons donc limité sa plage de variation. Dans ce cas, il semblait impossible d'obtenir, sans l'aide des courts-circuits d'entrée, une adaptation meilleure que -3dB. Malgré ces mauvaises conditions de couplage, nous avons fait confiance au programme qui indiquait une position « optimale » du composant pour $D=0.38\text{mm}$; auparavant la position des diodes était à $D=0.67\text{mm}$. Comme nous ne perdions rien à essayer cette nouvelle position, nous avons monté une nouvelle diode dans le doubleur n°2. Compte tenu du stock de composant disponible, nous avons choisi une diode UVA

SB3T2-C0 qui avait des capacités de jonction supérieures à la diode SB3T2-B0.

3.6.1. Réponse en fréquence

La réponse du multiplicateur a été mesurée sur une large plage de fréquence, entre 220 et 274 GHz :

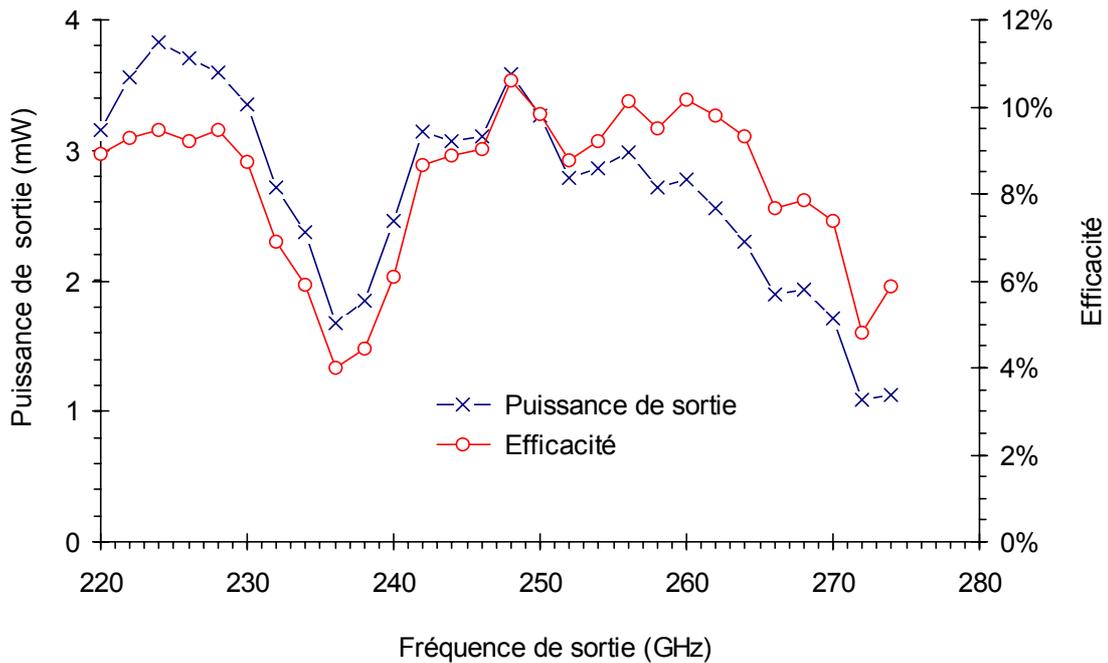


Fig. 3.26 : Doubleur n^2 , diode UVa SB3T2-C0, $D=0.38$ mm, pompé avec une source Gunn non isolée délivrant de 19 à 40 mW. Réglages optimisés pour chaque fréquence.

On constate que le pic de rendement à 225 GHz s'est élargi et que la réponse est plus plate. A partir de 265 GHz, le rendement diminue. Comme nous le verrons par la suite, le rendement dépend fortement de la puissance d'entrée, or à 135 GHz la source Gunn utilisée délivre sensiblement moins de puissance qu'à 130 GHz, ce qui explique une partie de la chute de rendement.

Maintenir la puissance de pompe constante, est donc nécessaire pour ne faire varier qu'un seul paramètre à la fois. En pratique, c'est difficile, car nous ne disposons que de peu de puissance entre 130 et 135 GHz. Pour uniformiser la puissance d'entrée, il faut utiliser un atténuateur variable et un coupleur di-

rectionnel, qui vont faire perdre de l'ordre de 2dB. L'idéal est d'utiliser un Carcinotron, plus puissant. Malheureusement, celui dont nous disposons, fonctionne dans la bande 127-145 GHz. Il est donc impossible de décrire toute la plage de fréquence désirée.

3.6.2. Bande instantanée à 260 GHz

La bande instantanée du doubleur a été mesurée en utilisant un oscillateur Gunn isolé. Le multiplicateur a été réglé pour 260.0 GHz et tous les réglages ont été figés, y compris la polarisation :

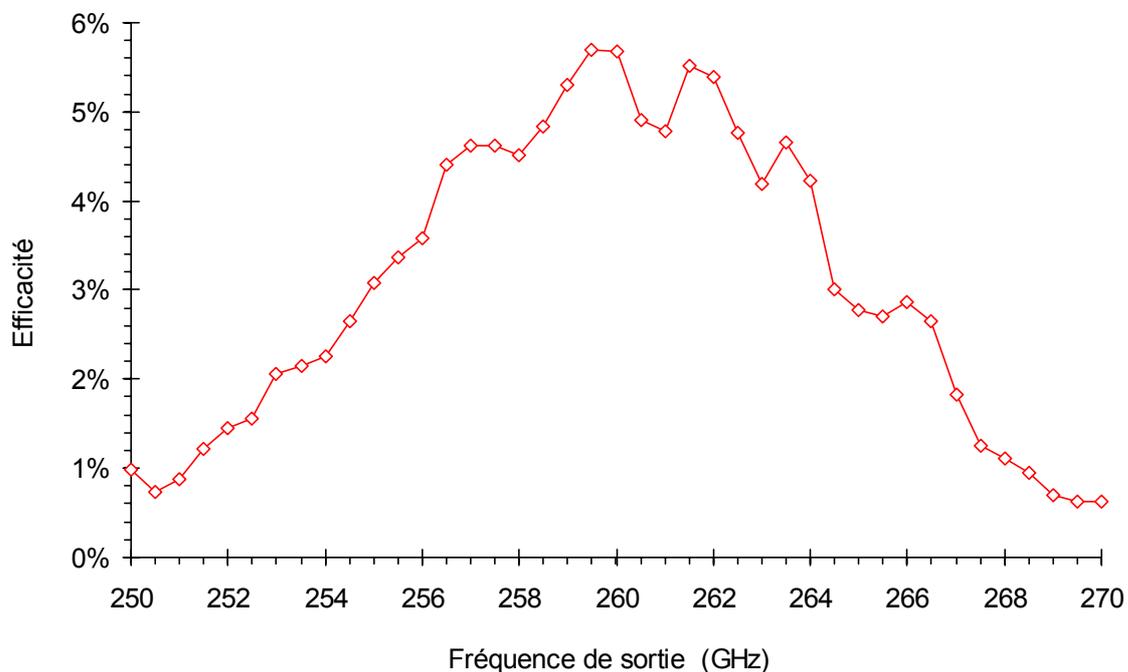


Fig. 3.27 : Doubleur n°2, diode UVa SB3T2-C0, D=0.38 mm, pompé avec une source Gunn isolée délivrant 11 à 15 mW. Réglages fixes optimisés pour 260.0 GHz (puissance de pompe = 12,5 mW).

On constate un élargissement très net de la bande passante (voir figure 2.21). La bande à 3 dB est en effet de 4%, au lieu de 2.5% obtenue avec l'ancienne position de la diode dans la cavité d'entrée. Comme les courbes suivantes vont le montrer, le rendement de 5.5% à 260 GHz s'explique par la faible puissance d'entrée (12.5 mW)

3.6.3. Lien entre puissance d'entrée et efficacité

La puissance d'entrée joue un rôle important dans le rendement. En effet, les diodes nécessitent une puissance de l'ordre de 45 à 60 mW pour donner leur rendement maximum. La puce comportant 4 anodes, la puissance optimale est donc de 11 à 15 mW par jonction. On retrouve l'ordre de grandeur de la puissance nécessaire aux diodes à contact par pointe.

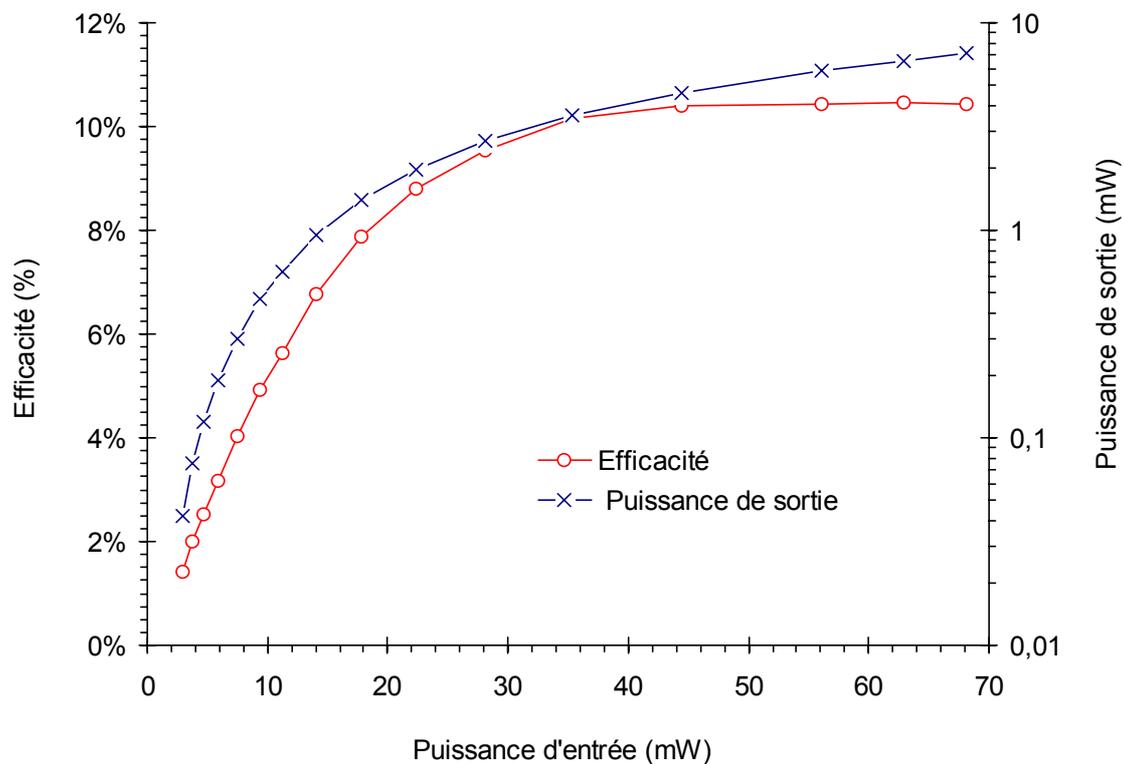


Fig. 3.28 : $F=260,50$ GHz, doubleur n°2, diode SB3T2-C0, $D=0.38$ mm.

Réglages optimisés pour chaque puissance d'entrée.

Nous avons également réalisé ces mesures à d'autres fréquences, là où le Carcinotron utilisé délivrait le plus de puissance. Nous constatons que pour une puissance d'entrée de 60 mW, l'efficacité est comprise entre 9.5% et 10.5%, pour des fréquences variant de 256 GHz à 265 GHz. La réponse du multiplificateur est donc assez plate autour de 260 GHz, pour peu que ce dernier soit pompé à son point optimum.

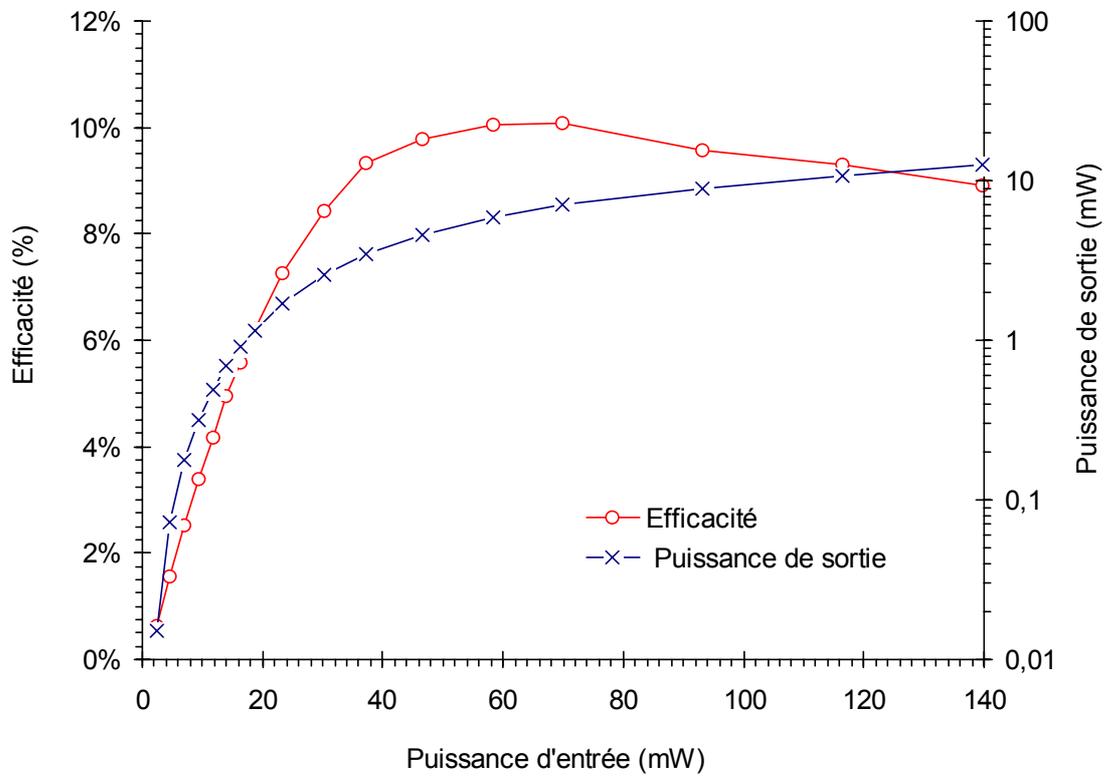


Fig. 3.29 : $F=265,57$ GHz, doubleur $n^{\circ}2$, diode SB3T2-C0, $D=0.38$ mm. Réglages optimisés pour chaque puissance d'entrée. La puissance maximale de sortie obtenue est de 12.5 mW.

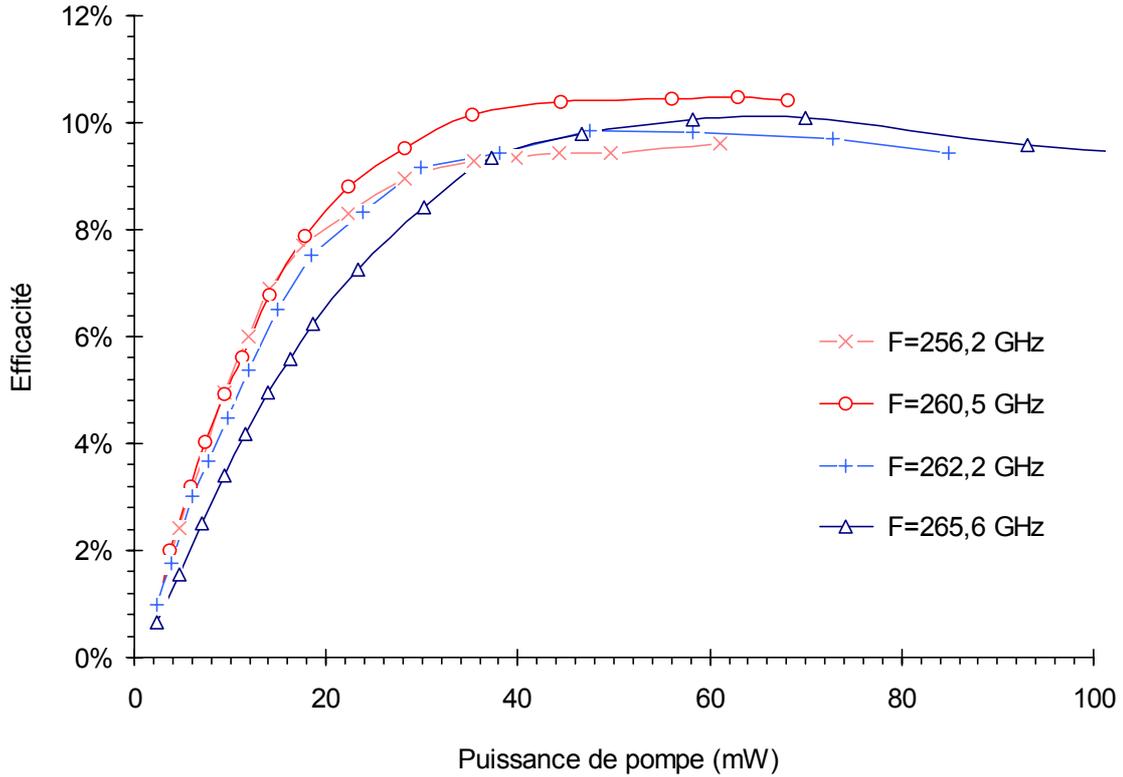


Fig. 3.30 : Doubleur n°2, diode SB3T2-C0, D=0.38 mm.
Réglettes optimisés pour chaque puissance d'entrée.

3.7. Simulations et optimisations : objectifs et limitations

Les résultats précédents montrent une amélioration de la bande passante instantanée, et semblent indiquer qu'elle s'est effectivement recentrée vers 260 GHz. Néanmoins l'amélioration attendue sur la facilité de couplage n'est pas évidente : les courts-circuits d'entrée sont toujours absolument nécessaires. Après cette série de mesures nous avons achevé le modèle et entrepris de nouvelles simulations.

3.7.1. Recherche des objectifs

Le modèle a été établi essentiellement dans le but d'optimiser la position du composant dans la cavité ; la première étape était de valider le modèle, et d'identifier tous ces points faibles, afin de pouvoir les améliorer ultérieure-

ment. J'ai aussi étudié l'influence des résistances séries, des capacités parasites et des pertes des courts-circuits sur le fonctionnement du doubleur.

Les simulations ont été réalisées pour une diode UVa SB3T2-C0, car nous disposions de beaucoup plus de données expérimentales avec ce composant.

3.7.2. Optimisation de la position du composant

(i) *Mise en place d'une procédure* : nous avons cherché à adapter le composant à la fréquence d'entrée en jouant uniquement sur sa position dans la cavité d'entrée. Pour que l'optimisation ait un sens, il faut supprimer le T-magique du circuit. En effet, la combinaison des deux courts-circuits d'entrée permet, dans presque tous les cas de figure, de coupler le signal incident au composant.

Il faut de plus faire attention au rôle de la transition de sortie : en effet le modèle de transition utilisé est un modèle simplifié, il peut donc a priori biaiser l'optimisation. Nous avons donc effectué plusieurs tests préliminaires pour connaître l'incidence de la transition sur l'optimisation du doubleur :

(a) Nous avons modifié temporairement les caractéristiques du transformateur d'impédance utilisé dans notre modèle. Le rapport du nombre de spires entre le primaire et le secondaire a été choisi égale à 1. La transition entre le guide coaxial et le guide rectangulaire de sortie était donc brutale, avec un saut d'impédance de 87Ω à 322Ω .

En optimisant la polarisation du composant et les deux courts-circuits de sortie, nous obtenons le même rendement qu'avec la transition initiale.

(b) Nous avons modifié la position de la jonction en T plan E de sortie en le rapprochant de la transition : pas de modification du rendement de sortie.

(c) Après avoir optimisé le rendement du doubleur grâce aux quatre courts-circuits et grâce à la polarisation, nous avons modifié la position des courts-circuits de sortie pour voir si l'adaptation d'entrée était modifiée : elle n'est modifiée que très légèrement.

Ces résultats indiquent que le circuit d'entrée est vraiment indépendant du circuit de sortie ; par conséquent, il est possible d'optimiser la position du composant, même avec une transition de sortie incorrectement modélisée.

(ii) *Résultats de simulation* : avec un composant UVa SB3T2-C0, le modèle donne une position optimale extrêmement proche du fond de la cavité d'entrée : suivant la puissance de pompe, D_{optimal} varie entre 0.04mm et 0.08mm, c'est à dire nettement moins que la largeur du composant ! Dans ces conditions - irréalisables en pratique - le couplage est très bon entre le signal d'entrée et les diodes. Les rendements obtenus sont même en progrès. Nous avons donc recherché d'éventuelles erreurs, en faisant varier sensiblement certains paramètres :

(a) la valeur des inductances des fingers a été divisée par 10 : la position optimale est modifiée mais reste très faible. De plus, le rendement diminue de plusieurs décibels, car il est nécessaire de faire conduire les diodes pour faciliter l'adaptation. On vérifie ici le rôle des fingers, qui est de compenser la capacité des jonctions.

(b) la valeur de la capacité a été modifiée ; nous avons effectué les mêmes simulations avec une diode UVa SB3T2-B0 : la position optimale est un peu plus éloignée du fond de la cavité mais reste toujours très faible (0.08mm).

(c) avec la diode SB3T2-C0, nous avons effectué l'optimisation de la position pour la fréquence de 230 GHz : $D_{\text{optimal}}=0.095\text{mm}$.

Ces résultats sont cohérents et semblent indiquer qu'il faudrait effectivement placer le composant au fond de la cavité d'entrée. En pratique, ce n'est pas réalisable ; il faut donc un réseau d'adaptation plus complexe, placé en amont du composant : c'est ce que réalise très bien le T-magique, mais au détriment de la bande passante.

3.7.3. *Influence de la capacité parasite et de la résistance série*

Pour illustrer le rôle important que jouent la capacité parasite et la résistance série dans le rendement d'un multiplicateur, nous avons simulé le fonctionnement du doubleur équilibré pour trois valeurs de capacité parasite et pour

trois valeurs de résistance série. Nous avons choisi de comparer ces simulations avec des mesures faites sur le doubleur n°2, monté avec une diode SB3T2-CO ; la longueur de la section A du guide coaxial étant $D=0.38$ mm. La fréquence est fixée à 260 GHz ; seule la puissance d'entrée varie entre 0 et 70 mW.

Les simulations ont été réalisées avec les paramètres suivant :

- Capacité totale d'une paire de diode du composant SB3T2-C0 :

$$C(V) = \frac{10 \text{ fF}}{\sqrt{1 - \frac{V/2}{0.8}}} + C_{\text{parasite}} \quad (3.25)$$

- $C_{\text{parasite}} = 3$ fF, 4 fF et 5 fF pour une résistance série de 5.5Ω par paire de diode (valeur mesurée par l'Université de Virginie).

- Résistance série de 5.5Ω , 7.5Ω et 10Ω par paire de diode, pour une capacité parasite de 4 fF (valeur estimée par l'Université de Virginie)

- Pertes de 0.2 dB dans chacun des deux courts-circuits d'entrée, et de 0.5 dB pour les courts-circuits de sortie. Le modèle de guide d'onde rectangulaire du simulateur a été utilisé pour inclure les pertes des différents guides (faibles). Le circuit exact simulé sous LIBRA est donné en annexe.

- Les 4 courts-circuits ainsi que la tension de polarisation ont été optimisés en même temps. L'unique critère utilisé fut le rendement de conversion. A la fin des optimisations, l'adaptation d'entrée était toujours meilleure que -17 dB, parfois meilleure que -22 dB ; le fait d'obtenir le rendement de conversion maximal pour la meilleure adaptation correspond parfaitement aux mesures (voir figures 2.22 et 2.23 du chapitre 2).

La courbe mesurée, quant à elle, a été obtenue à 260.50 GHz en utilisant la même procédure : optimisation à chaque point des courts-circuits et de la polarisation.

Nous obtenons les courbes de la figure 3.31 et de la figure 3.32 qui appellent plusieurs remarques :

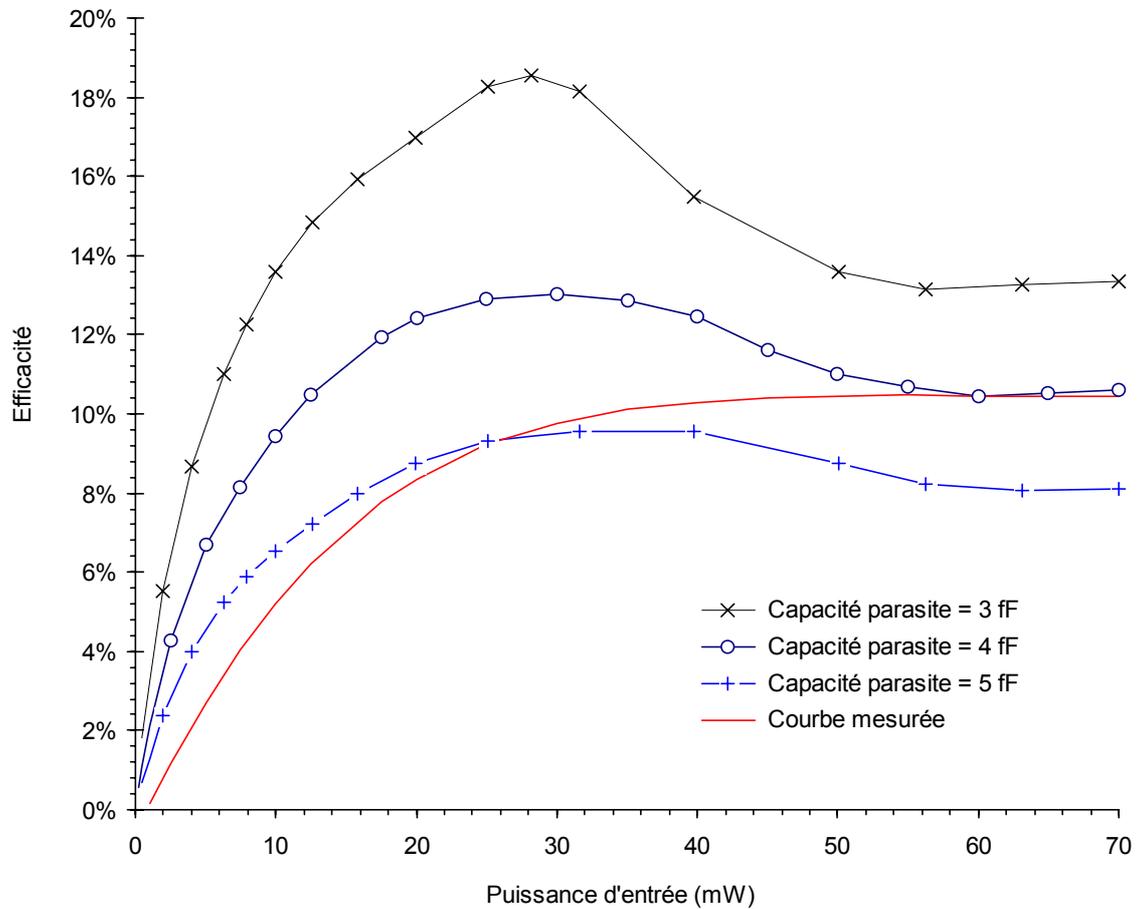


Fig.3.31 : F=260 GHz. Simulations et mesure du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée. Pour les simulations, R_s a été fixée à 5.5 ohms par paire de diodes (valeur mesurée par l'UVA).

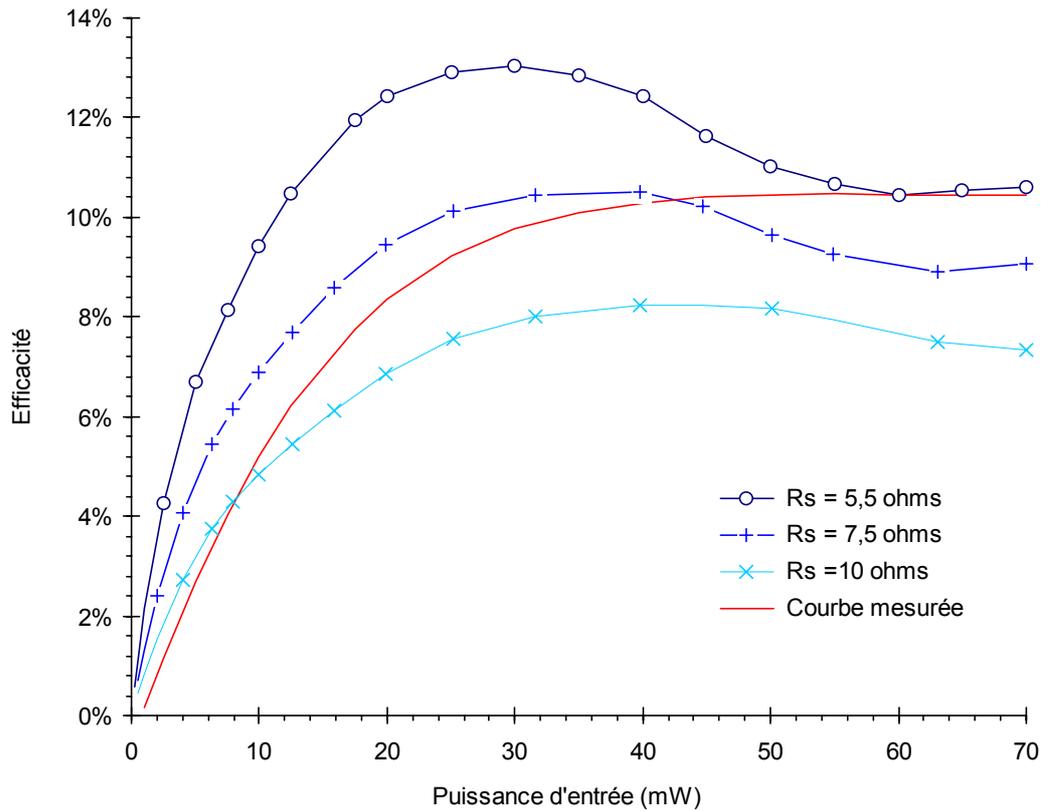


Fig. 3.32 : $F=260$ GHz. Simulations et mesure du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée. Pour les simulations, la capacité parasite est fixée à 4 fF par paire de diode (valeur donnée par l'UVA).

- (i) Pour les puissances d'entrée comprises entre 0 et 20 mW, on observe une pente très forte qui dépend directement de la valeur de la capacité parasite et de la résistance série. En particulier, pour les puissances d'entrée inférieures au milliwatt, on observe une pente de 1dB/dB pour le rendement de conversion, soit une pente de 2dB/dB pour la puissance de sortie, aussi bien en mesure qu'en simulation. Ceci s'explique simplement par le fait qu'aux faibles puissances de pompe, la capacité de jonction n'est que très peu modulée.

En effet, autour du point de polarisation $V=V_0$, s'il n'y a pas de courant de conduction, le schéma équivalent d'une paire de diode est réduit à :

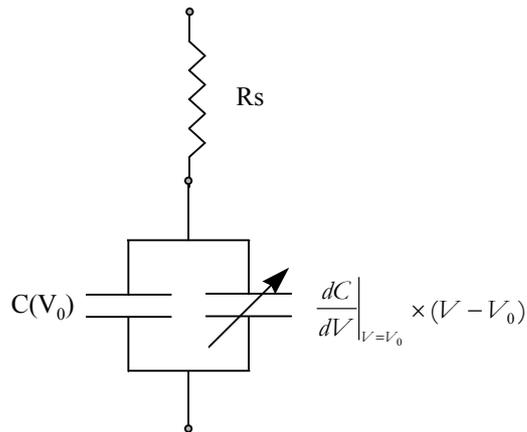


Fig. 3.33 : schéma équivalent d'une paire de diodes pour les faibles puissances d'entrée, autour du point de polarisation $V=V_0$.

La non linéarité est réduite à une capacité variable dont la valeur est $\frac{dC}{dV}\Big|_{V=V_0} \times (V - V_0)$. Il apparaît clairement qu'il faut une pente maximale pour que le rendement soit le plus élevé possible. Il semble donc préférable de polariser positivement la jonction. Cependant on augmente aussi la capacité $C(V_0)$, ce qui rend encore plus difficile l'adaptation. Si toutefois, V_0 augmente trop, la diode conduit ; la capacité de jonction va se retrouver en parallèle avec une conductance non linéaire, ce qui peut parfois avoir un effet bénéfique sur le rendement. Sur les doubleurs équilibrés construits au DEMIRM, l'optimum est atteint pour $-1.5 \text{ V} \leq V_0 \leq 0 \text{ V}$. Quant aux simulations, elles ont toujours donné un optimum pour $V_0 = 0 \text{ V}$ à quelques millivolts près.

Si on calcule le rendement du multiplicateur avec le modèle très simple présenté à la figure 3.33, on retrouve un résultat très général, observable sur de nombreux multiplicateurs, à savoir que la pente de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée est de $N \text{ dB/dB}$, si N est le rang de multiplication.

- (ii) Il y a un point optimum de rendement vers 30 mW de puissance de pompe. Le rendement peut atteindre 18.5 % en simulation si on réduit la capacité parasite de 1fF ; il tombe à 9% si on l'augmente de 1fF. Cet optimum est très marqué si la capacité parasite est faible ; dans ce cas, la courbe ressemble beaucoup à ce qui est observé sur des multiplicateurs à diodes à whisker, dont les capacités parasites et les résistances séries sont plus faibles que cel-

les des diodes planaires [Thornton 98]. Comme notre modèle de diode ne prend pas en compte les phénomènes de saturation de vitesse des porteurs, ni les phénomènes de saturation du courant qui apparaissent aux fortes puissances de pompe et aux hautes fréquences, la chute sensible de l'efficacité de conversion après l'optimum s'explique donc par d'autres phénomènes.

Il n'est de réponse immédiate à cette question : en effet, la non linéarité semble d'autant plus marquée que la puissance de pompe est forte ; cependant, la jonction commence à conduire pour des puissances supérieures à 30 mW, entraînant une chute de la résistance dynamique, et une diminution de l'effet de la non linéarité réactive. Une autre raison, qui est peut-être complémentaire, est que pour les fortes puissances de pompe, l'impédance de la diode à la fréquence de sortie est plus difficile à adapter avec notre circuit.

Quoi qu'il en soit, les simulations semblent indiquer que l'on peut observer une décroissance du rendement pour des puissances de pompe moyennes, avant que les phénomènes de saturation de vitesse des porteurs et de saturation de courant n'interviennent.

- (iii) La courbe mesurée a une pente plus faible au départ, et un maximum très plat. Les mesures présentées au paragraphe précédent ont montré que le maximum de rendement est plus proche de 60 mW que de 30 mW. Sachant l'effet d'une petite variation de la résistance série et de la capacité parasite, on obtient tout de même une correspondance correcte entre les simulations et les mesures.

3.7.4. Influence de la qualité des courts-circuits

Les courts-circuits mobiles, aux longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques, sont des éléments difficiles à réaliser ; de plus, leur qualité est difficile à évaluer. En pratique, il arrive de travailler avec de mauvais courts-circuits sans que l'on s'en rende compte immédiatement : comment savoir si les performances mesurées, bonnes ou mauvaises, sont imputables à la qualité du composant, du montage ou des courts-circuits ? Les simulations présentées à la figure 3.34 illustrent bien le rôle de ces éléments de réglage :

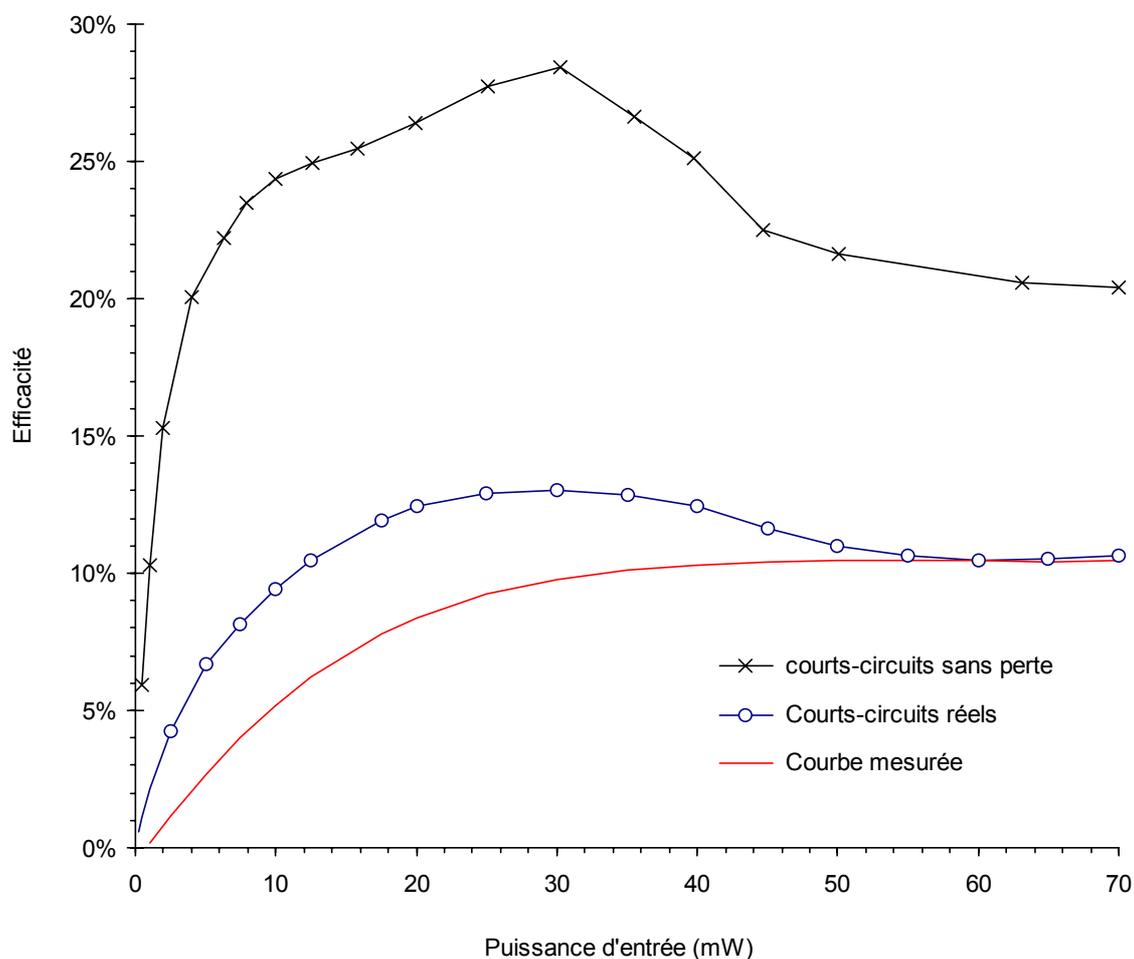


Fig. 3.34 : $F=260$ GHz. Influence de la qualité des courts-circuits sur le rendement de conversion. Les pertes sont de 0.2 dB pour les courts-circuits d'entrée et de 0.5 dB pour les courts-circuits de sortie.

On constate que les pertes empêchent le multiplicateur d'atteindre son rendement maximum. Pour des pertes par court-circuit de 0.2 dB en entrée et de 0.5 dB en sortie, on constate une diminution de plus de 3 dB aux puissances de pompe moyennes et fortes, et de plus de 7dB pour les faibles puissances. Pour un circuit passif, dans le pire des cas, ces pertes n'entraîneraient qu'une atténuation de 1.4 dB.

3.7.5. Bande instantanée à 260 GHz

Nous avons voulu calculer la bande passante instantanée du multiplicateur. Après avoir optimisé pour 260 GHz tous les courts-circuits ainsi que la polarisation, nous avons modifié la fréquence.

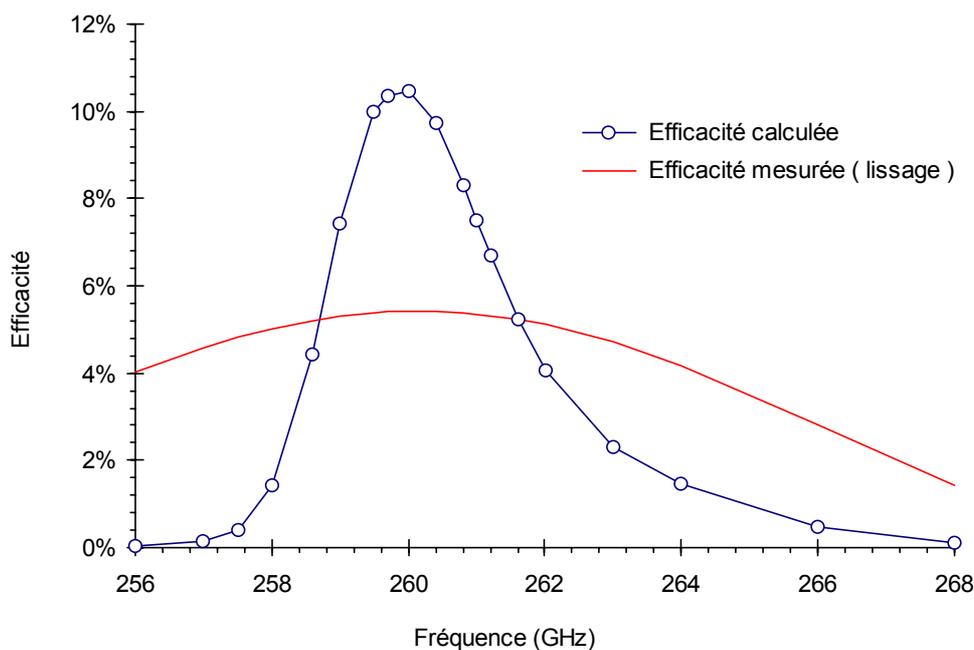


Fig. 3.35 : Bande instantanée du doubleur n°2 monté avec une diode UVa SB3T2-C0. $R_s=5.5 \Omega$, $C_{\text{parasite}} = 4 \text{ fF}$. $D=0.38 \text{ mm}$.
Puissance de pompe = 12.5 mW.

Nous obtenons deux courbes très différentes : le rendement maximum calculé pour 12.5 mW de puissance d'entrée est deux fois plus élevé que le rendement mesuré. Cette différence peut s'expliquer par une imprécision dans la détermination de la résistance série, de la capacité parasite et des pertes des courts-circuits. Par contre la courbe calculée est beaucoup plus faible bande qu'en réalité : nous avons un couplage plus résonnant qu'en pratique. Il faudrait donc reprendre l'étude du circuit d'adaptation du modèle, et plus particulièrement celui de la transition de sortie, pour pouvoir étudier le comportement du multiplicateur sur une bande de fréquence large.

4. Vers une utilisation optimale des diodes planaires

4.1. L'Hybride et le MMIC submillimétrique

La technologie planaire répond essentiellement à un besoin de fiabilité et de reproductibilité. Elle permet aussi l'intégration monolithique de l'élément actif dans le circuit ; néanmoins cette possibilité est encore loin de pouvoir être exploitée comme on pourrait l'espérer : pour les mélangeurs Schottky submillimétriques en guide d'onde, le JPL a été un pionnier, en reportant sur quartz²⁵ des circuits monolithiques comprenant deux diodes et un filtre passe bas [Mehdi 94] ; les résultats obtenus sont très bons, meilleurs que ceux obtenus avec des diodes discrètes brasées sur le filtre.

Par contre, pour les multiplicateurs submillimétriques monolithiques, les résultats obtenus à ce jour sont nettement moins bons que ceux obtenus avec des multiplicateurs hybrides en guide d'onde. L'accord d'un multiplicateur est en effet plus délicat que l'accord d'un mélangeur ; il faudrait pour réaliser un multiplicateur entièrement monolithique de meilleurs outils de conception, la possibilité d'effectuer certaines mesures pour valider les modèles utilisés, et aussi une plus grande reproductibilité dans la réalisation des composants. Il y a donc quelques étapes à franchir avant de pouvoir intégrer l'élément actif et le circuit. Ces aspects importants seront développés au paragraphe suivant.

A mon sens, il y a pour quelques années encore la place pour des circuits hybrides en guide d'onde ; leurs avantages sont importants :

- L'utilisation simple de matériaux à faibles constantes diélectriques comme substrat.
- La connexion possible à des guides métalliques à faibles pertes comme les guides coaxiaux.

²⁵ Il est nécessaire d'éliminer le substrat en arséniure de gallium car les pertes sont trop importantes. Le circuit est transféré sur un substrat de plus faible permittivité et de tangente de perte plus faible.

- Le coût bien plus faible d'une série de composant : la couche épitaxiée ne sert qu'à réaliser des composants et non pas à former des éléments passifs de grandes dimensions.
- Pour des multiplicateurs utilisant des filtres de type micro-ruban, il est tout à fait possible de réaliser un ensemble de circuits sur une lame de quartz, de les découper, puis de monter en série des composants planaires. Si la découpe est de bonne qualité, et les brasures ou les collages bien maîtrisés, il est possible d'obtenir des circuits très semblables avec des dispersions sur les montages assez faibles ; MMS par exemple, positionne les diodes de ses mélangeurs avec une précision meilleure que 10 microns. Les collages sont d'excellente qualité, et utilisent un minimum de colle conductrice. Une fois montés, les composants peuvent être testés en courant continu pour vérifier leurs caractéristiques statiques. Un premier tri des circuits peut être alors effectué avant l'intégration dans les blocs multiplicateurs.
- Pour des tripleurs à diodes à hétérostructures, aucun circuit de polarisation n'est nécessaire ; les circuits peuvent donc être déposés dans le bloc mécanique en les fixant avec une pointe de colle ; il est alors possible de tester un grand nombre de multiplicateurs en un temps réduit.
- Il peut être envisagé de retirer le substrat d'une diode après le brasage sur le quartz : on rejoint alors l'approche du JPL, mais en faisant l'économie d'une grande partie de la surface de la couche épitaxiée.

4.2. La maîtrise globale de la conception et de la réalisation

Nous avons tout d'abord construit un multiplicateur d'après une analyse purement électromagnétique. Les premières mesures effectuées sur ce prototype ont permis de cerner les limites de cette approche. L'amélioration du modèle a alors été entreprise pour aboutir à un circuit équivalent permettant d'optimiser les valeurs de certains paramètres du circuit et du composant et de déterminer l'influence de leurs dispersions.

4.2.1. *Maîtrise de la réalisation du composant*

Le premier enseignement de ce travail est que la dispersion des caractéristiques des composants réalisés rend difficile la conception d'un circuit entièrement figé. A mon avis, avant de commencer l'étude d'un circuit, il faut évaluer les dispersions des principaux paramètres des composants avec lesquels on compte travailler. La deuxième étape est de construire un modèle de composant dont la précision est en rapport avec les dispersions : inutile d'avoir un modèle trop raffiné, qui prenne en compte des effets du second ordre, si certains paramètres, comme la résistance série ou les capacités parasites, varient de $\pm 50\%$. La troisième étape est de concevoir un circuit d'adaptation qui soit le moins dépendant possible des paramètres les moins connus.

Si on réalise un circuit entièrement intégré, ou si on construit un dispositif hybride sans aucun élément de réglage, cette étude statistique préalable est déterminante pour l'obtention d'un résultat en relation avec ce qui a été calculé. En effet, cette étude doit permettre de créer un ensemble de circuits, ou de parties de circuits, dont certains paramètres varient « intelligemment » afin de compenser les dispersions des caractéristiques du composant. Il est possible qu'il soit nécessaire de réaliser un nombre important de circuits pour atteindre les objectifs. Dans ce cas, il faut prévoir dès le départ une procédure expérimentale qui permette le test d'un grand nombre de dispositifs. Au longueurs d'onde submillimétriques, une série de mesures est en général assez coûteuse en main d'oeuvre très qualifiée ; il n'est donc pas toujours facile de dégager un budget pour effectuer des tests systématiques sur un nombre important de circuits ou de composants ; c'est dommage, mais hélas fréquent : combien de temps consacré sur un projet pour définir ce qu'il faut faire, pour simuler, optimiser sur le papier, puis réaliser les dispositifs ? et combien d'effort pour des tests complets et leur analyse ?

Il me paraît totalement irréaliste d'espérer atteindre de bons résultats avec des circuits intégrés ou avec des circuits hybrides figés, sans y mettre le prix : ou bien on arrive à stabiliser les caractéristiques des composants, ou bien on effectue un tri systématique des meilleurs circuits.

4.2.2. *Maîtrise de l'outil de conception du circuit*

Quel outil de conception utiliser pour modéliser les circuits aux longueurs d'onde submillimétriques ? Cette question est bien au coeur du problème.

(i) *Le modèle à l'échelle* : certains groupes comme le JPL utilisent encore la méthode très ancienne du modèle à l'échelle : le très novateur mélangeur Schottky sur membrane à 2.5 THz²⁶ [Siegel 98] a été modélisé sur une maquette à quelques GHz ! En effet, la membrane de 3 μm d'épaisseur en arséniure de gallium, sur lequel est réalisé le circuit, est difficile à modéliser en raison du rapport très faible entre ses dimensions et celles de son espace environnant. Pour chercher d'éventuelles résonances ou modes de substrat, une maquette peut être plus performante qu'un simulateur électromagnétique. Néanmoins, il sera impossible avec un modèle à l'échelle d'évaluer l'impact des pertes dues au matériau semi-conducteur et aux pistes métalliques. De plus, il n'est pas toujours facile de réaliser des mesures sur une maquette. A cela, s'ajoute la question du coût : une maquette, même à 5 GHz, doit être parfaitement réalisée, notamment au niveau des contacts entre les différentes parties métalliques. Cette méthode a des avantages certains car elle permet de toucher du doigt certains problèmes, mais a aussi des limites qu'il faut bien connaître.

(ii) *Les simulations électromagnétiques* : le simulateur électromagnétique est un outil très utile mais qui a lui aussi de nombreuses limitations. Il faut tout d'abord distinguer deux grands types de méthodes de résolution des équations de Maxwell : les méthodes temporelles comme la méthode TLM et FDTD et les méthodes fréquentielles comme la méthode des éléments finis.

Les méthodes temporelles permettent d'obtenir rapidement une information sur une grande bande de fréquence. Elles permettent donc de détecter des résonances, même étroites, dans des circuits. Par contre, lorsque le circuit possède des cavités fortement surtendues, ces méthodes donnent une précision médiocre sauf à augmenter considérablement les temps de simulation.

²⁶ Température de récepteur de 20 000K double bande, à la température ambiante.

La méthode des éléments finis permet d'obtenir a priori une plus grande précision en un point de fréquence donné. Cette méthode permet sans difficulté de simuler le comportement d'une cavité très surtentue. Par contre, pour obtenir la réponse d'un circuit sur une plage de fréquence, il sera nécessaire d'effectuer une simulation pour chaque point de fréquence. Il est donc difficile avec cette méthode de détecter de fines résonances, surtout si elles se situent en dehors de la plage de travail envisagée.

Remarquons que certains simulateurs utilisent des méthodes hybrides, qui permettent de résoudre un problème particulier avec une méthode spécifique. De plus, il est maintenant possible de coupler un simulateur électromagnétique à des codes d'analyse non linéaire utilisant la méthode de la balance harmonique, ce qui permet de simuler un circuit dans son intégralité. Ceci constitue un réel progrès car on intègre dans le circuit passif simulé une perturbation qui correspond a priori au cas réel ; avec l'intégration du composant actif dans la structure tridimensionnelle, le problème délicat de la définition des impédances de normalisation au niveau des ports ne se pose plus.

(iii) Pertes dans les métaux et les matériaux diélectriques : avant de se lancer dans des simulations, il convient de se poser la question simple de la validité des modèles utilisés par le simulateur aux longueurs d'onde submillimétriques. Peut-on simuler un circuit à 500 GHz comme à 5 GHz, en divisant simplement les dimensions par 100 ? C'est ce qui est fait la plupart du temps car on considère que les pertes des différents éléments du circuit aux hautes fréquences n'apportent qu'une atténuation des signaux, mais qu'elles ne sauraient influencer autrement sur les performances du circuit. Or il en va tout autrement : nous avons constaté sur notre modèle, que les pertes jouent directement sur les dimensions que doit avoir le circuit pour atteindre les performances optimales ; évaluer les pertes est donc très important pour le dessin du circuit lui-même. Il n'est donc pas légitime de travailler avec des matériaux idéaux, comme des métaux à conductivité infinie ou des diélectriques à tangente de perte nulle. L'ennui lorsqu'on cherche à tenir compte des pertes avec un simulateur tridimensionnel, est l'augmentation de l'espace mémoire et du temps de calcul nécessaires.

Il se pose en plus une autre difficulté, autrement plus difficile à surmonter : celle de la détermination de la conductivité effective des métaux (qui tient compte de l'état de surface), de la tangente de perte des matériaux diélectriques ou semi-conducteurs dopés ou non dopés, de la qualité des contacts de masse et des jointures de guide ...

Notons que pour les lignes de propagation de type microruban, la conductivité finie du métal peut jouer directement sur les caractéristiques électriques des lignes : si l'épaisseur de métallisation des pistes n'est pas sensiblement supérieure à l'épaisseur de peau, l'onde comprise entre le plan de masse et la piste radie dans l'espace supérieur, modifiant sensiblement la permittivité effective du substrat, donc la longueur d'onde guidée et l'impédance caractéristique de la ligne [Kerr 96]. Il faut donc tenir compte de la conductivité du métal dans le calcul des filtres ou des circuits d'adaptation à hautes fréquences sous peines d'erreurs. Ce phénomène est surtout sensible pour les circuits intégrés, car il n'est pas toujours facile de déposer une couche suffisamment épaisse de métal au niveau des pistes.

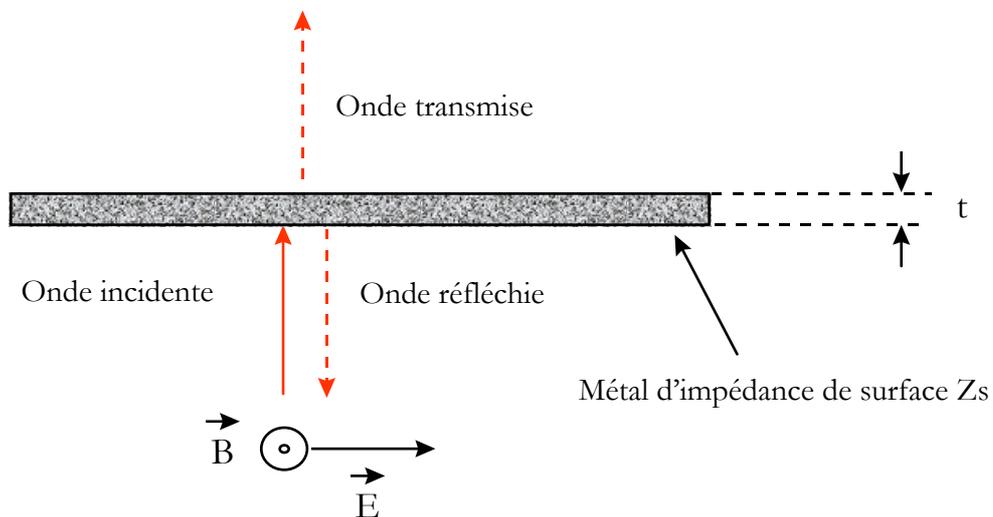


Fig. 4.1 : Onde plane réfléchie par une lame de métal non parfait d'épaisseur comparable à l'épaisseur de peau.

Ces dernières constatations permettent de relativiser l'efficacité des méthodes consistant à réduire la taille d'un circuit pour augmenter la fréquence de fonctionnement.

(iv) L'usage d'un modèle circuit : malgré l'intérêt que peut représenter un simulateur électromagnétique couplé à un code d'analyse non linéaire, il me paraît irréaliste de se lancer dans une optimisation globale d'un circuit aussi complexe qu'un multiplicateur. On a toutes les chances de ne rien comprendre aux phénomènes électromagnétiques présents en voulant les traiter d'un coup. A mon sens, chaque fois que cela est possible, il faut diviser la structure en sous blocs. L'inconvénient de cette division est qu'il devient nécessaire de les séparer suffisamment afin de maîtriser leur interaction. Mais compte tenu des difficultés que représente l'analyse des structures aux longueurs d'onde submillimétriques, il vaut mieux faire ce sacrifice, que de se tromper complètement.

Un modèle de type circuit dans lequel certains paramètres sont déterminés avec un simulateur électromagnétique, permet, en première approche, de mieux comprendre le fonctionnement de la structure. Une représentation de ce type permet de travailler indépendamment sur un bloc et d'obtenir la réponse du circuit tout entier en un temps très court. Si le modèle est complet, il doit permettre de travailler efficacement, notamment pour définir la structure la moins sensible possible aux paramètres les moins connus.

4.2.3. Maîtrise des moyens de mesure

Aux longueurs d'onde submillimétriques, il n'y a qu'un type de mesure qui soit facile : la mesure de fréquence : déterminer au hertz près la fréquence d'un signal autour de 500 GHz ne pose aucun problème ; par contre la mesure de puissance pose de nombreuses difficultés, de même que la mesure des paramètres S d'un circuit, ou la caractérisation en grand signal des composants. Dans le domaine des longueurs d'onde submillimétriques, il est donc très difficile de faire le lien entre les simulations et les mesures ... car il n'y a que peu de mesures ! Il est assez facile de faire un bilan de l'information qui

est acces-sible et celle qui est inaccessible dans l'état actuel de la technologie :

Possible :

- Mesure des paramètres petits signaux des composants sur wafer jusqu'à 110 GHz de façon assez standard, extension possible jusqu'à 220 GHz (JPL).
- Mesure des paramètres S grand signal d'un dispositif complet en guide d'onde, relativement facilement jusqu'à 170 GHz, très difficilement jusqu'à 220 GHz, voire même 350 GHz si on sait concevoir et réaliser le coupleur directionnel [Karpov]. Il faut de plus disposer de sources puissantes et *isolées* aux fréquences de travail. Au dessus de 170 GHz, il faut presque obligatoirement un tube de puissance comme un carcinotron pour réaliser des mesures grand signal des paramètres S.
- Mesure précise des constantes diélectriques de lames à face parallèles de matériaux jusqu'au THz (avec l'analyseur vectoriel ABmm) et des pertes. Mesure des impédances de surface des métaux, à la température ambiante ou à la température de l'hélium liquide.
- Mesure vectorielle très précises de filtres dichroïques, de cornets ou de réflecteurs, même de grandes dimensions jusqu'au THz.
- Mesure des puissances supérieures à 1 μW avec des sondes étalonnées jusqu'à 110 GHz. Pas d'étalon au dessus de 110 GHz. Mesure de puissance avec des détecteurs à structures ouvertes (membranes) jusqu'à plusieurs THz, mais sans garantie.
- Mesure très précise des températures de bruit des mélangeurs.

Impossible avec le matériel de mesure existant actuellement :

- mesure des paramètres S grand signal d'un *composant* en condition de fonctionnement pour les dispositifs en guide d'onde (impossibilité de retrouver

les paramètres S du composant à partir de ceux du dispositifs entier, par manque d'information sur le réseau passif qui entoure le composant).

- Mesures des paramètres S grands ou petits signaux d'un dispositif en guide d'onde à hautes fréquences : pour les mélangeurs et les multiplicateurs on se contente le plus souvent de la température de bruit et de la puissance de sortie.

4.3. Pour des multiplicateurs cryogéniques

Il est d'usage courant de refroidir les mélangeurs Schottky pour diminuer leur bruit. Ceux-ci peuvent fonctionner jusqu'à très basse température (4K). Pour les multiplicateurs, par contre, la possibilité d'augmenter les performances en refroidissant n'est pas exploitée. Louhi, Räsänen et Erickson ont pourtant montré dès 1992 qu'un gain de plusieurs décibels pouvait être obtenu à la température de l'azote liquide (77K) par rapport à la température ambiante [Louhi 92]. Ceci s'explique par trois raisons principales : la mobilité des porteurs augmente, la résistance série de la jonction diminue et la puissance nécessaire, pour atteindre la saturation de vitesse des porteurs augmente. Il y a de plus un léger gain au niveau de la résistivité des métaux normaux (or, cuivre). Plus récemment, Neal Erickson a exposé tout le bénéfice qu'il y avait à refroidir les chaînes d'oscillateurs locaux de FIRST entre 100 et 150 K ; Il a constaté une amélioration de 30% (+1.5 dB) de la puissance de sortie d'un doubleur équilibré à 140 GHz, en le refroidissant à la température de l'azote liquide. A 300 GHz il s'attend à un gain de 3dB ; sur une chaîne à 1THz, le gain espéré est de 10 dB [Erickson 97]. Par contre, il n'est pas certain que les diodes à hétérojonctions telles que celles développées à l'IEMN gagnent beaucoup à être refroidies [Lippens 98].

Néanmoins, à 77K on est peut-être loin des performances que l'on peut espérer d'un multiplicateur refroidi à 4K. Les paragraphes suivants vont tenter de montrer l'intérêt d'un refroidissement du multiplicateur à la température de l'hélium liquide, pour des chaînes hétérodynes installées sur des instruments

au sol²⁷. Ce paragraphe n'a pas d'autres prétentions que de donner matière à discussion.

4.3.1. Pertes du filtre passe-bas

(i) *Filtre en métal normal* : en dehors des doubleurs équilibrés, la plupart des multiplicateurs nécessitent un filtre passe-bas pour séparer le signal d'entrée du signal de sortie. Pour les fréquences très élevées (640 GHz-1.2 THz), celui-ci est réalisé en technologie coaxiale pour diminuer le plus possible les pertes. L'inconvénient majeur est la difficulté de réalisation et le manque de reproductibilité, sans parler du montage ... A plus basses fréquences (640 GHz et en dessous), on utilise plus volontiers des filtres réalisés par des procédés photolithographiques sur substrat en quartz. Les pertes théoriques sont par contre plus élevées ; elles sont dues essentiellement au métal, qui voit son épaisseur de peau se réduire à quelques dixièmes ou centièmes de micromètres à haute fréquence²⁸. Le quartz, quant à lui, qu'il soit amorphe ou monocristallin, a de faibles tangentes de pertes, de l'ordre de $4 \cdot 10^{-4}$ à 100 GHz ; il intervient donc assez peu dans les pertes imputables au filtre passe-bas.

Une difficulté supplémentaire pour les filtres réalisés sur quartz est la finesse des pistes métalliques correspondant aux sections de hautes impédances : les pertes résistives empêchent de descendre en dessous de 3 à 5 microns de largeur de ligne. La conséquence est une moindre modulation de l'impédance des lignes, donc un moins bon filtrage.

En pratique personne ne sait ce que perdent réellement les filtres ; il faut compter les pertes à la fréquence d'entrée, plus celles à la fréquence de sortie.

Une alternative prometteuse est d'utiliser des structures de propagation formées par des techniques de micro usinage. Il est désormais possible d'avoir de grandes précisions dans la définition de structures mélangeant matériaux

²⁷ L'application la plus immédiate étant l'interféromètre submillimétrique LSA.

²⁸ L'épaisseur de peau à 500 GHz pour le cuivre est de $0.093 \mu\text{m}$ et $0.106 \mu\text{m}$ pour l'or.

diélectriques et métal. Plusieurs groupes de recherche travaillent déjà dans ce sens.

(ii) *Gain pour une chaîne de plusieurs multiplicateurs* : comme on a pu le constater, les jonctions nécessitent une puissance minimale pour atteindre leur rendement de conversion maximal ; en dessous de cette puissance les rendements ont tendance à chuter sévèrement. Un gain de 1dB sur un étage peut se traduire, en sortie d'un second étage de multiplicateur, par un gain bien supérieur à 1dB. En effet, lorsque les puissances d'entrée sont très faibles, il peut être observé une pente de N dB/dB, si N est le rang de multiplication. Pour une chaîne de multiplicateurs sans accord mécanique, l'augmentation de bande passante instantanée peut être ainsi très importante.

(iii) *Filtre en métal supraconducteur* : un filtre réalisé en niobium et plongé dans l'hélium liquide ne perd quasiment plus rien jusqu'à sa fréquence de gap, soit 700 GHz. Au dessus de cette fréquence, le niobium commence à absorber l'onde et à être d'une résistivité plus importante qu'un métal normal. Les résistances de surface d'un film de niobium sont données dans le tableau suivant. Elles sont mises en regard avec les résistances de l'aluminium à la même température (valeurs calculées par Vincent Larrey [Larrey 98]).

Résistances de surface	Niobium (4.2 K)	Aluminium (4.2 K)
250 GHz	0.002 Ω .cm	0.07 Ω .cm
500 GHz	0.004 Ω .cm	0.1 Ω .cm
700 GHz	0.005 Ω .cm	0.11 Ω .cm
1THz	0.03 Ω .cm	0.14 Ω .cm

4.3.2. Intégration d'éléments d'accord supraconducteur au niveau du composant

(i) *Analogie avec les mélangeurs SIS* : les concepteurs de mélangeurs à jonctions SIS n'ont qu'un soucis, celui d'accorder leur jonction à la fréquence centrale de travail : une jonction SIS est avant tout un condensateur plan parallèle linéaire, de très forte capacité²⁹ ; la non linéarité qui est exploitée pour le mélange se trouve, quant à elle, en parallèle avec ce condensateur. En conséquence, il faut absolument compenser son effet sous peine de voir le signal court-circuité.

Historiquement, l'accord a tout d'abord été réalisé grâce aux courts-circuits en guide d'onde du bloc mélangeur, ce qui ne donnait pas d'excellentes performances. En effet, la jonction est le plus souvent localisée au centre du guide d'onde d'entrée ; même de hauteur très réduite, le guide rectangulaire a une impédance de l'ordre de 90Ω , au mieux. L'impédance des jonctions SIS est, quant à elle, beaucoup plus faible : celles réalisées au DEMIRM en 1998 ont une capacité de 200 fF ; leur impédance à 200 GHz est donc de $-j \cdot 4 \Omega$. Ainsi, compte tenu du rapport de ces deux impédances, des pertes dans les courts-circuits mobiles, même relativement faibles, peuvent rendre impossible l'accord de la jonction. Il faut ajouter que lorsque l'accord est possible, il ne l'est que dans une bande de fréquence très étroite. Les mélangeurs SIS de ce type avaient donc des bandes instantanées étroites.

Le problème de l'accord de la capacité fut résolu simplement par l'ajout d'un circuit d'adaptation à l'échelle de la jonction, localisé au contact de celle-ci [Räisänen 85]. Ce circuit utilise comme substrat, une très fine couche d'isolant³⁰ déposée sur l'électrode en niobium.

²⁹ Les jonctions SIS réalisées au DEMIRM par Véronique Petitbon-Tévenet et Cyrille Viguerie pour des fréquences de 200 GHz, ont une capacité surfacique de $95 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Leur surface est de $2 \mu\text{m}^2$, qui donne une capacité totale de 200fF, à comparer avec les capacités des diodes Schottky qui ne font que 15 fF pour les mêmes fréquences.

³⁰ De l'ordre de 200 nm pour les jonctions réalisées au DEMIRM.

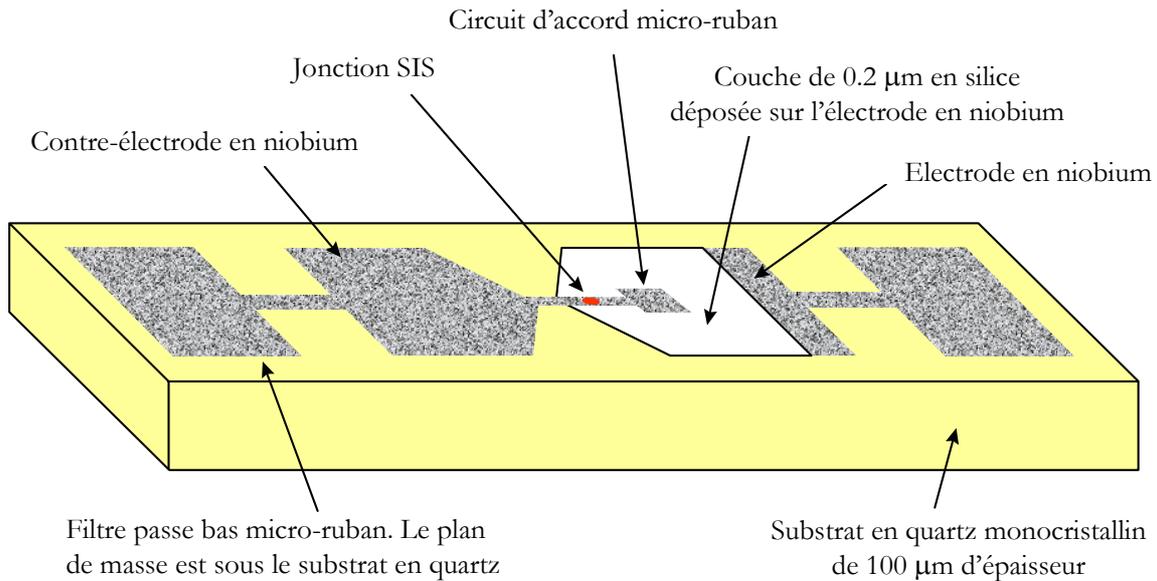


Fig. 4.2 : Schéma d'un circuit comprenant une jonction SIS, son circuit d'accord et une partie du filtre passe-bas, appelé filtre de fréquence intermédiaire (FI).

Le circuit d'accord est alors un circuit dans le circuit. Il se sert d'un des éléments du filtre passe bas³¹ comme plan de masse. Malgré la finesse de la couche de silice, un tel circuit d'adaptation est quand même à faibles pertes, car le niobium a une résistance de surface très faible jusqu'à des fréquences élevées.

Depuis l'introduction des circuits d'accord, les performances des mélangeurs SIS ont très sensiblement augmenté, autant en terme de température équivalente de bruit que de bande passante instantanée.

(ii) Circuit d'adaptation supraconducteur et jonctions Schottky ou hétérojonctions : l'idéal est d'adopter la même démarche pour les multiplicateurs de fréquences. Un circuit d'adaptation localisé près de la barrière et suffisamment complexe peut permettre l'obtention de performances large bande. Mais, com-

³¹ Le filtre passe-bas est plus communément appelé « filtre de fréquence intermédiaire » ; Il est nécessaire pour séparer le signal RF du signal de sortie à la fréquence intermédiaire.

ment intégrer de tels éléments d'accord supraconducteurs au niveau des diodes Schottky ou des diodes à hétérostructures ?

Les procédés de fabrication pour ces composants sont très différents du procédé de fabrication des jonctions SIS. Ils nécessitent en premier lieu l'emploi d'un substrat en arséniure de gallium ou en phosphure d'indium. Une fois la couche active épitaxiée, il faut délimiter les anodes, former les contacts ohmiques et les éléments de connexion, tels que les fingers et les plots de contact. Il reste alors à réduire l'épaisseur du substrat, ce qui constitue l'une des étapes les plus délicates, à cause du risque de micro-cassures au niveau de la barrière. Dans les multiplicateurs hybrides, le composant, une fois affiné, est reporté sur le filtre passe-bas.

Réaliser des éléments d'accord en matériaux supraconducteurs au niveau du composant, nécessite probablement de reporter la couche épitaxiée sur le substrat en quartz avant de délimiter les anodes et de déposer les différentes pistes métalliques. Le chemin pour élaborer un procédé de fabrication aussi complexe est forcément long.

(iii) Limitations dues à l'échauffement de la jonction : une difficulté supplémentaire provient du risque d'échauffement des pistes supraconductrices par l'effet de dissipation thermique de la jonction ; en effet, l'énergie incidente non convertie sur les harmoniques supérieurs est absorbée par les diodes, ce qui peut entraîner une montée importante de la température des pistes en niobium situées à proximité. Au dessus de 9K le niobium n'est plus supraconducteur et sa résistivité est alors très élevée. Il y a donc une marge de l'ordre de 4K³² avant de perdre tout le bénéfice de l'usage de ce matériau supraconducteur. Des calculs effectués par l'IEMN ont montré que les hétérojonctions qu'il fabrique s'échauffent des de 1.6K par mW de puissance absorbée. Il faut donc prévoir d'éloigner suffisamment les pistes en niobium, de la diode. Malgré

³² Au delà de 400 GHz, pour qu'une jonction SIS fonctionne correctement, il faut que sa température soit inférieure à la moitié de la température de transition du supraconducteur. Pour une jonction en niobium, il faut donc travailler à 4K ou en dessous. Cette limitation est en fait liée au contrôle du courant Josephson qui est plus difficile si la jonction est « chaude ». Une piste en niobium, quant à elle, sera à faibles pertes jusqu'à la température critique du supraconducteur.

tout, il est nécessaire de calculer précisément l'échauffement des pistes en fonction de la puissance absorbée par les diodes.

Une alternative serait d'utiliser des pistes en YBaCuO, qui est un matériau supraconducteur à haute température critique (supérieure à 77K). Il a été démontré récemment la faisabilité de mélangeurs submillimétriques (550 GHz) utilisant ce matériau [Harnack 98]. Cependant le dépôt des couches d'YBaCuO est plus difficile que le dépôt de couches en niobium.

(iv) *Idée de composant* : voici ce à quoi pourrait ressembler un composant Schottky ou à hétérojonction, intégrant un circuit d'accord et un filtre en niobium :

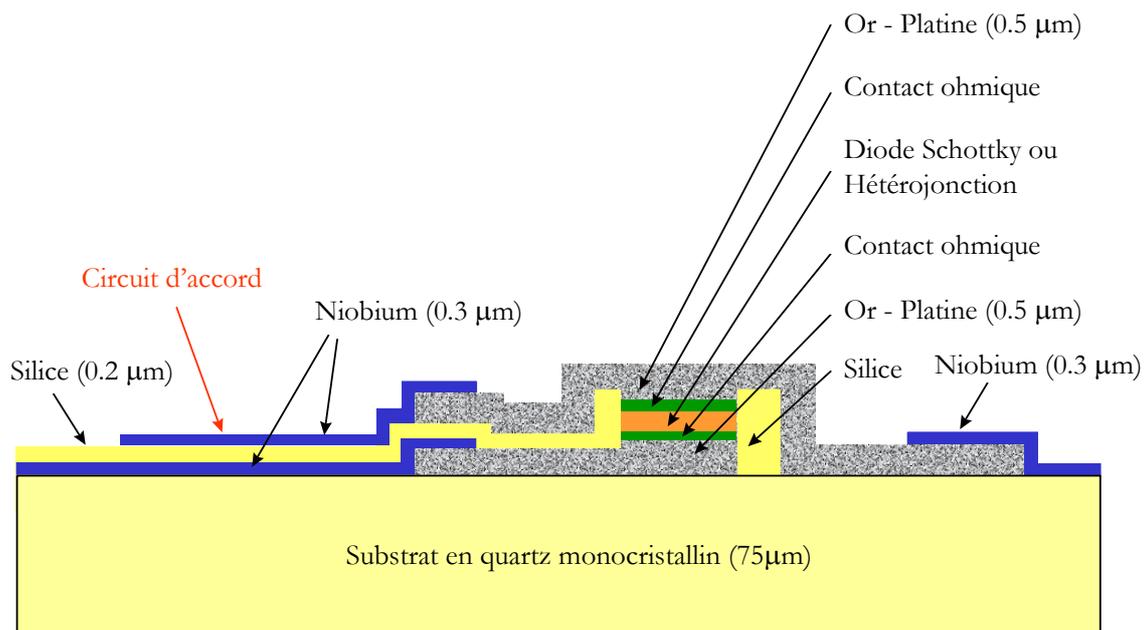


Fig. 4.3 : Structure d'une diode Schottky ou à hétérojonction avec des éléments d'adaptations localisés à proximité. Schéma directement inspiré de la structure des jonctions SIS. Le contact entre l'or et le niobium nécessite une couche d'accrochage en chrome, de même que pour le dépôt du niobium sur le quartz.

Il nécessite de reporter la couche active sur le substrat en quartz préalablement métallisé. Ce report est évidemment l'une des étapes les plus critiques. Le début du procédé pourrait donc ressembler à ce qui est fait à l'Université de Darmstadt pour fabriquer les diodes Schottky planaires sans substrat. La suite du procédé peut ressembler au dépôt des électrodes de niobium de la jonction SIS. Une difficulté supplémentaire provient de l'accrochage de l'or sur le niobium : il faut une très fine couche de chrome pour qu'elle adhère.

4.3.3. *Intégration du multiplicateur dans le cryostat*

(i) *Puissance de pompe maximale* : intégrer un multiplicateur dans un cryostat peut paraître irréaliste à cause de la dissipation thermique qu'il introduit au niveau de l'étage le plus froid. Il faut cependant faire le bilan de toutes les entrées de chaleur, afin de déterminer si le multiplicateur est susceptible de réduire sensiblement l'autonomie du cryostat :

- certains récepteurs ont un amplificateur faible bruit refroidi à 4K, dissipant de l'ordre de 25 mW.
- si aucun filtre infrarouge n'est utilisé, chaque centimètre carré de la surface des fenêtres du cryostat introduit environ 50mW au niveau de l'étage froid [Infrared]. En utilisant une fenêtre en quartz monocristallin (très bon filtre infrarouge), on peut atténuer de 90% la radiation à 300K. Ainsi chaque centimètre carré de la surface des fenêtres peut n'introduire que 5mW (valeur minimale). Pour un cryostat équipé d'une fenêtre de 1.5 cm de diamètre (taille assez modeste), l'apport de chaleur est de l'ordre de 9 mW. Pour 2cm de diamètre, la puissance thermique passe à 15mW. De nombreux cryostats sont en fait équipés de deux fenêtres pour deux canaux différents.

Il faut compter aussi les entrées de chaleur dues aux différents connecteurs, aux ouvertures nécessaires pour le réglage mécanique des mélangeurs, et aux imperfections du Dewar lui-même. Ainsi, il paraît tout à fait réaliste

d'accepter une entrée supplémentaire de l'ordre de 20mW en moyenne³³, sans pour autant réduire dans des proportions gênantes l'autonomie.

De plus, il faut considérer que cette puissance ne sera effectivement injectée dans le cryostat que pendant une petite fraction du temps : les récepteurs SIS installés sur les instruments au sol, comme l'interféromètre du plateau de Bures, ou même le 30m de l'IRAM, fonctionnent la majorité du temps à des fréquences bien déterminées. Les mélangeurs SIS et les chaînes d'oscillateurs locaux sont réalisés en conséquence. Pour les multiplicateurs, ceci se traduit en particulier par un besoin très faible en puissance de pompe, sauf en bord de bande, lorsque leurs performances sont les moins bonnes.

(ii) Entrée du signal fondamental par des guides diélectriques : pour ses récepteurs millimétriques et submillimétriques, l'IRAM utilise une injection directe du signal d'oscillateur local : le signal de sortie de la chaîne de multiplicateur est acheminé depuis l'extérieur, jusqu'à l'étage froid, grâce à des guides d'onde rectangulaires en acier inoxydable ; un coupleur directionnel en guide d'onde, intercalé entre le mélangeur et le cornet, réalise l'injection.

L'injection directe se traduit par une diminution sensible du bruit du récepteur : il y a moins de pertes sur le signal qu'avec d'autres systèmes de couplage, et ces pertes ont lieu à 4K, au lieu de 300K pour les autres dispositifs. Jusqu'à 350 GHz, l'injection directe est possible ; au delà, cela devient très difficile ; si la chaîne de multiplication est placée dans le cryostat, un coupleur optique, situé lui aussi dans le cryostat, peut réaliser l'injection.

L'université d'Erlangen réalise des guides rectangulaires diélectriques à faibles pertes³⁴ qui pourraient encore simplifier l'injection du signal fondamental : ces guides sont très souples et se connectent aisément à un guide rectan-

³³ La dissipation thermique d'une chaîne complète de multiplication à l'intérieur du cryostat est seulement la puissance de pompe injectée à l'entrée du premier multiplicateur. Il n'y a pas de dissipation due à la polarisation, sauf cas extrême.

³⁴ Gain d'environ 30% à 100 GHz par rapport à un guide rectangulaire métallique.

gulaire classique³⁵. Leur avantage principal est, bien sûr, le fait qu'ils soient en matériau diélectrique, à faible conduction thermique.

(iii) Intégration d'une chaîne de multiplicateurs sans matériau supraconducteur dans un cryostat : si l'on supprime les pistes en matériau supraconducteur, le problème de l'intégration se simplifie grandement. Il est possible de rapprocher la chaîne de multiplication de fréquences très près du mélangeur, tout en l'isolant de la platine à 4K. La chaîne fonctionne alors à froid, mais à une température beaucoup moins critique pour le système cryogénique. Il est alors possible de bénéficier d'une augmentation appréciable du rendement de la chaîne de multiplication, de faciliter le couplage du signal d'oscillateur local au mélangeur, tout en n'affectant que très peu l'autonomie du cryostat. Ceci pourrait sans doute être fait pour les récepteurs du LSA.

4.4. La génération directe - Lasers

Nous avons au cours de ce travail montré l'intérêt de la technologie planaire pour les multiplicateurs de fréquences et les perspectives quant à la possibilité de réaliser des circuits entièrement intégrés. Nous n'avons cependant pas remis en question l'intérêt du multiplicateur ; pourtant on peut se demander s'il n'y a pas de solutions plus simples, moins lourdes pour les très hautes fréquences. Partir de 80 GHz pour arriver à 1 THz, 1.5 THz voire plus en multipliant, multipliant toujours la fréquence ... pourquoi ne pas chercher à générer directement le signal à ces fréquences ? Est-ce possible, dans quel cas ? Il convient de faire à nouveau un bilan des besoins en matière de signal d'oscillateur local en fonction du domaine de fréquence :

(i) La bande basse du millimétrique : les fréquences inférieures à 110 GHz intéressent beaucoup les militaires (radar, imagerie), l'industrie automobile (radar anti-collisions, télépéages ...) et les communications (transmissions à hauts

³⁵ La transition est réalisée par un cornet métallique rectangulaire très court, dans lequel on vient glisser le guide diélectrique rectangulaire préalablement taillé en pointe à son extrémité. La fibre n'a pas de gaine, aussi faut-il laisser un volume d'air suffisant autour, pour ne pas atténuer le champ. Ces guides fonctionnent jusqu'à 300 GHz. A 100 GHz les pertes d'insertion sont de l'ordre de 0.2dB.

débits, communications inter-satellitaires, à courtes distances ...). Grâce aux efforts de l'industrie, ou de laboratoires de recherche liés à l'industrie, les circuits intégrés utilisant des HEMT³⁶ ou des diodes planaires sont d'actualité depuis plusieurs années. En effet, dans cette bande de fréquence, il y eu de nombreux développements au niveau instrumental qui ont permis de bien maîtriser la conception des circuits monolithiques. Pour l'imagerie par exemple, il existe des circuits monolithiques constitués d'un réseau de chaînes de détection, comprenant chacune un amplificateur faible bruit, suivi d'un mélangeur et d'un multiplicateur de fréquences.

Bon nombre de systèmes de détection utilisés dans l'industrie nécessitent un oscillateur local d'une grande pureté spectrale. Le multiplicateur de fréquence intégré au circuit se justifie pleinement dans la mesure ou il simplifie le système.

(ii) *La bande haute du millimétrique et le submillimétrique* intéressent surtout les astronomes et les aéronomes. Les besoins en oscillateur local sont de deux types : pour les récepteurs Schottky, la puissance de pompe nécessaire est importante et prêche pour l'usage de multiplicateurs performants dans les chaînes d'oscillateurs locaux. Des développements dans le but d'intégrer sur un même circuit le plus d'éléments possibles sont envisageables. Il y a cependant une autre voie qui pourrait détrôner à terme les multiplicateurs : les oscillateurs à tubes miniatures du type Carcinotron, réalisés en micro technologies : ils nécessitent a priori une alimentation de moyenne ou basse tension et sont d'un faible encombrement ... à suivre de près.

Pour la détection hétérodyne à haute sensibilité, les mélangeurs SIS ou à HEB³⁷ assurent à ce jour les meilleures performances en bruit. Les puissances d'oscillateur local nécessaires sont très faibles : quelques centaines de nanowatts au niveau de l'élément actif suffisent. N'est-il point de composant susceptible d'osciller à très hautes fréquences en délivrant ce niveau de puis-

³⁶ High Electronic Mobility Transistor.

³⁷ Hot Electron Bolometer : ce sont des micro-ponts en matériaux supraconducteur. La variation du *champ* électrique crée l'échauffement du pont, produisant la transition de l'état supraconducteur à l'état de métal normal. Il y a alors une très forte non linéarité qui est utilisée pour le mélange.

sance ? Ces composants existent depuis longtemps : ce sont les jonctions SIS à effet Josephson, appelées en anglais Josephson Flux Flow Oscillator (FFO) : le courant Josephson qui gêne habituellement le fonctionnement des mélangeur SIS, est ici utilisé pour créer une oscillation à très haute fréquence dont le contrôle s'effectue par le champ magnétique. Il est aujourd'hui possible de produire plusieurs microwatts à 450 GHz avec ce type d'oscillateur. De plus, le FFO peut être verrouillé en phase : une raie de 1 Hz de large a été observée récemment vers 450 GHz.

L'intérêt essentiel d'utiliser des FFO est que la technologie nécessaire à leur réalisation est strictement la même que celle mise en oeuvre pour fabriquer les jonctions SIS classiques ou les HEB ; la conséquence est que l'on peut intégrer sur un même circuit, une jonction SIS dédiée au mélange, le filtre de fréquence intermédiaire, le FFO, son mélangeur harmonique (une autre jonction SIS !) et le coupleur d'oscillateur local : les circuits monolithiques submillimétriques existent déjà ; ils utilisent des lignes supra-conductrices à très faibles pertes, des épaisseurs de substrat de quelques centaines de nanomètres qui évitent tout risque d'apparition de modes de substrat, et des composants ayant de très fortes non linéarités. Avec ce type de circuits, les performances en bruit à 450 GHz sont aujourd'hui équivalentes à celles obtenues avec une génération externe de l'oscillateur local, résultat qui pourrait changer beaucoup de choses dans la conception des récepteurs submillimétriques SIS [Shitov 94], [Koshelets 96], [Chung 98].

Cette technologie permet de résoudre la difficulté que représente le couplage de la puissance d'oscillateur local nécessaire à chacun des mélangeurs SIS d'un récepteur multi-faisceaux, or, pour les futurs instruments dédiés à la radioastronomie, les matrices de détecteurs sont appelées à se développer car elles augmentent grandement la sensibilité d'un radiotélescope. Pour les interféromètres en particulier, l'utilisation d'une matrice de mélangeurs au niveau de chaque antenne, élargit le champ de vue, ce qui simplifie la reconstitution des images de grande taille (plus larges que la largeur de faisceau d'une antenne prise séparément).

Une autre alternative à l'utilisation des multiplicateurs de fréquences, est la génération du signal d'oscillateur local par battement de deux lasers sur un photo-mélangeur ; les lasers sont verrouillés en phase sur un oscillateur ultra stable (quartz lié à une horloge atomique au césium) afin de produire un signal submillimétrique d'une grande qualité spectrale. L'efficacité de conversion est d'autant plus grande que la fréquence du signal produit est élevée : le domaine d'utilisation optimale des photo-mélangeurs démarre plutôt vers 1 THz, mais il est possible de descendre en dessous. Des signaux de l'ordre de quelques microwatts peuvent être produits avec 50-70mW de puissance optique en refroidissant le photo-mélangeur à 77 K [Verghese 97].

L'intérêt de la génération de signaux par battement de lasers, est la possibilité de distribuer un même signal d'oscillateur local à un grand nombre de récepteurs, en particulier à ceux d'un interféromètre de grande dimension comme le LSA-MMA : les faisceaux lasers sont générés sur un site donné, et distribués grâce à des fibres optiques aux différentes antennes ; le battement s'effectue de façon individuelle sur un photo-mélangeur situé dans chaque récepteur. Le système bénéficie de l'apport des technologies mises en place pour les télécommunications : amplificateurs optiques, coupleurs, modulateurs, lasers métrologiques ... Ce principe de génération du signal d'oscillateur local appliqué à un interféromètre est séduisant, mais sa faisabilité n'est pas démontrée, ce qui n'est cependant pas une raison pour écarter a priori l'idée.

5. Conclusion

La génération de signaux radioélectriques dans le domaine des longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques pose quelques difficultés par l'absence de composants à état solide suffisamment puissants. La multiplication de fréquences a été durant de nombreuses années la meilleure solution pour répondre aux besoins des instruments hétérodynes fonctionnant dans ce domaine de longueurs d'onde. Aujourd'hui les perspectives s'étendent.

Ainsi, pour les récepteurs hétérodynes à mélangeurs SIS, et notamment pour les récepteurs multi-faisceaux qui seront installés sur les radiotélescopes des années 2005-2010, les FFO semblent une voie prometteuse, bien que très peu de forces y soient consacrées. Quant aux photo-mélangeurs, ils nécessitent sans doute encore quelques progrès concernant leurs pertes de conversion avant d'être aisément utilisés comme oscillateur local des mélangeurs SIS ; en revanche, pour les mélangeurs à HEB, leur usage est dès à présent possible.

L'intérêt des multiplicateurs de fréquences à diodes planaires pour de nombreux projets avenir n'est pas remis en question dans l'immédiat : les nombreux radiomètres à mélangeurs Schottky embarqués sur satellite qui observeront l'atmosphère terrestre ou celle des planètes du système solaire, les instruments hétérodynes de FIRST ou de SOFIA, feront appel à eux. Pour que ces dispositifs atteignent les performances espérées, je pense que les efforts devraient se porter en priorité vers la recherche de lignes de propagation et d'éléments d'accord à faibles pertes, ainsi que vers l'élaboration de procédures de mesure permettant de vérifier le plus possible les modèles utilisés pour la conception des circuits : pour réaliser des circuits monolithiques, mieux comprendre les phénomènes qui se produisent dans le circuit est aussi important que d'améliorer les caractéristiques du composant.

6. Listes des publications

A. Maestrini, M. Favreau, S. Toutain and G. Beaudin, « A 260 GHz Planar Balanced Doubler », Proceedings of the 5th International Workshop on Terahertz Electronics, IRAM, September 18-19, 1997.

A. Maestrini, B. Lecomte, M. Favreau, S. Toutain et G. Beaudin, « Un doubleur de fréquences équilibré à diodes planaires en vue des récepteurs hétérodynes submillimétriques spatiaux », 11^{ème} Journées Nationales Microondes, Arcachon 5-7 mai 1999.

A. Maestrini, X. Mélique, M. Favreau, J.M. Goutoule, S. Toutain, G. Beaudin, D. Lippens, « Planar Diode Frequency Multipliers at Millimetre and Sub-Millimetre Wavelengths for High Sensitivity Heterodyne Receivers. » XXVIth General Assembly of the International Union of Radio Science, Toronto, August 13-21.

X. Mélique, A. Maestrini, E. Lheurette, P. Mounaix, M. Favreau, O. Vanbésien, J.M. Goutoule, G. Beaudin, T. Nähri and D. Lippens, « 12% efficiency and 9.5 dBm Output Power from InP-based Heterostructure Barrier Varactor Tripler at 250 GHz », IEEE MTT symposium Anaheim USA, June 1999.

X. Mélique, A. Maestrini, P. Mounaix, M. Favreau, O. Vanbésien, M. Goutoule, G. Beaudin, T. Nähri and D. Lippens « Record performance of a 250 GHz InP-based Heterostructure Barrier Varactor tripler », Electronics Letters n°11, vol. 35, May 27th 1999.

A. Maestrini, « Local Oscillator Toulouse Concept report », 500 GHz broadband Receiver, ESA project of the Development of critical technology for a submillimeter limb Sounder , ref : 550/NT/SOP/ 186.96, February 96.

A. Maestrini, « Local Oscillator Toulouse Design report », 500 GHz broadband Receiver , ESA project of the Development of critical technology for a submillimeter limb Sounder , ref : 550/PR/SOP/ 419.96, July 96.

A. Maestrini, « Local Oscillator Toulouse Final report », 500 GHz broadband Receiver , ESA project of the Development of critical technology for a submillimeter limb Sounder , August 1998.

7. Références

[Archer 81] J. Archer, « Millimeter Wavelength Frequency Multipliers », IEEE MTT, vol. MTT-29, n°6, June 1981.

[Archer 82] J. Archer, « A High Performance Frequency Doubler for 80 to 120 GHz », IEEE MTT, vol. MTT-30, n°5, May 1982.

[Archer 84] J. Archer, « An Efficient 200-290-GHz Frequency Tripler Incorporating A Novel Stripline Structure », IEEE MTT, vol. MTT-32, n°6, April 1984.

[Archer 85] J. Archer, « High-Output, Single-and Dual-Diode, Millimeter-Wave Frequency Doublers », IEEE MTT, vol. MTT-33, n°6, June 1985.

[Archer 90] J. Archer, R. Batchelor, « Low-parasitic, Planar Schottky Diodes for Millimeter-Wave Integrated Circuits », IEEE MTT, vol. 38, n°1, pp.15-22, January 1990.

[Bertram 98] P. Bertram (doctorant DEMIRM /JPL), conversation privée décembre 1998.

[Bishop 87] W.L. Bishop, K. Mckinney, « A novel whiskerless Schottky diode for millimeter and submillimeter wave applications », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.607-610, June 1987.

[Bradley 97] R.F. Bradley & N. Erickson, « Why Don't Back-to-Back Abrupt Junction Frequency Triplers Work? », Proceedings of the 8th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.127-136, 1997.

[Brewer 82] M. Brewer, A. Räisänen, « Dual-Harmonic Noncontacting Millimeter Waveguide Backshorts : Theory, Design, and Test », IEEE MTT, vol. MTT-30, n°5, pp.708-714, May 1982.

[Bruston 96] J. Bruston, « Design and Analysis of Broad-band Fixed-Tuned Submillimeter-Waveguide Multipliers using MMIC Style Circuit Topology », Seventh International Symposium on Space Terahertz Technology, March 12-14, 1996.

[Bruston 97] J. Bruston, « Avancées de la technologie MMIC vers les longueurs d'onde submillimétriques : application aux multiplicateurs de fréquences », Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie, novembre 1997.

[Chen 97] Y.C. Chen, R. lai, « A 94-GHz 130-mW InGaAs/InAlAs/InP HEMT High-Power MMIC Amplifier », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.7, n°5, pp.133-135, May 1997.

[Chung 98] M.H. Chung, « Experiments of FFO integrated with SIS junctions », internal report DEMIRM, Observatoire de Paris, December 1998.

[Collin 90] Collin, « Excitation of Waveguides and Cavities », Field Theorie of Guided Waves, pp.471-483, 2^{ème} édition. 1990.

[Crowe 93] T. Crowe & P. Zimmermann, « Consideration of Velocity Saturation in the Design of GaAs Varactor Diodes », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 6, pp. 161-163, June 1993.

[Crowe 2/96] T. Crowe, private conversation, February 1996.

[Crowe 5/96] T. Crowe and R. Zimmermann, « Progress Toward Solid State Local Oscillators at 1 THz », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.6, n°. 5, May 1996.

[Dauplay 98] F. Dauplay (ingénieur hyperfréquences DEMIRM), conversations privées, août - décembre 1998.

[Dolan 79] G.J. Dolan, T.G. Phillips, « Low noise 115 GHz mixing in superconducting oxide-barrier tunnel junctions », Applied Physics Letters, vol. 34, pp.347-349, March 1979.

[Eisele 95] H. Eisele, G.Haddad, « High-power Inp Gunn Devices for D-band (110-170 GHz) », Third International Workshop on Terahertz Electronics, Zermatt, Switzerland, 08/31/1995 - 09/01/1995.

[Eisele 97] H.Eisele, G.O. Munns, « RF Performances Characteristics of InP Millimeter-Wave N⁺-N⁻-N⁺ Gunn Devices », IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Denver, Colorado, June 8-13, 1997.

[Eisele 98] H. Eisele, courrier électronique adressé à Jonas Zmuidzinas (jonas@submm.caltech.edu) et rediffusé à la communauté le 09 septembre 1998.

[Eisenhart 71] R.L. Eisenhart & P.J. Khan, « Theoretical and experimental analysis of a waveguide mounting structure », IEEE MTT, vol. 19, n°8, pp.706-719, August 1971.

[Erickson 90] N. Erickson, « High efficiency submillimeter frequency multipliers », IEEE MTT-S Digest, pp.1301-1304, 1990.

[Erickson 93] N. Erickson and B.J. Rizzi, « A High Power Doubler for 174 GHz Using a Planar Diode Array », Proceedings of the 4th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 287-295, 1993.

[Erickson 94] N. Erickson and B.J. Rizzi, « A Balanced Doubler Using a Planar Diode Array for 270 GHz », Proceedings of the 5th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 409-413, 1994.

[Erickson 96] private communications with Neal Erickson and Thomas Crowe, July 1996.

[Erickson 3/97] N. Erickson, «Wideband Fixed-Tuned Millimeter and Sub-millimeter-Wave Frequency Multipliers », Proceedings of the 8th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.137-148, March 1997.

[Erickson 10/97] N. Erickson, « Multiplier Local Oscillators for FIRST HIFI », view graph copies of the FIRST HI-FI Meeting, Observatoire de Paris, October 2-3 1997.

[Erickson 5/98] N. Erickson, « THz Frequency Multipliers for FIRST and SOFIA », Proceedings of 2nd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications : Antennas, Circuits and systems, pp. 423-428, May 1998.

[Erickson 8/98] N. Erickson, private communication. August 1998.

[Favreau 98] M. Favreau, « cours de Sup. Elec. », conversation privée, juin 1998.

[Frerking 98] Frerking, private conversation, November 1998.

[Handbook] Microwave Engineer's Handbook, Vol. 1, pp.97-98, edited by T. Saad, Artech House, INC, 1971.

[Harnack 98] O. Harnack & M. Tarasov, « Noise and conversion efficiency of High-Tc superconductor Josephson mixers », Proceedings of the 9th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.347-357, 1998.

[Huang 97] Pin-Pin Huang, Tian-Wei Huang, « A 94-GHz 0.35W Power Amplifier Module », IEEE MTT, vol.45, n°12, pp. 2418-2423, December 1997.

[Infrared] Infrared laboratories, manuel d'instruction du cryostat délivré au DEMIRM en 1998.

[Karpov 98] A. Karpov, conversation privée, juin 1998.

[Kerr 88] A. Kerr, « An adjustable short-circuit for millimeter waveguides », Electronics Division internal report n°280, NRAO, Charlottesville, Virginia, July 1988.

[Kerr 96], A. Kerr, « Surface impedance of superconductors and normal conductors in EM simulators », Electronics Division Internal Report n°302, National Radio Astronomy Observatory, Green Bank, West Virginia, February 1996.

[Koh 95] P. Koh, « Planar Schottky Varactor Diode Arrays for Millimeter-Wave Frequency Multiplier », Quaterly Report on Millimeter and Submillimeter Wave Receiver Element Research, Departement of Electrical Engineering, Semiconductor Device Laboratory, Univerisity of Virginia, September 1995

[Koh 3/96] P. Koh, and N. Erickson, « Novel planar varactor diodes », Proceedings of the 7th International Symposium on Space THz Technology, 1996.

[Koh 7/96] P. Koh « Planar Schottky Varactor », Quaterly Report on Millimeter and Submillimeter Wave Receiver Element Research, Departement of Electrical Engineering, Semiconductor Device Laboratory, Univerisity of Virginia, July 1996.

[Kollberg 91] E. Kollberg, T. Tolmunen, « Current Saturation in Submillimeter Wave Varactors », Proceedings of the 2nd International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 306-322, 1991.

[Koshelets 96] V. Koshelets, S. Shitov, « First implementation of a superconducting integrated receiver at 450 GHz », Applied Physics Letters 68(9), pp.1273-1275, 26 February 1996.

[Larrey 98] V. Larrey, « Etude et réalisation de jonctions SIS à base de Nitrure de Niobium et d'une barrière tunnel adaptée permettant la montée aux fréquences THz des instruments hétérodynes », Thèse de doctorat de l'Université de Paris VI, soutenue le 19 octobre 1998.

[Lehto 83] A. Lehto, A. Räisänen, « Embedding impedance of a millimeter wave Schottky mixer : scaled model measurements and computed simulations », International Journal of Infrared and Millimeter Waves, vol. 4, pp.609-628, April 1983.

[Lin 97] C.I.Lin, A. Simon, M. Rodrigues-Gironés, H.L. Hartnagel, P. Zimmermann, and R. Zimmermann, "Substrateless Schottky diodes for Terahertz applications", Eighth International Symposium on Space Terahertz Technology, Harvard University, pp. 224, March 1997.

[Lippens 98] D. Lippens, conversation privée, novembre 98.

[Lipsev 97] R.E. Lipsey, C. Mann, « The complete analysis of a 93.33 to 274 GHz Schottky Barrier varactor frequency tripler », Proceedings of the 8th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.385-403, 1997.

[Louhi 92] J. Louhi, A. Räsänen, N. Erickson, « Effect of Cooling on the Efficiency of Schottky Varactor Frequency Multipliers at Millimeter Waves »,

Proceedings of the 3rd International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.134-145, 1992.

[Maestrini 93] A. Maestrini, « Etude d'une transition ligne microruban - guide d'onde pour multiplicateurs de fréquences aux longueurs d'ondes submillimétriques », rapport de stage de DEA, DEMIRM, juin 1993.

[Manley 56] J.M. Manley, H.E. Rowe, « Some General Properties of Nonlinear Elements - Part I. General Energy Relations », Proceedings of the IRE, pp.904-913, July 1956.

[Marcuvitz 1], N. Marcuvitz, « Rectangular waveguides », Waveguide Handbook, pp.59-63, 1951

[Marcuvitz 2] N. Marcuvitz, « Solid Inductive post in rectangular guide », Waveguide Handbook, pp.263-264, 1951

[Marcuvitz 3] N. Marcuvitz, « Lines terminating in guides beyond cutoff », Waveguide Handbook, pp.168-171, 1951

[Marcuvitz 4] N. Marcuvitz, « Magic-Tee (hybrid) junction », Waveguide Handbook, p.386, 1951

[Marcuvitz 5] N. Marcuvitz, « Open T-junction, E-plane », Waveguide Handbook, pp.337-344, 1951

[Mathieu 90] H. Mathieu, « Contact métal - semiconducteur, diode Schottky », Physique des semiconducteurs et des composants électroniques, pp. 237-241, 2^{ème} édition, éditions Masson, 1990.

[Mattauch 90] R.J. Mattauch, W.L. Bishop « Recent results on : surface-channel Schottky, InGaAs Schottky, and Nb Based SIS mixer element Research », Proceedings of the 1st International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.273-292, 1990.

[Mattiocco 92] F. Mattiocco, J.L. Pollet, « Court circuit mobile sans contact pour composants millimétriques réalisé par dépôt de paraxylène », rapport IRAM, août 1992.

[Mehdi 94] I. Mehdi, M. Mazed, « Planar GaAs Schottky Diodes Integrated with Quartz Substrate Circuitry for Waveguide Subharmonic Mixers at 215 GHz », IEEE MTT-S Digest, pp.779-782, 1994.

[Mehdi 96] I. Mehdi, S.C Martin, « Fabrication and Performance of Planar Schottky Diodes with T-Gate-Like Anodes in 200 GHz subharmonically-Pumped Waveguide Mixers », Microwave and Guided Wave Letters, vol.6, n°1, page 49-51, January 1996.

[Mehdi 98] I. Mehdi, T. Gaier, « A W-band HEMT based power amplifier module for millimeter-wave LO multipliers », SPIE International Symposium on Telescope and Instrumentation, Kona, Hawaii, March 20-28, 1998.

[Mélisque 6/98] X. Mélisque, C. Mann, « 5 mW and 5% efficiency 216 GHz Heterostructure Barrier Varactor Tripler », submitted to IEEE Microwave and Guided Wave letters, June 1998.

[Mélisque 11/98] X. Mélisque, A. Maestrini, « Fabrication and Performance of InP-based Heterostructure Barrier Varactors in a 250 GHz Waveguide Tripler », submitted to IEEE MTT, November 1998.

[Moreno 98] R. Moreno « Observations millimétriques et submillimétriques des planètes géantes. Etude de Jupiter après la chute de la comète SL9. » Thèse de Doctorat de l'Université de Paris VI, 1998.

[Nitsch 94] R. Nitsh, F. Lewen, « A balanced frequency doubler for 210-220 GHz : optimization by CAD », Microwave Engineering Europe, pp.33-42, February 1994.

[Oldfield 97] M.L. Oldfield, C.M. Mann, « A Solid State 560 GHz diode receiver with a wide instantaneous bandwidth », Proceedings of the 5th International Workshop on Terahertz Electronics, IRAM, September 18-19, 1997.

[Olsson 83] L. Olsson, S. Rudner, « A low noise SIS array receiver for radio-astronomical applications in the 35-50 GHz band », International Journal of Infrared and Millimeter Waves, vol.4, n°6, pp.847-858, November 1983.

[Page 58] Page, Chester, « Harmonic Generation with Ideal Rectifiers », proceedings of the IRE, October 1958

[Penfield 62] P. Penfield & R. Rafuse, « Varactor Applications », The M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, Chapter 8 : « Harmonic Multipliers», 1962.

[Rahal 95] A. Rahal, R.G. Bosisio, C. Rogers, J. Ovey, M. Sawan, and M. Missous, "A W-band medium power multistack quantum barrier varactor frequency multiplier", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, pp. 368-370, November 1995.

[Räisänen 85], A. Räisänen, W. McGrath, « Broad-band rf match to a millimeter-wave SIS quasi-particle mixer », IEEE MTT, vol. 33, pp. 1495-1500, December 1985.

[Reibeitz 93] G. Reibeitz, conversation privée lors de sa visite à l'ENS en mai-juin 1993.

[Richards 79] P.L. Richards, T.M. Shen, « Quasiparticule heterodyne mixing in SIS tunnel junctions », Applied Physics Letters, vol. 34, pp.345-346, March 1979.

[Rydberg 90] A. Rydberg, H. Grönqvist and E. Kollberg, "Millimeter and Submillimeter-Wave Multipliers using Quantum Barrier-Varactor (QBV) Diodes", IEEE Electron Device Letters, Vol. 11 pp. 373-375, September 1990.

[Panis 95] J.F. Panis, « Turbulences interstellaires et formation des étoiles - Approches analytique, numérique et observationnelle », thèse de doctorat de l'Université de Paris VII, décembre 1995.

[Shitov 94] S. Shitov, V. Koshelets, « Experimental Study of a Superconducting Integrated Receiver at Submillimeter Wavelengths », 19th International Conference on IR & Millimeter waves, Sendai, Japan, 6-10 October 94.

[Siegel 98] P. Siegel, P. Smith, « 2.5 THz GaAs Membrane Diode Mixer », Proceedings of the 9th International Symposium on Space Terahertz Technology, 1998.

[Simon 93] A. Simon, A. Grüb, « Planar THz Schottky Diode Based on Quasi-Vertical Diode Structure », Proceedings of the 4th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.392-403, 1993.

[Simon 3/97] A. Simon, C.I. Lin, « Fabrication and Optimisation of Planar Schottky Diodes », Proceedings of the 8th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.179-183, March 1997.

[Simon 9/97] A. Simon and P. Zimmermann, « Improvement of Varactor Diodes for Submillimeterwave Sources », Proceedings of the 5th International Workshop on Terahertz Electronics, IRAM, September 18-19, 1997.

[Stake 98] J. Stake & Tim O'Brien, « Design of 100-900 GHz GaAs/AlGaAs/GaAs Planar Heterostructure Barrier Varactor Frequency Triplers », Abstract of the 9th International Symposium on Space Terahertz Technology, March 17-19, 1998.

[Tanguy 94] O. Tanguy, D. Lippens, « Frequency Conversion to 368 GHz using Resonant Tunneling Diodes », Proceedings of the 5th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp.524-530, 1994.

[Thornton 98] J. Thornton, C. Mann, « Optimization of a 250 GHz Schottky Tripler Using Novel Fabrication and Design Techniques », IEEE MTT, vol.46, n°8, pp.1055-1061, August 1998.

[Tuovinen 93], J.Tuovinen, N. Erickson, « Finite Element Analysis of a Planar Diode Douber », Proceedings of the 4th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 326-339, 1993.

[Tuovinen 94], J.Tuovinen, N. Erickson, « Verification of the Finite Element Analysis and Study of Losses of a Planar Diode Douber », Proceedings of the 5th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 437-447, 1994.

[Verghese 97] S. Verghese, K.A. McIntosh, « Highly tunable fiber-coupled photomixers with coherent terahertz output power », IEEE MTT pp.1301-1309, August 1997.

[Zimmerman R. 97] R. Zimmermann, « Millimeter and Submm-Wave Sources », 20th ESTEC Workshop on Millimeter Wave Antenna Technology and Antenna Measurement, ESA WPP-128, pp. 297-299, 1997.

[Zimmermann P. 98] P. Zimmermann, public communication, ESA Workshop, Estec, December 1998.

8. Annexes I : contribution à l'amélioration des mesures de puissance aux longueurs d'onde millimétriques

8.1. Utilisation d'un récepteur dédié à la radioastronomie comme puissance mètre absolu

Comme nous l'avons dit précédemment, il n'existe pas de centre de métrologie garantissant les étalonnages de puissance au-delà de 110 GHz. Néanmoins, il est possible d'utiliser certains instruments à très haute fréquence avec une bonne garantie sur la précision à condition de se trouver dans certains cas de figure bien précis :

- Si les puissances à mesurer sont très faibles, inférieures au nanowatt, on peut utiliser des instruments dédiés à la radioastronomie, comme des bolomètres ou des récepteurs hétérodynes cryogéniques, que l'on peut étalonner en utilisant la radiation émise par deux corps noirs de températures différentes (l'une chaude, 300 K, l'autre froide, 77K ou 4 K). Ces instruments peuvent donner une excellente précision (1%) si les corps noirs utilisés pour l'étalonnage sont de très bons absorbants. La difficulté incontournable dans toute mesure de puissance est de coupler correctement l'énergie émise par la source à l'instrument ; dans le cas des récepteurs cryogéniques, le couplage se fait presque toujours par voie optique ; il faut donc soigneusement focaliser le faisceau incident sur le détecteur, en calculant avec précision tous les éléments optiques nécessaires. Eut égard aux très faibles réflexions qu'ils engendrent et à leur atténuation quasi nulle jusqu'à plusieurs térahertz, les miroirs focalisants sont les éléments optiques les plus indiqués pour coupler le faisceau incident au détecteur.

La mesure des très faibles puissances est donc tout à fait possible avec les instruments construits pour les observations astronomiques³⁸, mais elle est lourde (et coûteuse) à mettre en place, nécessite un instrument dédié à une bande de fréquence déterminée - la précision ne s'obtient jamais sans effort -

³⁸ Avec un récepteur SIS on peut mesurer des puissances de 10^{-18} W - 10^{-10} W environ.

- Pour les puissances plus élevées se posent paradoxalement plus de difficultés. On serait tenté de vouloir utiliser des instruments cryogéniques très sensibles avec la procédure d'étalonnage décrite précédemment, en plaçant un atténuateur étalonné dans le faisceau émis par la source pour éviter que le détecteur ne sature. Sur le papier la méthode est séduisante. Mais en pratique il est difficile d'étalonner un atténuateur de 60, 40 ou même 20 dB avec une bonne précision (1dB de précision sur un atténuateur de 20 dB est déjà honorable à haute fréquence, mais cette erreur se retrouve entièrement sur la mesure de puissance).

Une méthode qui, à ma connaissance, n'a jamais été utilisée se sert de l'atténuation produite par la propagation en espace libre de l'onde incidente : cette dernière n'est plus focalisée sur le détecteur, mais au contraire dispersée dans tout l'espace suivant une loi connue ; le détecteur ne reçoit qu'une partie du signal produit par la source. Il faut pour cela effectuer un calcul très soigné pour déterminer la valeur du couplage entre l'émetteur et le détecteur lorsque ces derniers sont séparés d'une distance connue (il faut relever le diagramme de rayonnement de l'antenne émettrice et réceptrice pour déterminer sa directivité). Je pense qu'il est possible d'obtenir une bonne précision finale sur la mesure en utilisant cette méthode, avec comme avantage le fait que la source et le détecteur se trouvent alors parfaitement isolés l'un de l'autre.

Remarquons qu'il faut tenir compte d'un autre effet : à mesure que l'on éloigne la source du récepteur, ce dernier recueille une fraction de moins en moins importante de la puissance émise mais, à contrario, détecte de plus en plus la radiation émise par l'espace environnant la source. Cette dernière peut être calculée si l'espace environnant la source est un bon absorbant de température connue. Pour retirer cette puissance supplémentaire apportée par l'environnement de l'émetteur, il suffit de moduler son faisceau et d'utiliser une détection synchrone ; ceci permet aussi d'éliminer les dérives de la chaîne de détection.

8.2. Utilisation d'un puissance mètre absolu utilisant un transducteur de pression

Il existe un puissance-mètre qui est considéré comme une référence dans le domaine des ondes millimétriques et submillimétriques : il s'agit d'un détecteur photo-acoustique qui utilise une cellule fermée remplie d'air comprise entre deux membranes ainsi qu'un transducteur de pression. La mesure de puissance s'effectue en focalisant le faisceau incident sur l'une des membranes. Ce détecteur permet de s'auto-calibrer grâce à un film métallique résistif collé à la membrane, contre la cellule renfermant l'air. Le passage d'un courant dans ce film métallique chauffe l'air et fait varier la pression. En modulant ce courant électrique à la même fréquence que le faisceaux de la source à caractériser, on peut étalonner l'appareil. Ce détecteur est fabriqué par Thomas Keating Ltd.

En principe, compte tenu de son principe de fonctionnement, ce puissance-mètre donne une mesure absolue des puissances. Il faut cependant noter que l'absorption des membranes et les coefficients de couplage entre l'onde incidente et la cavité remplie d'air doivent être déterminés soit par calcul soit par l'expérience. La précision des mesures peut s'en trouver affectée.

La plage de sensibilité de cet instrument s'étant de 5 μW à 100 mW. Il n'est donc pas possible d'étalonner cet instrument en utilisant la radiation de deux corps noirs de température différente. Il faut donc faire confiance aux étalonnages et aux mesures effectuées par son concepteur. En pratique cet appareil s'avère très fiable pour peu que l'on soigne le couplage du faisceau émis par la source à la membrane du détecteur.

Le détail des procédures est donné ci-après en anglais.

8.2.1. Thomas Keating Power meter : Optical setup

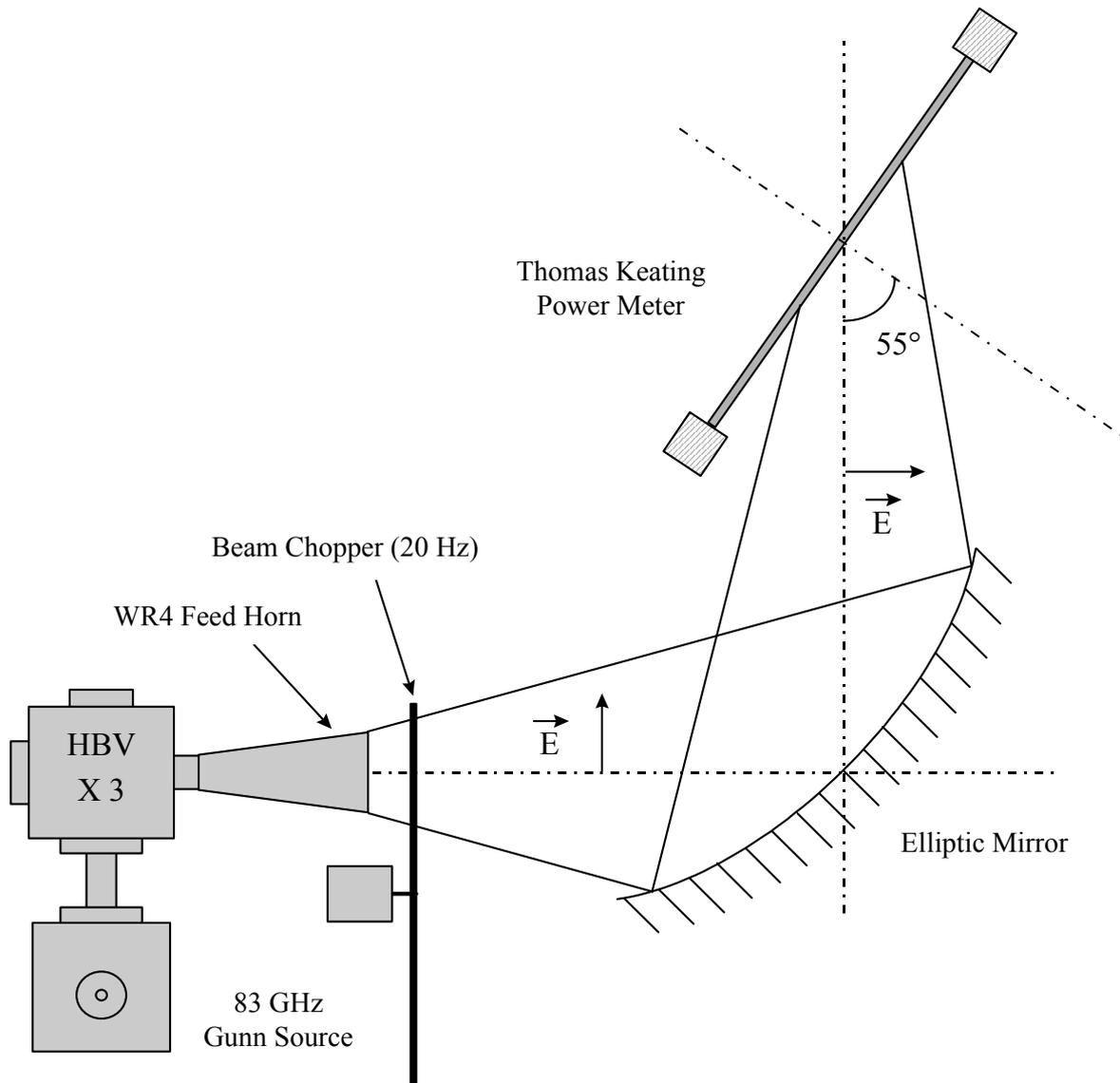


Fig. 8.1 : Optical setup (top view).

The millimetre wavelength radiation produced by the multiplier was focused on the membrane of the Thomas Keating power meter with an elliptical mirror. Special care was put on verifying the beam waist at the level of the membrane and at the level of the mirror. The Thomas Keating power meter, the

mirror, the LO chain were fixed onto 3-axis and rotation supports moved with micrometer drivers. We check the alignments and found that there were not so critical thanks to the dimensions of the membrane and the dimensions of the mirror.

The beam had and horizontal polarisation, as required. The angle of incidence of the beam on the membrane was $55 \pm 5^\circ$ (Brewster angle) with respect to the perpendicular, as required for best matching.

We used a beam chopper with only one blade (180°) to have a beam sampling with very abrupt transitions. The chopper frequency was 20 Hz. Thanks to the distance between the chopper and the membrane, no modulated wind could distort the measurements.

8.2.2. Thomas Keating power meter : Electrical setup

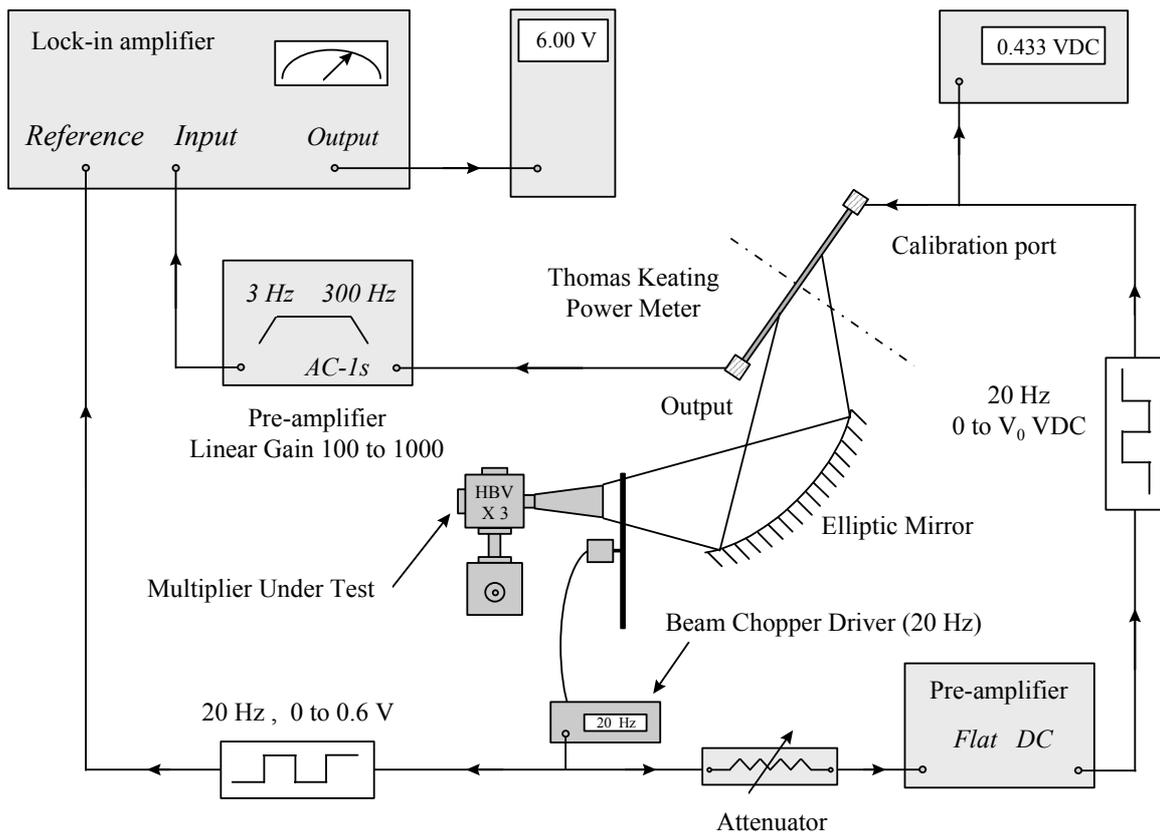


Fig. 8.2 : Electrical setup.

- The output of the Thomas Keating power meter was connected to an EG&G Princeton Applied Research linear low noise preamplifier. Amplification mode was AC-1s with a band pass filter that had a slope of 6 dB per decade below 3 Hz and above 300 Hz. Its transfer function was integrated in the synchronous amplification chain, so it was taken into account by the calibration procedure, in addition, we checked that with 1 mW of radiation power, the band pass filter had no effect on the output level. This filter was used to reduced the noise when measuring powers below 100 μ W. Amplification gain was set to 100, 250 or 1000 depending on the power level to measure. This gain is called A_{linear} in this document. We checked that the amplifier was perfectly linear.
- The output of the amplifier was connected to an Ithaco-NF 3922 lock-in amplifier. Sensitivity was 100 mV with a gain factor of 3.62. These parameters were fixed along with the all procedure. Integration time was 0.3 s or 1s.
- The phase reference of the locking amplifier was produced by the beam chopper itself. For power measurements we used the mode *auto tracking*. For the calibration, we optimised the phase manually.
- The output voltage of the lock-in amplifier was read with a voltmeter ITT MX 52. The output voltage was directly proportional to the power of the millimetre wavelength radiation.
- The calibration port of the Thomas Keating power meter was connected to a DC source modulated at 20 Hz from 0 to V_0 volts with a duty ratio of 50% and with very abrupt transitions. This signal was generated by an EG&G Princeton Applied Research linear preamplifier that amplified the phase reference signal (at 20 Hz) produced by the beam chopper.

The level of the modulated DC source could be adjusted by modifying the level at the input of the preamplifier which gain was set to 5 in DC mode, with no filter. During the measurements, the level at the input was set to zero, so no additional power was injected to the membrane of the Thomas Keating power meter. We checked that this permanent connection between the calibration port of the Thomas Keating power meter and the output of the preamplifier had no effect on the measurements.

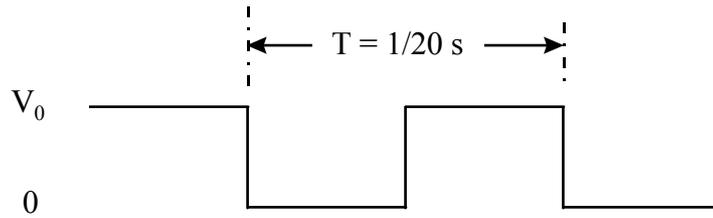


Fig. 8.3 : during the calibration procedure, V_0 was adjusted with a potentiometer. V_0 was set to 0 during the measurements.

- The calibration port of the Thomas Keating power meter was also connected to an HP 34401A multi-meter in VDC mode, that indicated $V_0/2$ volts when measuring a square signal from 0 to V_0 volts with a duty ratio of 50%. This was checked separately using an oscilloscope at different frequencies.

8.2.3. Thomas Keating power meter : Measurement procedure

A_{linear} was set to 1000 for powers lower than $500 \mu\text{W}$, to 250 for powers between 0.5 and 5 mW and to 100 for powers higher than 5 mW. The multiplier was optimised with the voltage V_{out} read at the output of the lock-in amplifier. The measured power of the millimetre wavelength radiation was :

$$P_{out} = K (A_{linear}) \cdot V_{out}$$

K was the calibration factor ; it depended on the gain of the preamplifier, the gain of the lock-in amplifier and the frequency.

Important note : all the powers measured by the Thomas Keating power-meter and reported in this document did not take into account the losses of the feed horn neither those of the focusing mirror (very small).

8.2.4. Thomas Keating power meter : the Calibration procedure

This procedure was describe by Thomas Keating.

- The beam was cut by an absorber put in front of the mirror. Chopper was kept working for generating the phase reference signal.
- A_{linear} was set to 100. Then, the level of $V_0/2$ read on the multiplier was increased to set $V_{out} = 6.00$ V.
- The resistance of the membrane was measured separately with an HP 34401A multi-meter : we found $R_{membrane} = 171.3 \Omega$.
- At 250 GHz the absorption of the membrane was $\eta = 0.485$ (given by Thomas Keating). We took a conservative value : $\eta = 0.50$ for our calibration.
- The calibration factor $K(100)$ was :

$$K(100) = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{V_0^2}{R_{membrane}} \cdot \frac{1}{V_{out}}$$

For $V_{out} = 6.00$ V we measured $V_0/2 = 0.433$ V, so we calculated $K(100) = 1.46$ mW /V and we deduced $K(250) = 0.585$ mW / V and $K(1000) = 146$ μ W /V.

Note : Thomas Keating recommends to calibrate the power measurement chain with about 1mW of pick DC power. In fact, to reduce the noise, we injected about 9 mW of pick power in the membrane. We checked that this modification did not affect at all the calibration.

8.2.5. Thomas Keating power meter : estimated uncertainty of the measurements

- Uncertainty of the value of K :

$$\frac{dK}{K} = -\frac{d\eta}{\eta} + 2\frac{dV_0}{V_0} - \frac{dR_{membrane}}{R_{membrane}} - \frac{dV_{out}}{V_{out}}$$

η was set to 0.50 for conservative results. $V_0/2$ was measured with an accuracy of 5mV (level on the multi-meter could drift a little - we took the value that was the more stable). $R_{membrane}$ was measured with an accuracy of 0.1 Ω , V_{out} was measured with an accuracy of 1 mV.

We had : $d\eta = 0.015$, $dV_0 = \pm 5$ mV, $dR_{membrane} = \pm 0.1$ Ω , $dV_{out} = \pm 1$ mV. Finally dK/K was between -5% and 0%.

- Uncertainty of the value of V_{out} :

For radiation powers of about 1 mW, the short term (1s) stability of V_{out} was better than 0.5% . No drift has been observed during the measurements.

After several experiments, we noticed that small misalignments could produce a decrease of about 2% of the output voltage V_{out} .

We also noticed that V_{out} could vary a little if the angle of incidence of the beam on the membrane was not exactly the Brewster angle (55°). At around 47°, we noticed an increase of 7% of V_{out} (frequency was 250 GHz). As we optimised the position of the mirror and the position of the Thomas Keating power meter with the output level V_{out} , it is possible that we did not set the angle of incidence of the beam on the membrane at exactly 55° : we could have over-estimated the powers of an amount of 7% maximum.

Finally, we considered that the possible errors introduced by the angle of incidence of the beam on the membrane and the small misalignments were much more significant than the errors due to the output fluctuations.

- Estimated final uncertainty :

$$\frac{dP}{P} = \frac{dK}{K} + \frac{dV_{out}}{V_{out}} , \text{ with } dK/K \text{ between } -5\% \text{ and } 0\% , dV_{out}/V_{out} \text{ between } -2\%$$

and +7%. We found : $-7\% \leq \frac{dP}{P} \leq +7\%$

As said previously, the powers were measured at the output of the feed horn. This horn was connected to the multiplier by a 25 mm long WR4 flange transition. It is very realistic to consider that the total losses of these waveguide

elements were in the order of 0.4 dB. If we take into account the losses, we have to re-evaluate the powers of an amount of +10%

8.2.6. Calibration of a WR3 (173.5 - 347 GHz) Anritsu power sensor

We calibrated at 246 GHz and 250 GHz, the WR3 Anritsu power sensor MP86B ref. M06096, with its adapter MA4002B ref. M11659, connected to the power-meter Anritsu 4803A. We used an isolated Gunn source from R.P.G. and a WR10 -20 dB directional coupler to control the frequency. We measured the power produced by the HBV tripler with the Thomas Keating power-meter, then we dismantled the WR4 feed horn to replace it by the WR3 power sensor (the connection between both devices was still performed by a 25 mm long WR4 flange transition). We compared the two measurements to calculate the calibration factor of the WR3 power sensor.

Important note : the output power of the HBV tripler measured with the Thomas Keating power meter included the power produced at the second harmonic (at 166 GHz the WR4 output waveguide was not below the cut-off). Nevertheless, thanks to the quasi perfect symmetry of the C(V) curve, the ratio between the second and the third harmonic was very low (below -25 dB).

At 260.5 GHz the calibration was performed the 12 October 1998 at DEMIRM. We used the same procedure, except the fact that the multiplier was a balanced doubler. The output feed horn was the same. We used a 15 mm long WR3 to WR4 waveguide transition to connect the power sensor to the doubler, instead of the 25 mm long WR4 flange transition used for the tripler.

At 260.5 GHz, we checked that the matching between the doubler and the Anritsu WR3 power sensor was good : we found that the optimal output tunings of the doubler was the same when the doubler was loaded with the feed horn or when the doubler was loaded with the power sensor.

Frequency (GHz)	P_{WR3}	$P_{T.K.}$	Calibration factor
246.00	-3.08 dBm	0.50 dBm	-3.6 dB
250.05	-3.04 dBm	0.50 dBm	-3.5 dB

260.50 1.44 mW 3.45 mW -3.8 dB

8.2.7. *Calibration of a WR5 (115.7 - 231.5 GHz) Anritsu power sensor*

At the beginning of 1998, we calibrated a WR5 Anritsu power sensor at 260 GHz with the Thomas Keating power meter using the same procedure as described before. We find that the calibration factor was about +1 dB, but the uncertainty was higher than previously, due to mechanical problems with the connectors ; the matching between the doubler and the sensor was also worse. This sensor was found to be not suitable for accurate absolute power measurements.

8.2.8. *Thomas Keating power meter : verification of the procedure
with a calibrated power meter*

On September the 14th 1998, we measured the power of the Gunn source H249 from J.C. Carlstrom at 110 GHz. The Gunn was biased with a modulated DC voltage between 4.5 V and 9V. Frequency was 20 Hz. The optical and electrical setup was identical except the fact that we did not have any mechanical beam chopper : the Gunn source was modulated by its bias. The gain of the lock-in amplifier was also slightly different. We used a WR8 corrugated feed horn optimised for 118 GHz, put directly at the output of the Gunn source. Frequency was set to 110 GHz thanks to the data sheet delivered by J.C. Carlstrom ; the accuracy was better than ± 100 MHz. We optimised the output backshort to maximise the output power. We had :

$K(25) = 5.63 \text{ mW/V}$, $V_{\text{out}} = 6.26 \text{ V}$
and the power delivered by the Gunn was :

$P_{\text{H249}}(110 \text{ GHz}) = 35.2 \text{ mW}$, measured at the output of the WR8 feed horn.

On October the 22nd of 1998, we measured the output power of the same Gunn source, under the same bias condition, except the modulation frequency that was set to 200 Hz and 2000 Hz. We used an HP 75-110 GHz power sensor ref. 8140H5269 with its HP 438A power-meter, calibrated by HP the 03/09/98. At 110 GHz the calibration factor was 113.1%. We used a 30 mm long WR8 to WR10 waveguide transition between the Gunn source and the power sensor ; we found :

P_{H249} (110 GHz) = 2 x 19.7 mW = 39.4 mW, measured at the output of the waveguide transition, for both modulation frequencies 200 Hz and 2000 Hz (20 Hz was too slow for the power-meter, that gave non constant level at its output).

The difference between both measurements was -0.5 dB. For comparison J.C. Carlstrom found 35 mW, but with a fixed bias set to 9.0 V. We have also compared our measurements with those performed by J.C Carlstrom at different frequencies :

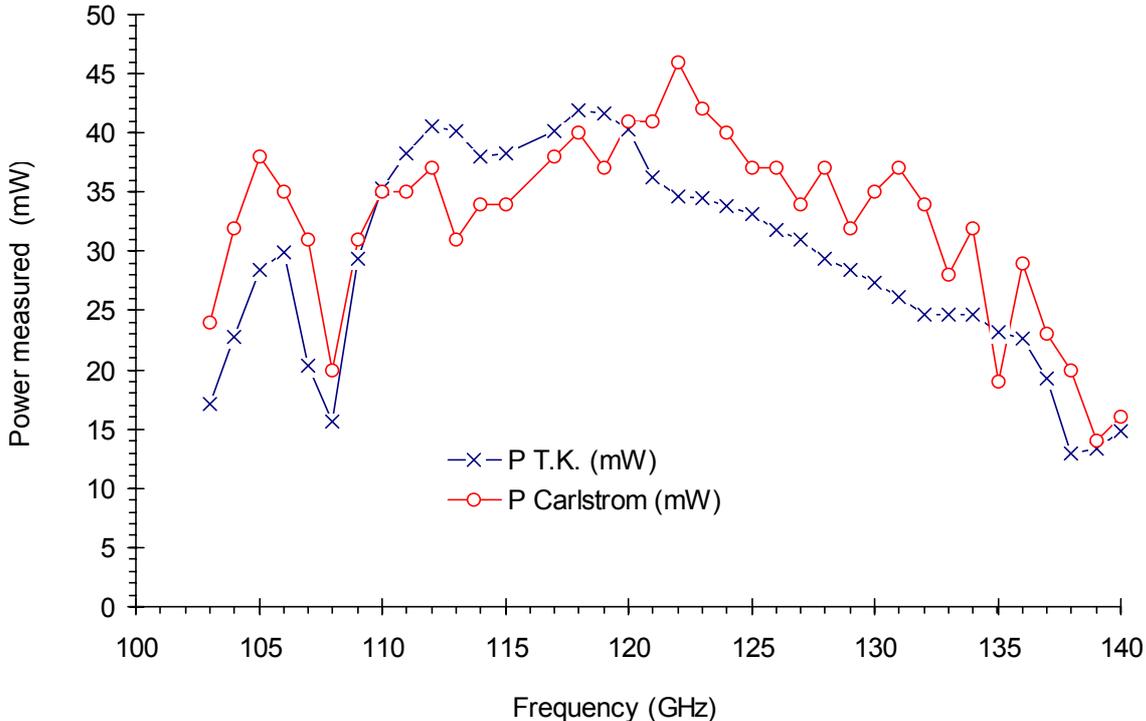


Fig. 8.4 : Power of the Gunn H249 from Carlstrom measured at DEMIRM with a Thomas Keating power meter and by J.C Carlstrom. Gunn bias is 9.0 V

8.3. Comparison of power measurements at MilliLab (Helsinki University of Technology)

On January 7-8 1999, we performed several power measurements at MilliLab with two different Thomas Keating power meters and with several waveguide power sensors :

- Between 105 and 115 GHz, we found that the waveguide power sensors gave very similar results (about 5% of difference). One was the HP WR10 power sensor from MMS Toulouse, the second was a WR10 bolometer from Dorado, the last one was an Anritsu WR10 power sensor. All of them were recently calibrated by different independent laboratories.
- At 250 GHz, we found that the difference of the powers measured by two different Thomas Keating powers meters (and their respective synchronous detection chain) was 1.1 dB maximum. The powers measured at 250 GHz by DEMIRM was 1.1 dB lower than the powers measured by MilliLab.

This work was one of the first comparisons of power measurement methods at millimetre wavelengths.

8.4. Utilisation conjointe d'un puissance mètre absolu et d'un analyseur de réseau vectoriel à très haute sensibilité

Nous avons utilisé l'analyseur de réseau vectoriel millimétrique ABmm pour augmenter la plage de mesure du puissance-mètre absolu Thomas Keating en l'étendant vers les basses puissances. La membrane du Thomas Keating n'absorbe qu'une partie de l'onde incidente ; elle transmet et réfléchit le reste. Il suffit de placer un détecteur sensible dans le faisceau réfléchi ou transmis pour suivre en permanence la source émettrice. Ce détecteur peut être un détecteur hétérodyne relié à l'analyseur de réseau ABmm.

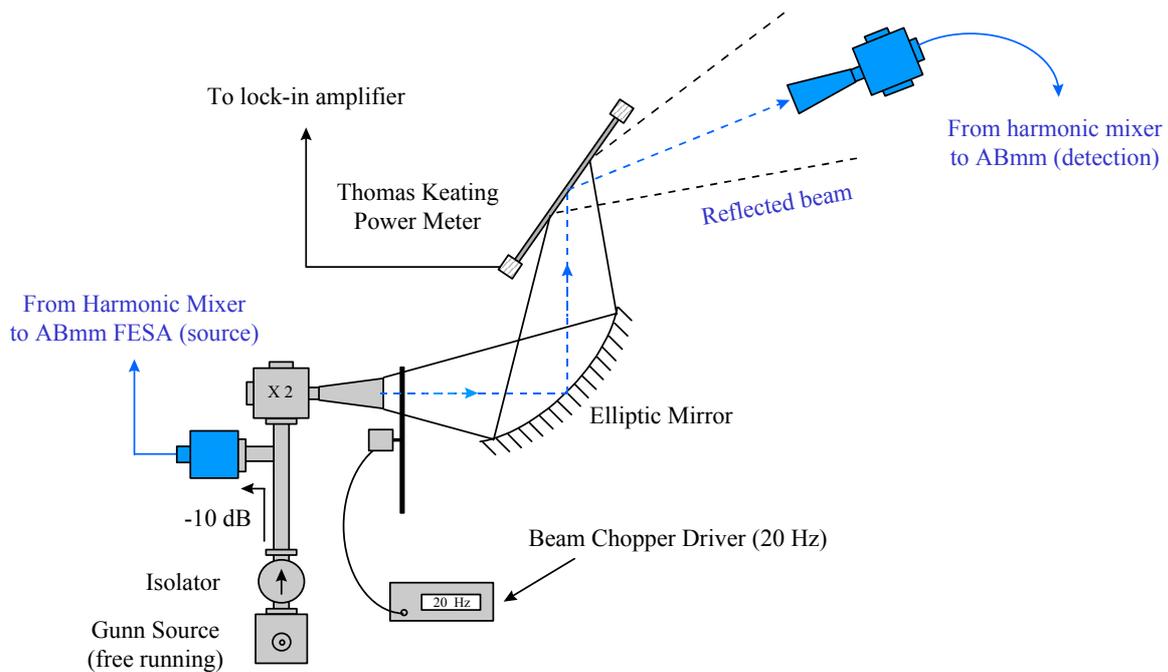


Fig. 8.5 : Power measurements using a Thomas Keating absolute power meter and an ABmm vector network analyser with very high sensibility.

A 260 GHz, avec la configuration décrite ci-dessus et une puissance en sortie du multiplicateur de 1mW, environ 60 dB de dynamique de mesure pouvait être obtenue avec l'analyseur vectoriel, alors que le Thomas Keating ne permet d'en obtenir que 20 ou 23 au maximum. La distance entre la membrane du Thomas Keating et le détecteur ABmm a été choisie de manière à réduire le taux d'onde stationnaire entre ces deux éléments à moins de 0.1 dB ; de même l'alignement donnant le meilleur couplage n'a pas été retenu car il produit un T.O.S. plus important. Des absorbants ont aussi été placés pour réduire l'influence des réflexions sur les différents supports. Pour mesurer le T.O.S., il faut déplacer sur une longueur d'onde au moins, dans la direction du faisceau réfléchi, le détecteur et enregistrer les variations de la puissance mesurée par l'analyseur ABmm (précis à 0.01dB).

Notons que la modulation du faisceau gêne parfois la détection au niveau de l'ABmm car elle crée une instabilité de quelques 0.1 dB. On peut augmenter

le temps d'intégration pour stabiliser la lecture, ou arrêter le hacheur mécanique (chopper en anglais) momentanément ; dans ce cas, la puissance détectée est plus importante que lorsqu'il est en fonctionnement.

Ce montage permet de régler rapidement le multiplicateur grâce à la grande dynamique de mesure de l'ABmm, puis de mesurer la puissance émise une fois l'optimisation terminée. Il permet aussi d'étudier l'influence de la polarisation du multiplicateur, de la position des courts-circuits. Par contre il est nécessaire d'avoir au moins un réglage permettant d'avoir suffisamment de puissance pour entrer dans la plage de mesure du Thomas Keating, car l'ABmm n'est pas étalonné en puissance absolue.

Il est de plus impossible *a priori*³⁹ de se servir d'un étalonnage réalisé à une fréquence (là où le multiplicateur délivre beaucoup de puissance par exemple) pour mesurer des puissances faibles à une autre fréquence, car la réponse en fréquence de la chaîne hétérodyne n'est pas plate. Il faut aussi savoir que le niveau détecté par l'ABmm dépend sensiblement de la qualité du verrouillage de phase entre la source et l'analyseur. Avec une même puissance émise par le multiplicateur, l'analyseur ABmm peut détecter des puissances différentes si la source fondamentale est verrouillée d'une manière ou d'une autre. Il est préférable de vérifier le spectre à chaque verrouillage et de le noter si possible afin de se placer toujours dans les mêmes situations.

Une application possible de ce montage est la mesure de l'ondulation du gain de conversion dans la bande de détection et dans la bande image d'un mélangeur dédié à la radioastronomie. Il suffit de remplacer le détecteur ABmm par le mélangeur à caractériser. L'oscillateur local de ce mélangeur peut être relié à l'ABmm et son port de sortie (à la fréquence intermédiaire) peut être lui aussi connecté à l'ABmm. Moyennant quelques modifications de l'écart de fréquence entre les deux oscillateurs Yig de l'ABmm, on peut remplacer le simple détecteur par un mélangeur hétérodyne de très haute sensibilité (SIS ou Schottky). Il faut ensuite éloigner suffisamment le mélangeur sous test du Thomas Keating afin d'éviter toute saturation. Il faut aussi veiller à ce que le

³⁹ Par des mesures spécifiques il est toujours possible d'étalonner un système, mais c'est plus ou moins difficile.

coefficient de couplage entre le faisceau émis par le multiplicateur (qui sert de source d'injection) et le mélangeur ne change pas en fonction de la fréquence (a priori il ne doit pas changer beaucoup sur quelques GHz, et on peut sans doute calculer la variation). Enfin il suffit de relever la puissance émise par le multiplicateur grâce au Thomas Keating, afin d'apporter une correction aux fluctuations de puissance en sortie du mélangeur⁴⁰ (à la fréquence intermédiaire).

8.5. Biais dû à l'intérêt variable que porte l'opérateur au résultat

Au cours des nombreuses expérimentations que j'ai menées au DEMIRM, j'ai pu me rendre compte d'un effet que je n'ai malheureusement pas pensé sur le moment à quantifier : lorsqu'un dispositif comporte de nombreux réglages et que le temps nécessaire à son optimisation est long, la qualité finale du réglage dépend fortement de la volonté qu'a l'opérateur à obtenir un « bon » résultat. En principe cela ne devrait pas être le cas, l'optimisation devrait toujours être optimale, quel que soit l'opérateur ; en pratique, en ce qui concerne l'optimisation des dispositifs utilisés pour la radioastronomie, il joue un rôle très important. Les exemples suivants vont illustrer mon propos.

Lorsqu'un projet a des spécifications définies pour une fréquence particulière, par exemple 260 GHz pour mon doubleur de fréquences, le maximum est fait pour optimiser les performances à cette fréquence. On peut passer sans compter des heures à régler au mieux le dispositif afin de produire le meilleur résultat possible. Une fois le résultat relevé et annoncé, on cherche à savoir ce qui se passe à côté de « sa » fréquence. On optimise à nouveau le dispositif à 259, 258, 255, 250, 240, 230, 220 GHz ... à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence du projet, on a sensiblement tendance à devenir paresseux et à espacer de plus en plus les points de mesures ainsi qu'à réduire le temps d'optimisation. C'est ainsi qu'on a toutes les chances de fausser les courbes donnant les performances en fonction de la fréquence.

⁴⁰ On cherche à mesurer ces fluctuations mais elles peuvent être le fait d'une variation de la

En effet, j'ai pu constater sur certaines optimisations de multiplicateurs (mais c'est un problème général dès lors qu'il y a de nombreux réglages dans un dispositif et que ces derniers nécessitent un certain tour de main), qu'on retrouvait toujours les mêmes résultats pour peu que l'on consacre le même temps aux réglages. Lorsque je recommençais à zéro l'optimisation d'un multiplicateur dont j'avais déjà mesuré les performances, j'obtenais en général au bout de 10 minutes un écart de 3dB avec mon ancienne mesure. Affolement, le multiplicateur s'est dégradé ! En fait, dans la demi heure qui suivait, je pouvais réduire l'écart à 1dB et en y consacrant encore une heure (parfois deux) je pouvais retrouver exactement la même valeur. Dans le cas de mon multiplicateur, ceci était dû au fait qu'il y avait 6 pistons mécaniques (2 pour la source Gunn et 4 pour le multiplicateur) ainsi que la polarisation de la diode à optimiser. La source Gunn n'étant pas isolée, elle était très sensible aux modifications de sa charge, ce qui entraînait des variations de sa fréquence d'émission et de la puissance qu'elle délivrait au multiplicateur. De plus, en sortie du multiplicateur, la première sonde utilisée (en guide WR5) n'avait pas un bon taux d'onde stationnaire : la puissance qu'elle détectait fluctuait en fonction de la fréquence sans que ces variations ne soient nécessairement liées à la puissance délivrée par le multiplicateur.

Il faudrait, lorsqu'on relève les performances d'un dispositif comportant de nombreux réglages, se fixer une limite de temps pour chaque point de mesure et noter le meilleur résultat obtenu pendant ce délai ou la valeur obtenue à la fin du temps imparti ; ainsi aurait-on une vision plus juste du comportement du dispositif. Il faudrait aussi noter pour quelques points particuliers l'évolution des performances à mesure que l'optimisation s'affine, en notant à intervalles de temps réguliers (ou bien choisis) les performances obtenues. Ces courbes peuvent permettre de déterminer quelle est la performance réellement utile du dispositif.

Cet effet se retrouve lorsqu'on optimise un circuit avec un simulateur. Lorsque le circuit comporte de nombreuses variables, il peut être extrêmement long de l'optimiser. Si le concepteur désire avoir la maîtrise de ce qu'il fait, il

source et non pas du gain de conversion.

est obligé de suivre pas à pas les calculs de l'ordinateur. Le temps passé à l'optimisation peut être ainsi un facteur important. Les courbes donnant le rendement en fonction de la puissance d'entrée (chapitre 3) ont bien mis en évidence ce fait : certains points ont nécessité beaucoup plus de temps pour être obtenus car le simulateur n'arrivait pas à trouver la bonne zone de réglage.

9. Annexes II : application des méthodes de mesures de puissance absolue à la caractérisation d'un tripleur de fréquence à diodes planaires fonctionnant à 250 GHz (record mondial d'efficacité).

Nous avons appliqué ces méthodes de mesures de puissance à la caractérisation d'un tripleur de fréquences à diodes planaires fonctionnant à 250 GHz. Les composants utilisés sont des diodes à hétérostructures sur substrat InP fabriquées par l'équipe de Didier Lippens à l'IEMN. Le bloc mécanique a été conçu par MMS Toulouse avec la participation du DEMIRM. J'ai personnellement participé à la fin du projet en choisissant les composants à tester et en organisant toutes les mesures finales. J'ai repris une partie du rapport de mesure (en anglais) écrit pour l'Agence Spatiale Européenne.

9.1. Absolute output power measurements of the HBV tripler. HBV diode with two anodes in series of 6 microns of diameter (diode A)

9.1.1. Measurement of the efficiency of the tripler under low pump power at 250.0 GHz

A Gunn source from R.P.G. was used for pumping the tripler. The bias supply was provided by ABmm. The Gunn was isolated by a wide band WR10 isolator from Hughes. When tuned at 83.33 GHz, the WR10 power sensor from HP, set with a calibration factor of 120.6 %, gave $P_{in} = 27.1$ mW , at the output of the isolator. The HBV tripler was fed with a 230 GHz WR4 Potter feed horn, prolonged by a 25 mm long WR4 flange transition. We measured with the Thomas Keating power meter $P_{out} = 2.15$ mW , at the output of the feed horn.

The efficiency at 250.0 GHz, with 27 mW of input power, was $\eta = 7.9$ %.

9.1.2. Frequency response of the HBV tripler

The fundamental source that we had for this experiment was a narrow band and medium power Gunn source from RPG. To increase the input power, we remove the wide band isolator. This produced load pull effect on the Gunn

oscillator : when the Gunn source was connected to the tripler, its output power changed a lot with the frequency. In addition, the power delivered by the Gunn source when it was loaded by the HBV tripler was very different to the power delivered by the same Gunn source, when it was loaded by a perfect waveguide load. As a result, the efficiency was difficult to calculate. We decided to compute it by a simple method :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}(\text{Waveguide Load})}$$

The output power P_{out} was measured by the Thomas Keating power meter. The input power P_{in} was the power that the Gunn source could deliver to a perfect waveguide load ; it was measured by an HP WR10 calibrated power sensor. With this method we found :

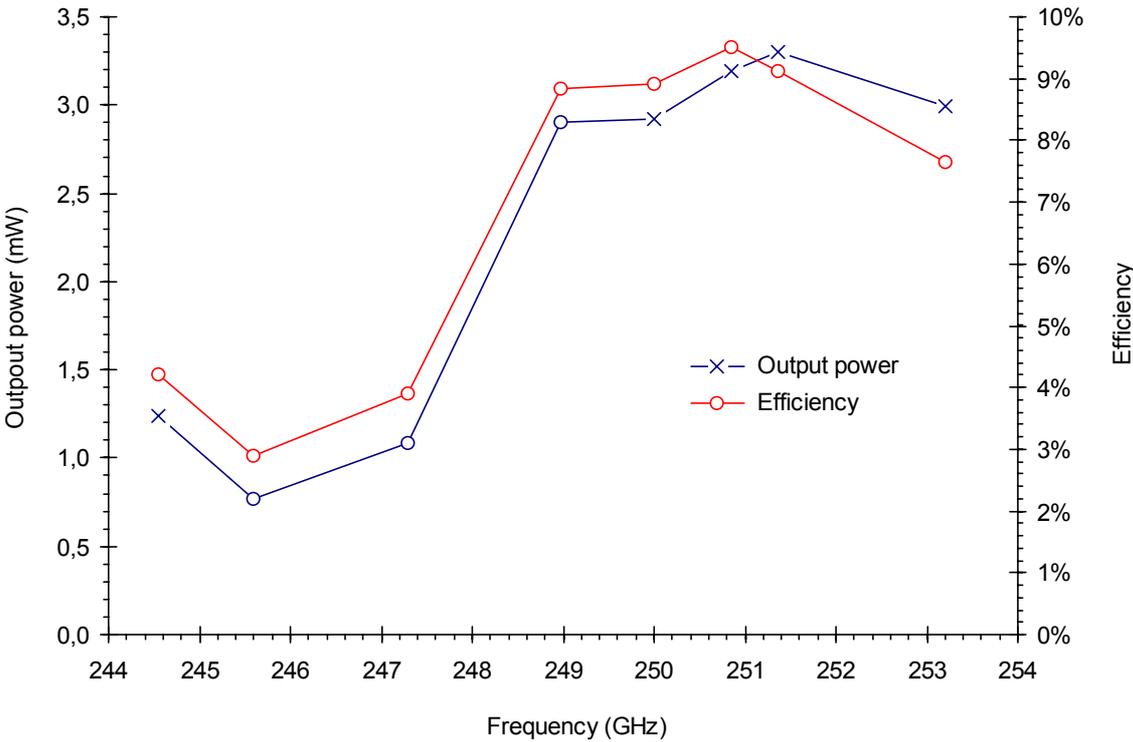


Fig. 9.1 : frequency response of the HBV tripler. The backshorts were optimised at each frequency.

Further measurements have shown that this curve was very pessimistic at the lowest frequencies. That means that the power delivered by the Gunn source to the HBV tripler was lower than expected.

With respect to the last measurement, we noticed that the efficiency increased a lot at 250 GHz. We obtained 9% of efficiency with 33 mW of input power instead of 8% with 27 mW.

9.1.3. Measurement of the instantaneous bandwidth of the HBV tripler at 250.0 GHz

We performed this test with the same narrow band and medium power Gunn source, still without isolator. That time we measured the input power thanks to a directional coupler and a waveguide power sensor. The frequency was also controlled on the same port of the directional coupler. We tuned the HBV tripler at 250.0 GHz, then we changed the frequency by moving the appropriate Gunn backshorts. We found :

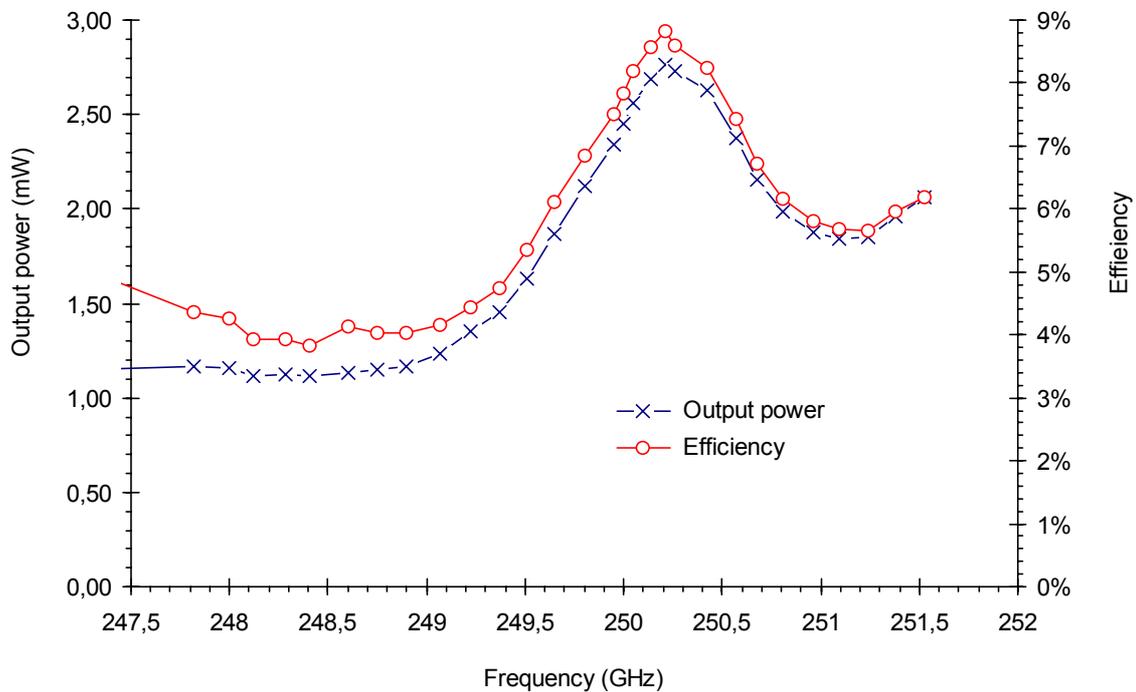


Fig. 9.2 : instantaneous bandwidth at 250 GHz. The tuners were optimised for 250 GHz. The Gunn source was directly connected to the HBV tripler, without isolator.

One more measurement was performed at 246.16 GHz : $P_{out} = 1.12$ mW with $P_{in} = 17.4$ mW. The efficiency was 6.4 %. It is interesting to notice that we had more power at 246 GHz during this experiment, than before, when we optimised the multiplier at each frequency. This could be explained by the difficulty to tune the HBV tripler : the backshorts were very sensitive that could have produce an important mismatch.

9.1.4. Measurement of the efficiency of the tripler under high pump power at 246.0 GHz

This experiment was performed at the ENS thanks to the decisive contribution of Philippe Goy, from ABmm. We used the narrow band (77-82.25 GHz) CO40 carcinotron from Thomson, that delivered up to 4 watts around 80 GHz. The carcinotron was tuned as followed :

- Filament : 2.2 A and 7.7 V
- Anode : 700 V and 25 mA
- Line : 5860 V for F=82.0 GHz
- Vehnel not connected

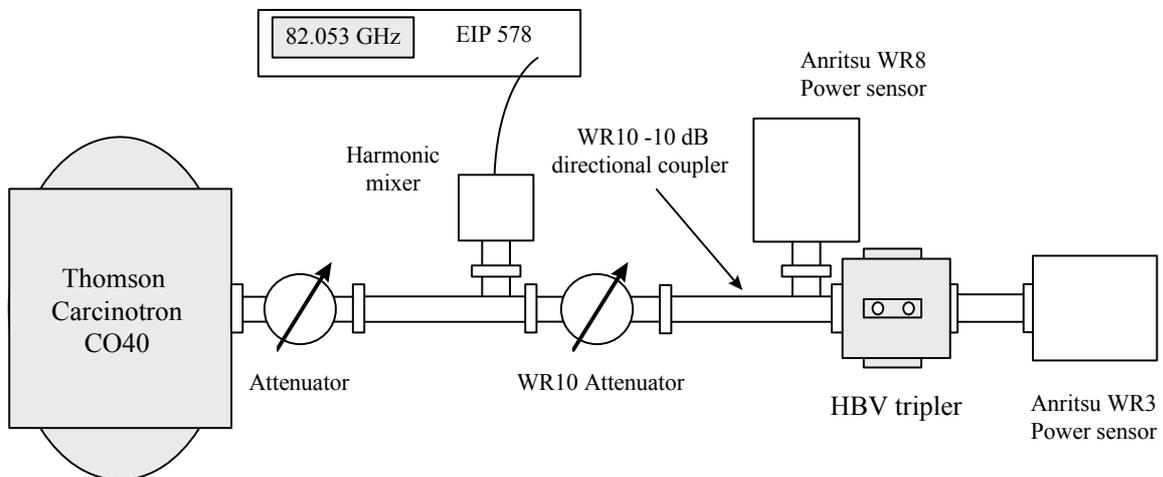


Fig. 9.3 : measurement of the efficiency of the HBV tripler under high pumped power at 82 GHz.

The power was reduced by a WR10 attenuator followed by a directional coupler to control the frequency. We used an EIP 578 counter with its millimetre kit. After the coupler, we put a second calibrated attenuator followed by a WR10 -10 dB directional coupler. The direct via was connected to the tripler. The -10 dB port of the directional coupler was connected to a WR8 Anritu power meter to control the input power.

Before the experiments, we used an HP WR10 calibrated power sensor to measure exactly the input power versus the power detected by the WR8 power sensor. The output power was measured with the WR3 Anritsu power sensor. We used a 25 mm long WR4 flange transition to connect it to the multiplier. The calibration factor at 246 GHz was -3.6 dB. We found :

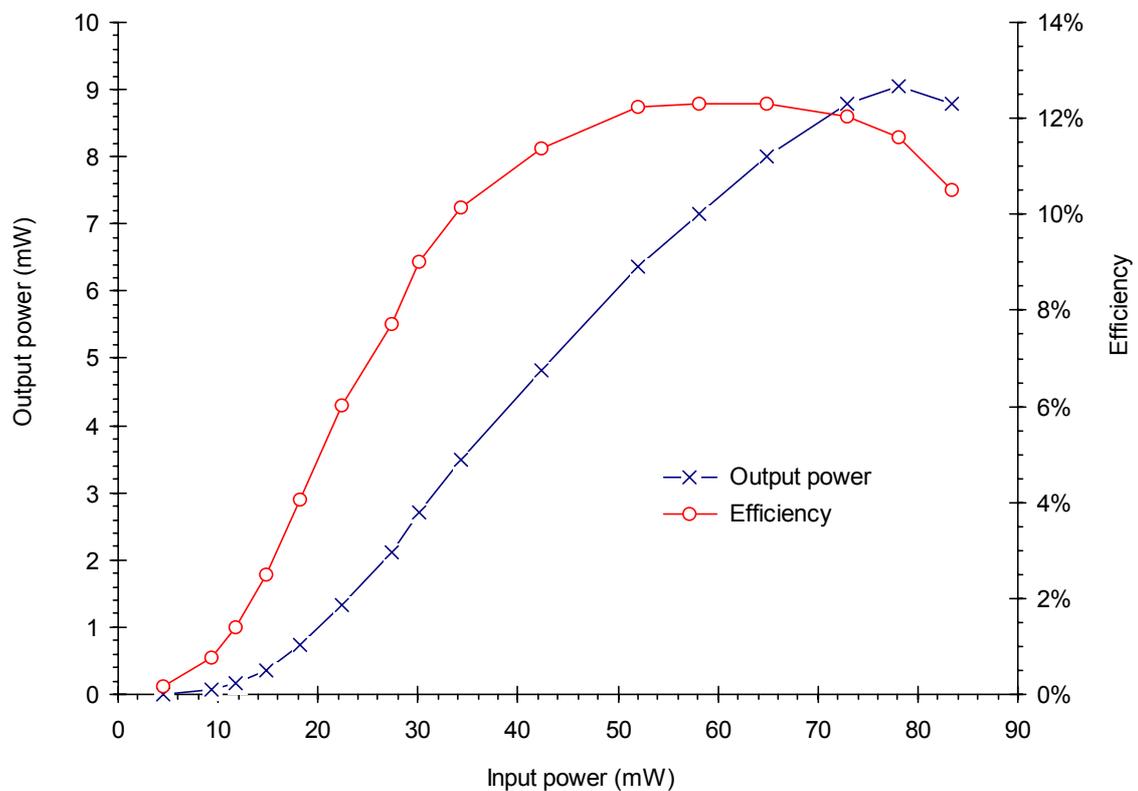


Fig. 9.4 : efficiency versus input power at 246.159 GHz.

The HBV tripler was fixed tuned for $P_{in} = 42 \text{ mW}$.

Thanks to this experiment, we confirmed the results obtained at 250 GHz. We found that the optimal pump power was 58 mW for this diode ; with that input power the efficiency was 12.3%

We decided to tuned again the tripler by sweeping the frequency around 82 GHz. We reached 9.55 mW of output power with 90.5 mW of input power :

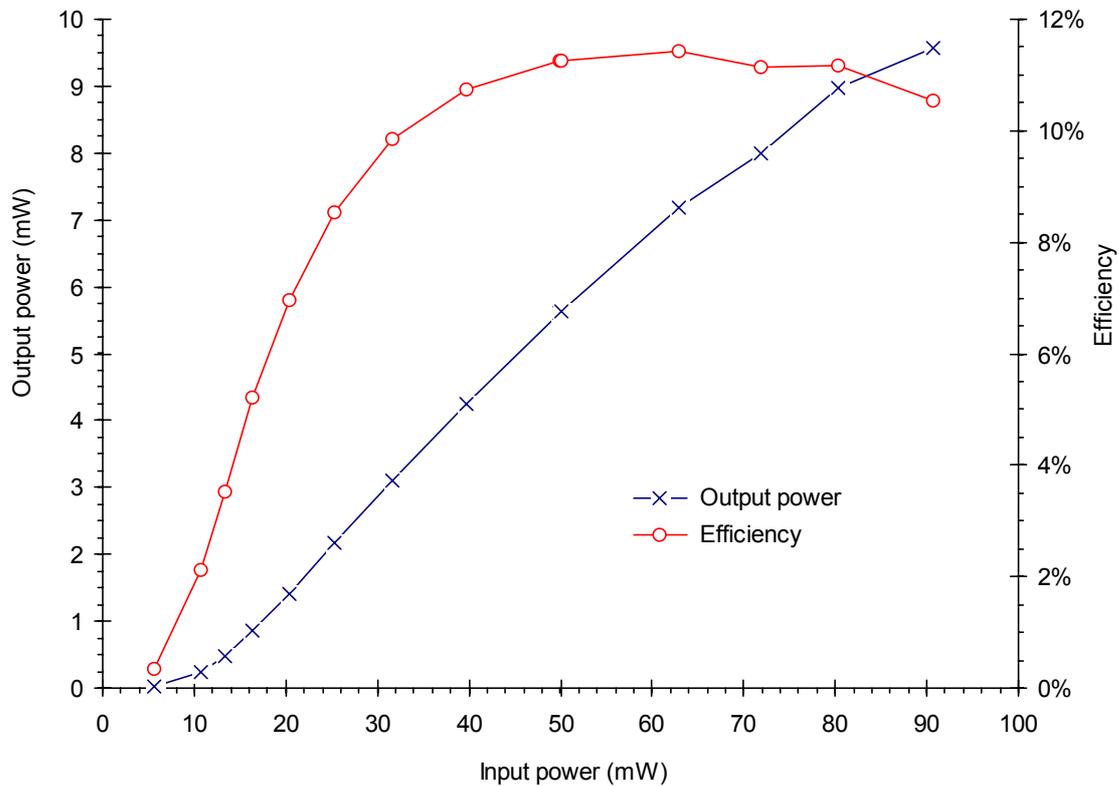


Fig. 9.5 : efficiency versus input power at 245.919 GHz. The HBV tripler was tuned for 246.16 GHz and 42 mW of input power.

9.2. Absolute output power measurements of the HBV tripler. HBV diode with two anodes in series of 6 microns of diameter (diode B)

9.2.1. Frequency response of the HBV tripler

This experiment was performed thanks to the collaboration of Philippe Goy, ABmm, who lent us a wide band Gunn source from J.C. Carlstrom. This time, we decided to isolate the Gunn source, in order to avoid the problems encountered during the first series of experiments. The input power was measured by an HP WR10 calibrated power sensor. The frequency was read by an ABmm network analyser. We measured :

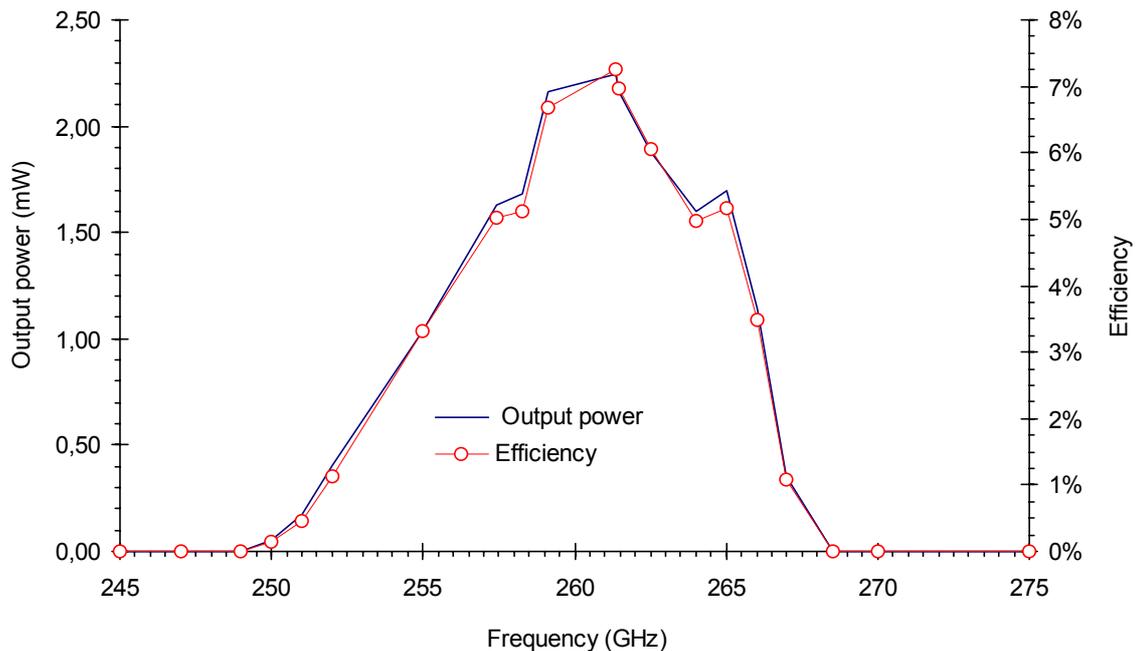


Fig. 9.6 : frequency response of the tripler mounted with a new HBV diode with two anodes in series of 6 microns of diameter. The backshorts are optimised at each frequency.

This diode behaved very differently than the previous one. At 250.0 GHz the output power was very low. We had to use an ABmm network analyser to

optimised the backshorts. Below 250 GHz, and down to 239 GHz no power was detected by the Thomas Keating power meter. But at 261 GHz the efficiency reached 7.2% with 31 mW of input power. Then the efficiency decreased to zero at 268.5 GHz. We had also zero detection at 270, 276 and 300 GHz.

9.2.2. Power level at the second harmonic

The setup was the following : the Gunn n° H283 from J.C. Carlstrom was isolated and locked in the FESA mode by an ABmm network analyser.

Frequency was set to 262.2 GHz. The tripler was optimised and the output power measured by the Thomas Keating power meter. Then the output feed horn was dismantled, and the output of the tripler was connected to a WR4 to WR6 waveguide transition followed by a Schottky WR6 waveguide detector. This detector was connected to the “ detection ” port of the ABmm vector analyser.

First step : we re-optimised the backshorts of the multiplier and also the backshort of the detector. We measured the level detected by the vector analyser at 262.226 GHz. We found :

$P_{\text{ABmm}}(262.2 \text{ GHz}) = 71.3 \text{ dB}$. The signal was very stable. The dynamic of measurement was better than 80 dB.

Second step : we switched the frequency of the ABmm vector analyser to detect the second harmonic at 174.817 GHz. We re-optimised the backshort of the WR6 detector only. We found :

$P_{\text{ABmm}}(174.8 \text{ GHz}) = 52 \text{ dB max}$. The signal was unstable, between 44 dB and 48 dB. We had a pick power at 52 dB. The dynamic of measurement was better than 60 dB.

These measurement indicated that the power generated at the second harmonic by the tripler was very low. The ratio between the second harmonic and the third harmonic was below -20dB. In addition, we have to take into account the fact that the sensitivity of the detector decreased with the frequency. A correction of $-7 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ is given by ABmm. Finally we found :

$$-30 \text{ dB} \leq \frac{P_{2nd \text{ Harmonic}}}{P_{3rd \text{ Harmonic}}} \leq -24 \text{ dB}$$

Note : we performed this measurement at 252 GHz and we found exactly the same results.

9.2.3. Input matching

The narrow band Gunn source from Zimmermann was isolated and locked in the FESA mode by an ABmm network analyser. The HBV tripler was optimised at 250 GHz and 253 GHz with the vector network analyser. The power reflected by the HBV tripler was measured by an HP WR10 power sensor, thanks to a directional coupler. This detector had an offset below $\pm 50 \text{ nW}$.

First step : we optimised the tripler and measured the level detected by the WR10 power sensor.

Second step : we switched off the power supply of the Gunn source, and removed the tripler. Then, we replaced it by a perfect short-circuit.

Third step : we switched on again the power supply and waited for a few minutes before measuring the level detected by the Hp WR10 power sensor.

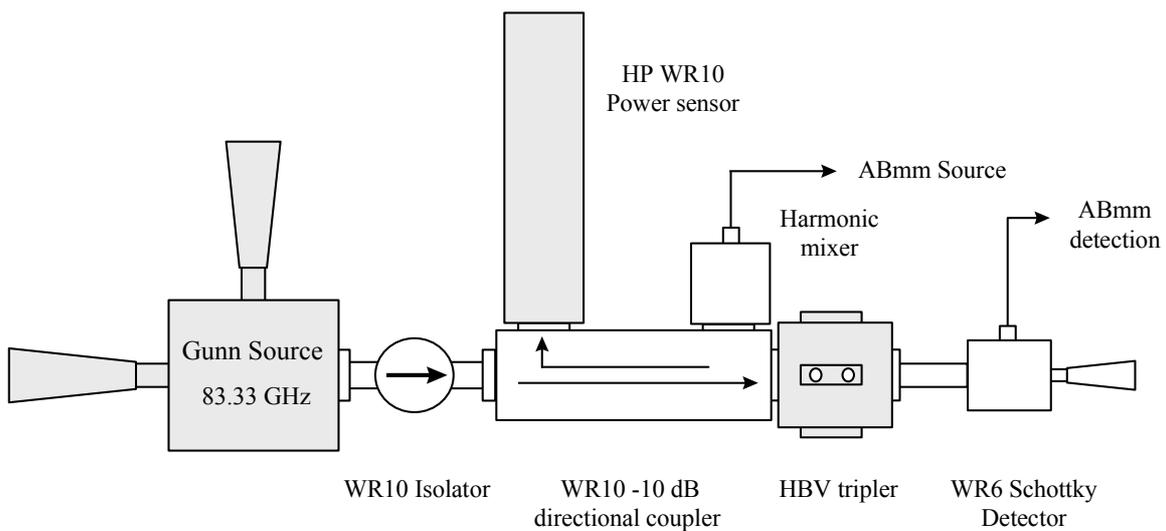


Fig. 9.7 : measure of the input matching. The power reflected by the HBV tripler was measured by an HP WR10 power sensor. The calibration was made by replacing the tripler by a perfect short-circuit.

At 250.0 GHz :

$$P_{\text{back}} = 44 \mu\text{W}$$

$$P_{\text{calibration}} = 828 \mu\text{W}$$

$$S_{11} = -12.7 \text{ dB}$$

At 253.2 GHz :

$$P_{\text{back}} = 54 \mu\text{W}$$

$$P_{\text{calibration}} = 1.180 \text{ mW}$$

$$S_{11} = -13.4 \text{ dB}$$

Depending on the tunings, we measured $S_{11} < -20 \text{ dB}$ for both frequencies, but the efficiency was not exactly at the maximum. We can see by this measurement that the input matching was quite good, in both cases, even if the efficiency at 250 GHz was very different to the efficiency at 253 GHz.

10. Annexes III : implantation du modèle circuit sur HP Libra

Les pages suivantes donnent l'implantation du modèle circuit décrit au chapitre 3 sur HP Libra. Le circuit est divisé en sous-blocs comprenant :

- le modèle de diode
- le modèle de T-magique
- le modèle de transition de sortie
- le modèle de la jonction en T plan E de sortie
- le circuit complet
- le circuit de test