

**Titre:** Conception et fabrication d'antennes micro-rubans couplées par fentes permettant une polarisation circulaire variable  
Title: Conception et fabrication d'antennes micro-rubans couplées par fentes permettant une polarisation circulaire variable

**Auteur:** Jean-François Blain  
Author: Jean-François Blain

**Date:** 1999

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Blain, J.-F. (1999). Conception et fabrication d'antennes micro-rubans couplées par fentes permettant une polarisation circulaire variable [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
Citation: Blain, J.-F. (1999). Conception et fabrication d'antennes micro-rubans couplées par fentes permettant une polarisation circulaire variable [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
<https://publications.polymtl.ca/8666/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/8666/>  
PolyPublie URL: <https://publications.polymtl.ca/8666/>

**Directeurs de recherche:** Jean-Jacques Laurin  
Advisors: Jean-Jacques Laurin

**Programme:** Non spécifié  
Program: Non spécifié

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION ET FABRICATION D'ANTENNES MICRO-RUBANS  
COUPLÉES PAR FENTES PERMETTANT UNE POLARISATION  
CIRCULAIRE VARIABLE

JEAN-FRANÇOIS BLAIN

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

OCTOBRE 1999

© Jean-François Blain, 1999.



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

*Our file* *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-53556-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION ET FABRICATION D'ANTENNES MICRO-RUBANS  
COUPLÉES PAR FENTES PERMETTANT UNE POLARISATION  
CIRCULAIRE VARIABLE

présenté par: BLAIN Jean-François

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO Renato, M.Sc.A, président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. GHANNOUCHI Fadhel, Ph.D., membre

À mes parents.

## REMERCIEMENTS

Je voudrais premièrement remercier sincèrement mon directeur de recherche, M. Jean-Jacques Laurin, pour sa confiance, ses encouragements et surtout pour le dévouement dont il a toujours fait preuve envers ses étudiants. M. Laurin a été un directeur hors pair qui prend à coeur tout ce qu'il entreprend.

Un merci particulier à M. Jules Gauthier et à deux de ses assistants, Émilie Butel et Steve Dubé, qui ont fait preuve de patience avec quelqu'un de parfois un peu trop exigeant. M. Gauthier m'a de plus fourni un support et une expertise difficilement remplaçable.

Un merci également à mes ami(e)s et collègues de travail du centre de recherche Poly-Grames, en particulier Éric Choinière, Louis-Antoine Blais-Morin, Pierre-Richard Renaud et Zacharia Ouardirhi, avec qui j'ai eu plusieurs discussions fructueuses qui m'ont permis d'éviter bien des pièges.

Finalement, je voudrais remercier les Fonds pour la Formation de Chercheurs et l'Aide à la Recherche (Fonds FCAR) ainsi que la Fondation Desjardins pour m'avoir fourni un support financier durant mes études.

## RÉSUMÉ

Les développements récents dans le domaine des télécommunications (téléphonie cellulaire, télévision par satellite, etc.) ont provoqué un élargissement de la gamme de fréquences utilisées et un engorgement de certaines bandes déjà allouées. Les antennes dites polyvalentes permettent d'émettre et de recevoir des signaux pouvant avoir une diversité de polarisation (linéaire, circulaire ou elliptique), ce qui permet la réutilisation de la bande de fréquences d'un système de télécommunication.

Ce projet de maîtrise avait pour objectif principal la conception et la fabrication d'une antenne micro-ruban capable d'émettre et de recevoir des signaux en polarisation circulaire gauche et circulaire droite. La fréquence d'opération visée était de 30 GHz. Les difficultés liées à cette fréquence élevée ont entraîné la conception de deux prototypes à plus basse fréquence (10 GHz) afin de prouver leur principe de fonctionnement. Les performances de ces deux antennes ont été jugées à partir leur largeur de bande (impédance d'entrée et rapport axial), leur rapport axial minimal, leur efficacité et la qualité de leur diagramme de rayonnement. Ces mêmes critères ont été appliqués afin d'évaluer les performances du prototype à 30 GHz. Puisque aucun objectif quantitatif n'a été fixé préalablement, les critères ont été évalués en fonction des caractéristiques requises pour les systèmes de télécommunication d'aujourd'hui (grande largeur de bande, bonne efficacité, etc.).

Le premier prototype à 10 GHz est formé d'une antenne micro-ruban couplée par deux fentes indépendantes. Chacune de ces dernières est couplée à une ligne micro-ruban localisée sur un deuxième substrat. Les deux fentes sont situées vis-à-vis les bords du résonateur qui est de forme carrée, mais dont deux des coins ont été tronqués. Ces tronçatures induisent une perturbation au niveau du courant

et provoquent le rayonnement d'une onde à polarisation circulaire. En alimentant une des lignes micro-rubans et en laissant l'autre en circuit-ouvert, on obtient une des deux polarisations circulaires. En inversant la ligne alimentée et la ligne libre, on obtient l'autre polarisation circulaire. Cette antenne peut donc être branchée à un interrupteur réflectif afin de sélectionner le type de polarisation désirée.

La largeur de bande de l'impédance d'entrée de cette première antenne est 2,41 % (centrée à 9,97 GHz) en polarisation circulaire droite et de 4,94 % (centrée à 10,33 GHz) en circulaire gauche. Dans ce dernier cas, la largeur de bande du rapport axial est de 0,75 % (centrée à 10,03 GHz) et de 0,69 % (centrée à 10,24 GHz) en polarisation circulaire droite. Le critère utilisé pour déterminer toutes les largeurs de bande de ce projet est  $TOS < 2$  (TOS : Taux d'Ondes Stationnaires) dans le cas de l'adaptation d'entrée et  $RA < 3$  dB pour le rapport axial (RA). Pour les deux polarisations, le niveau des lobes arrières obtenus en pratique est environ 10 dB inférieur au lobe principal. Les résultats expérimentaux concordent bien avec la théorie à tous les niveaux sauf en ce qui a trait à la fréquence d'opération. Des décalages en fréquences de moins de 3 % sont présents dans certains cas tel que décrits ci-dessus.

Les performances de ce premier prototype sont limitées par les fentes situées sur le bord du résonnateur. Cet emplacement limite leur couplage avec l'antenne micro-ruban, ce qui empêche l'utilisation de substrat d'antenne de grande épaisseur. Celui-ci permet d'élargir la largeur de bande tant au niveau de l'impédance d'entrée que du rapport axial. Par contre, son utilisation requiert des fentes de plus grandes dimensions qui se traduisent souvent par un rayonnement arrière plus important.

Le deuxième prototype à 10 GHz utilise une seule fente en forme de croix centrée sur l'antenne imprimée. Une seule ligne micro-ruban suit un parcours faisant le tour de la fente et couple ainsi de la puissance de façon sérielle à chacune de ses quatre



branches. La longueur électrique entre chacun des points de couplage est de  $90^\circ$ . Ce déphasage permet d'induire des courants sur l'antenne micro-ruban produisant une polarisation circulaire. En alimentant la ligne micro-ruban par un bout et en terminant l'autre par une charge  $50 \Omega$ , on produit une des deux polarisations circulaires. En inversant la charge et le bout alimenté, on produit l'autre polarisation. Ce prototype doit être branché à un interrupteur absorbant si on désire commuter d'une polarisation à l'autre.

La largeur de bande obtenue en ce qui a trait à l'adaptation d'entrée est de 17,83 % (centrée à 9,76 GHz) pour la polarisation circulaire droite et de 15,46 % (centrée à 9,70 GHz) pour la polarisation circulaire gauche. Au niveau du rapport axial, on retrouve respectivement une largeur de bande de 11,15 % (centrée à 9,60 GHz) et 9,62 % (centrée à 9,74 GHz). Le niveau des lobes arrières sont de 10 dB ou moins par rapport au lobe principal. Encore une fois, les résultats théoriques et expérimentaux sont très similaires, sauf au niveau des fréquences centrales. Un décalage en fréquence d'au plus 4 % est présent entre les résultats simulés et ceux obtenus en pratique.

L'amélioration des performances par rapport à la première configuration est due à la présence de la fente cruciforme. Puisque cette dernière est centrée sur l'antenne imprimée, l'utilisation de substrat de mousse (faible permittivité et grande épaisseur) est maintenant possible à cause du plus grand couplage entre la fente et le résonateur. Ce type de substrat permet d'obtenir de bonnes largeurs de bande tel que décrites ci-dessus. Le niveau des lobes arrières obtenu en pratique demeurent toutefois acceptables.

Les bonnes performances du deuxième prototype ont mené au choix de celui-ci pour la fabrication de l'antenne opérant à 30 GHz. Sa conception est loin d'être directe à cause des contraintes sur le matériel disponible (substrats, connecteurs,

etc.). Ce matériel entraîne également une plus grande complexité au niveau de l'assemblage des différents composants. Un des chapitres est dédié aux techniques d'assemblage et de fabrication de toutes les antennes conçues durant ce projet. On y retrouve également les détails sur la prise de mesures des différentes caractéristiques de ces antennes (adaptation d'entrée, rapport axial, gain, etc.).

L'antenne à 30 GHz fournit une largeur de bande de 12,3 % (centré à 30,9 GHz) en polarisation circulaire droite et de 11,54 % (centré à 31,2 GHz) en polarisation circulaire gauche. La largeur de bande du rapport axial est de 2,3 % pour la polarisation droite et d'environ 0,8 % pour la polarisation gauche (sur deux bandes distinctes). Les lobes arrières sont 10 dB en deçà du lobe dans la direction principale (résultat avec de l'absorbant à l'arrière de l'antenne). Malgré des résultats expérimentaux respectables, ils sont peu semblables à ceux obtenus en simulation surtout au niveau du rapport axial (largeur de bande supérieure à 10 % en théorie). La mauvaise transition entre la broche centrale des connecteurs et la ligne micro-ruban explique cette différence. L'impédance d'entrée a été mesurée à l'aide de plusieurs trouses TRL servant à calibrer l'analyseur de réseaux. Une station sous pointes a été utilisée pour effectuer plusieurs mesures qui ont donné des résultats décevants. Une trousse munie de connecteurs coaxiaux a fourni les courbes expérimentales se rapprochant le plus des courbes théoriques. Les résultats rapportés ci-dessus proviennent de cette calibration. Malgré que les performances de l'antenne à 30 GHz soient relativement bonnes, il y a place à amélioration surtout au niveau des techniques de mesures.

## ABSTRACT

Recent development in telecommunications (cellular phones, satellite television, etc.) is leading to a greater use of the electromagnetic spectrum and a congestion of the already existing frequency bands. Antennas that allow polarization diversity (linear, circular or elliptical) can be used to increase frequency efficiency by using multiple polarizations in the same band.

The main goal of this master's project was to design and build a dual-circularly polarized microstrip antenna at 30 GHz. The difficulties related to such a high frequency led to the design of two prototypes at 10 GHz. This first step was necessary to prove their concept and to evaluate their performances. Those performances were judged on bandwidth (return loss and axial ratio), minimal axial ratio, efficiency and radiation pattern quality. The same criteria were used to evaluate the performances of the 30 GHz prototype. There was no specific goal to reach with respect of those criteria, but they were judged on today's telecommunication systems requirements (large bandwidth, good efficiency, etc.)

The first prototype at 10 GHz was a dual aperture-coupled microstrip antenna. Each one of the two orthogonal slots was coupled to a microstrip line located on a second substrate. The two slots were aligned near the edges of a patch resonator. The shape of the patch was square but two of its corners were cut off in order to induce a perturbation in the cavity formed by the antenna and the ground plane. By doing so, circularly polarized waves are produced by the radiating patch. By feeding one of the microstrip lines and by keeping the other in open circuit, one of the circular polarizations is excited. The other polarization is emitted by feeding the port that was first in open circuit and by leaving the first one open. This prototype could be connected to a reflective switch to select the desired polarization.

This first antenna prototype achieved a return loss bandwidth of 2,41 % (centered at 9,97 GHz) for the right circular polarization and a 4,94 % bandwidth (centered at 10,33 GHz) for the left circular polarization. The latter had an axial ratio bandwidth of 0,75 % (centered at 10,03 GHz). The axial ratio bandwidth of the right polarization was 0,69 % (centered at 10,24 GHz). All bandwidths in this project were determined using a  $VSWR < 2$  criterion ( $VSWR$  : Voltage Standing Wave Ratio) for the return loss and  $AR < 3$  dB for the axial ratio (AR). Backlobes were about 10 dB lower than the main lobe in the two polarization cases. Experimental results were in good agreement with the simulated ones except for some center frequencies that were offset by about 3 %.

The close proximity between the slots and the edges of the patch limited the performances of this prototype. Coupling between the slots and the patch was too weak to use thick antenna substrates which would allow larger bandwidths (return loss and axial ratio). The drawback of those thicker substrates comes from the fact that larger slots are required and those slots will usually generate higher backlobes.

The second 10 GHz antenna was fed by a crossed slot centered underneath the patch. Only one microstrip line is used and it follows a pattern that goes around the slot. By doing so, it couples power to each of the four arms of the slot in a serial manner. The electrical length between each coupling point is  $90^\circ$ . This allows circularly polarized radiated waves. By feeding one end of the line and by placing a  $50 \Omega$  load at the other end, one of the circular polarization is excited. The other polarization is obtained by switching the source and the load. This prototype could be connected to an absorptive switch to select the desired polarization.

An input return loss bandwidth of 17,83 % (centered at 9,76 GHz) was measured for the right circular polarization and of 15,46 % for the left one (centered at 9,70 GHz). Corresponding axial ratio bandwidths are 11,15 % (centered at

9,60 GHz) and 9,62 % (centered at 9,74 GHz). Backlobes were at least 10 dB lower than the main lobe. Again, experimental results match simulated ones except for some center frequencies. Frequency offsets were no more than 4 % in each of the presented cases.

The crossed slot aperture led to better results compared to the first design. The good coupling factor of this type of slot allows the use of foam substrates that are electrically thick and exhibit a low dielectric constant. These characteristics increase significantly the bandwidth of the patch antenna. Even though the size of the slot was increased compared to the first design, the measured backlobes were still acceptable.

Since the second prototype gave better results, it was chosen for the design of the 30 GHz antenna. Materials and process constraints used at higher frequencies make it impossible to simply downscale the 10 GHz prototype. Smaller dimensions also lead to a more complex fabrication process. One chapter of this thesis is dedicated to fabrication techniques and measurements (input return loss, axial ratio, gain, etc.) used throughout this project.

The input return loss bandwidth of the 30 GHz antenna was 12,3 % (centered at 30,9 GHz) for right circular polarization and 11,54 % (centered at 31,2 GHz) for left circular. A 2,3 % axial ratio bandwidth was obtained for right circular polarization and about 0,8 % bandwidth for the left one (last case on two distinct bands). Level of the backlobes were 10 dB inferior to the main lobe (with absorbing material in the back of the antenna). Even if the experimental results were acceptable, there was not a good match between them and the simulated ones, especially for axial ratio measurements (theoretical axial ratio bandwidth is 10 %). The poor transition between the pin of the connectors and the microstrip line explains that difference. Input return loss was measured using many TRL calibration kits. Some

of those kits were used with a probing station. The input return loss bandwidths given here were obtained with a TRL kit that uses coaxial connectors. That kit gave a lot better agreement between measurements and simulations than the one obtained with the probing station. Even though the results given by the 30 GHz prototype are relatively good, more work has to be done to improve high frequency measurement techniques.

**TABLE DES MATIÈRES**

<b>DÉDICACE</b> . . . . .	<b>iv</b>
<b>REMERCIEMENTS</b> . . . . .	<b>v</b>
<b>RÉSUMÉ</b> . . . . .	<b>vi</b>
<b>ABSTRACT</b> . . . . .	<b>x</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES</b> . . . . .	<b>xiv</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX</b> . . . . .	<b>.xviii</b>
<b>LISTE DES FIGURES</b> . . . . .	<b>xix</b>
<b>LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS</b> . . . . .	<b>.xxiv</b>
<b>INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 :REVUE HISTORIQUE ET BIBLIOGRAPHIQUE</b>	<b>6</b>
<b>CHAPITRE 2 :ANALYSE DES ANTENNES MICRO-RUBANS COU- PLÉES PAR FENTE</b> . . . . .	<b>12</b>

2.1	Modèle avec lignes de transmission . . . . .	12
2.1.1	Modélisation de l'antenne micro-ruban . . . . .	14
2.1.2	Modélisation de la fente dans le plan de masse et calcul de l'impédance d'entrée globale ( $Z_{in}$ ) . . . . .	18
2.2	Modèle de la cavité . . . . .	21
<b>CHAPITRE 3 : ANTENNE MICRO-RUBAN À POLARISATION CIR- CULAIRE VARIABLE À 10 GHz . . . . .</b>		<b>32</b>
3.1	Antenne à deux fentes indépendantes . . . . .	33
3.1.1	Conception de l'antenne . . . . .	35
3.1.2	Analyse des résultats théoriques et expérimentaux . . . . .	41
3.1.3	Constat sur l'antenne couplée par fentes indépendantes . . . . .	50
3.2	Antenne utilisant une fente en forme de croix . . . . .	51
3.2.1	Conception de l'antenne . . . . .	53
3.2.2	Analyse des résultats théoriques et expérimentaux . . . . .	57
3.2.3	Constat sur l'antenne couplée par fente cruciforme . . . . .	65
<b>CHAPITRE 4 : ANTENNE MICRO-RUBAN À POLARISATION CIR- CULAIRE VARIABLE À 30 GHz . . . . .</b>		<b>67</b>



4.1	Conception de l'antenne . . . . .	67
4.1.1	Choix des substrats . . . . .	68
4.1.2	Dimensions des composants . . . . .	69
4.2	Analyse des résultats théoriques et expérimentaux . . . . .	71
4.2.1	Adaptation d'entrée et pertes d'insertion . . . . .	71
4.2.2	Polarisation circulaire . . . . .	87
 <b>CHAPITRE 5 : TECHNIQUES DE FABRICATION ET DE MESURES</b>		<b>95</b>
5.1	Techniques de fabrication . . . . .	96
5.1.1	Réalisation des circuits imprimés . . . . .	96
5.1.2	Assemblage et alignement des substrats . . . . .	99
5.2	Configuration des antennes et mesure de l'impédance d'entrée . . . . .	101
5.2.1	Antenne fonctionnant à 10 GHz . . . . .	101
5.2.2	Antenne fonctionnant à 30 GHz . . . . .	103
5.3	Mesure de la polarisation circulaire . . . . .	112
5.4	Mesure du gain . . . . .	117
 <b>CONCLUSION</b>		<b>122</b>

RÉFÉRENCES . . . . . 125

**LISTE DES TABLEAUX**

3.1 Effet de la variation des dimensions sur les caractéristiques d'une antenne micro-ruban. . . . .	57
---	----

## LISTE DES FIGURES

1.1	Antenne micro-ruban couplée par fente. . . . .	7
1.2	Antenne micro-ruban couplée par fente en croix. . . . .	10
2.1	Dimensions de la structure analysée . . . . .	13
2.2	Modèle en lignes de transmission. . . . .	13
2.3	Rayonnement par fentes. . . . .	15
2.4	Dimensions de la cavité . . . . .	21
2.5	Parcours d'intégration dans le plan complexe $\lambda_y$ . . . . .	28
3.1	Antenne couplée par deux fentes indépendantes. . . . .	34
3.2	Adaptation d'entrée à la porte 1 en fonction de la fréquence. La porte 2 est en circuit-ouvert (polarisation circulaire gauche). . . . .	42
3.3	Adaptation d'entrée à la porte 2 en fonction de la fréquence. La porte 1 est en circuit-ouvert (polarisation circulaire droite). . . . .	44
3.4	Pertes d'insertion en fonction de la fréquence (couplage entre les deux portes) . . . . .	45
3.5	Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire gauche. . . . .	46

3.6	Diagramme de rayonnement (plan B) par dipôle rotatif à une fréquence de 10,03 GHz (polarisation circulaire gauche). . . . .	47
3.7	Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite. . . . .	49
3.8	Diagramme de rayonnement (plan A) par dipôle rotatif à une fréquence de 10,24 GHz (polarisation circulaire droite). . . . .	50
3.9	Antenne couplée par une fente en forme de croix (le système d'axes est identique à celui de la figure 3.1). . . . .	52
3.10	Adaptation d'entrée à la porte 1 en fonction de la fréquence. La porte 2 est terminée par une charge de $50 \Omega$ (polarisation circulaire droite). . . . .	58
3.11	Adaptation d'entrée à la porte 2 en fonction de la fréquence. La porte 1 est terminée par une charge de $50 \Omega$ (polarisation circulaire gauche). . . . .	59
3.12	Pertes d'insertion en fonction de la fréquence . . . . .	60
3.13	Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire gauche. . . . .	62
3.14	Diagramme de rayonnement (plan A) par dipôle rotatif à une fréquence de 9,74 GHz (polarisation circulaire gauche). . . . .	63
3.15	Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite. . . . .	64

3.16	Diagramme de rayonnement (plan B) par dipôle rotatif à une fréquence de 9,60 GHz (polarisation circulaire droite). . . . .	65
4.1	Adaptation d'entrée à la porte 1 en fonction de la fréquence. La porte 2 est terminée par une charge de $50 \Omega$ (polarisation circulaire gauche). . . . .	72
4.2	Adaptation d'entrée à la porte 2 en fonction de la fréquence. La porte 1 est terminée par une charge de $50 \Omega$ (polarisation circulaire droite). . . . .	73
4.3	Pertes d'insertion en fonction de la fréquence . . . . .	74
4.4	Croquis des masques du substrat de céramique (MHMIC) pour la station de mesures sous pointes (pas à l'échelle). . . . .	77
4.5	Paramètres $S_{11}$ et $S_{21}$ (théoriques et expérimentaux) du circuit <i>thru</i> . . . . .	80
4.6	Diagramme-bloc du circuit global constitué d'une cascade de trois réseaux avec leur paramètre T respectif. . . . .	81
4.7	Paramètres $S_{11}$ et $S_{21}$ (théoriques et expérimentaux) du circuit <i>line</i> . . . . .	82
4.8	Paramètre $S_{11}$ (théoriques et expérimentaux) du circuit <i>reflect</i> . . . . .	83
4.9	Paramètres S théoriques du demi- <i>thru</i> . La porte 1 correspond à la ligne coplanaire et la porte 2 à la ligne micro-ruban. . . . .	84
4.10	Paramètres $S_{11}$ et $S_{21}$ après la procédure d'épluchage appliquée au <i>line</i> à partir des données théoriques et expérimentales. . . . .	85

4.11 Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite. . . . .	88
4.12 Diagramme de rayonnement (plan A) par dipôle rotatif à une fréquence de 30,62 GHz (polarisation circulaire droite). . . . .	89
4.13 Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire gauche. . . . .	90
4.14 Diagramme de rayonnement (plan B) par dipôle rotatif à une fréquence de 30,05 GHz (polarisation circulaire gauche). . . . .	91
5.1 Procédé photolithographique . . . . .	97
5.2 Exemple de masques . . . . .	98
5.3 Alignement des substrats (l'épaisseur de la métallisation a été exagérée pour plus de clarté) . . . . .	99
5.4 Croquis de l'antenne à 10 GHz (pas à l'échelle) . . . . .	101
5.5 Croquis d'une structure d'antenne à 30 GHz (pas à l'échelle). Les films adhésifs ont été omis pour plus de clarté. . . . .	104
5.6 Trousse TRL utilisée pour mesurer l'impédance d'entrée de la structure présentée à la figure 5.5. . . . .	105
5.7 Croquis de la structure d'antenne utilisée pour mesurer la polarisation circulaire (pas à l'échelle, films adhésifs omis pour plus de clarté). . . . .	108

5.8	Croquis des masques du substrat d'alimentation pour la station de mesures sous pointes (pas à l'échelle). . . . .	110
5.9	Croquis des masques de la trousse TRL pour la station de mesures sous pointes (pas à l'échelle). . . . .	111
5.10	Montage de la mesure du rapport axial . . . . .	113
5.11	Paramètres d'une onde à polarisation elliptique. . . . .	118
5.12	Schéma représentant un huitième de la sphère de Poincaré. . . . .	120



## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
LMCS	<i>Local Multipoint Communications Systems</i>
MDS	<i>Microwave Design System</i>
MHMIC	<i>Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuits</i>
MIC	<i>Microwave Integrated Circuits</i>
RA	<i>Rapport Axial</i>
SOLT	<i>Short, Open, Load and Thru</i>
TOS	<i>Taux d'Ondes Stationnaires</i>
TRL	<i>Thru-Reflect-Line</i>

## INTRODUCTION

En cette fin de 20<sup>e</sup> siècle, il est difficile de ne pas regarder en arrière et observer les développements des cent dernières années. Si le domaine des transports a connu la plus forte expansion de ce siècle, la tendance des quinze dernières années nous porte à croire que le domaine de l'informatique et des télécommunications joueront un rôle de premier plan dans un avenir rapproché. La téléphonie cellulaire et la télévision par satellite figurent parmi les applications qui ont connu récemment une formidable explosion. La mise en place de réseaux de petits satellites en basse orbite (tel que le projet Iridium et Sky Bridge) est un bel exemple du type de systèmes de communication qui sera disponible dans l'avenir.

La commercialisation de nombreux appareils de télécommunication a contribué au développement de nouveaux types d'antennes. Les clients utilisant ces appareils demandent de plus en plus des produits intelligents, légers et peu coûteux. Les antennes micro-rubans (*microstrip antennas*) répondent très bien à ces exigences. Elles possèdent également l'avantage de pouvoir se confondre avec à peu près n'importe quelles surfaces, elles sont relativement faciles à fabriquer et elles possèdent un profil bas, ce qui est un avantage au point de vue aérodynamique lorsqu'on pense aux antennes montées sur la carrosserie d'une voiture ou sur le fuselage d'un avion. Par contre, les antennes micro-rubans possèdent de façon intrinsèque une faible largeur de bande et une efficacité relativement faible.

Les applications prévues pour les futurs satellites de communication sont à 20 GHz et 30 GHz alors que des applications terrestres utilisent déjà des fréquences centrées à 28 GHz. Parmi ces applications, on retrouve les LMCS (*Local Multipoint Communications Systems*) qui sont des liens de communication cellulaire large-bande offrant des services internet, vidéos, voix, données et multimédias.

Des bandes de fréquences à 24 GHz et 38 GHz seront également attribuées sous peu pour des services du même type.

Le nombre grandissant des systèmes de télécommunication provoque un élargissement de la gamme de fréquences utilisées et un engorgement de certaines bandes déjà allouées. Ces systèmes doivent utiliser astucieusement leurs bandes de fréquences. Le fait d'utiliser plusieurs types de polarisation<sup>1</sup> permet justement la réutilisation des fréquences entraînant ainsi une utilisation plus efficace. Les antennes dites polyvalentes possèdent la caractéristique de pouvoir émettre et recevoir des signaux pouvant avoir une diversité de polarisation. Celle-ci peut être horizontale, verticale, circulaire ou elliptique. Les deux dernières polarisations peuvent être droites (sens horaire) ou gauches (sens anti-horaire).

Tout au long de ce texte, nous adopterons la définition de l'IEEE [13] qui stipule que le sens (horaire ou anti-horaire) de la polarisation est déterminé par un observateur qui regarde l'onde *s'éloigner* de lui. On peut également utiliser la règle du tire-bouchon qui est indépendante de la position de l'observateur. On place le pouce dans la direction de propagation et on oriente les autres doigts dans le sens de rotation du champ électrique. Pour une onde donnée, une seule des deux mains pourra répondre aux deux exigences précédentes. Si la main droite (gauche) y répond, alors l'onde est dite de polarisation circulaire droite (gauche).

La constellation de 80 satellites basse-orbites du consortium Sky Bridge utilise deux types de polarisations pour effectuer les liens entre les différents systèmes. Chaque satellite est équipé de deux réseaux d'antennes micro-rubans afin de permettre la réutilisation des fréquences situées en bande  $K_u$  (12 GHz - 18 GHz). Cette

---

<sup>1</sup>La polarisation d'une onde électromagnétique est déterminée par l'aspect de son champ électrique. Par exemple, une onde où le champ électrique décrit un cercle dans l'espace est dite de polarisation circulaire.

constellation offrira des services de communication mobile large-bande (vidéo, internet, voix, etc.) qui entrera en opération partiellement en 2001 et complètement en 2003. Des réseaux d'antennes à polarisation circulaire droite et d'autres à polarisation circulaire gauche seront utilisés.

Ce projet de maîtrise s'inscrit dans cette foulée puisqu'il consiste à concevoir et fabriquer une antenne micro-ruban à polarisation circulaire variable. L'antenne doit être en mesure d'émettre et de recevoir des signaux à polarisation circulaire gauche et circulaire droite. La commutation du type de polarisation doit être effectuée à l'aide d'un simple interrupteur électrique. La conception de ce dernier ne fait pas partie des objectifs du projet, mais on doit pouvoir l'intégrer facilement. Avec ce type d'antennes, les réseaux décrits ci-dessus jouiraient d'une plus grande polyvalence en offrant ainsi de nombreux avantages aux fournisseurs et clients.

Les performances de l'antenne ont été jugées par sa largeur de bande (impédance d'entrée et rapport axial<sup>2</sup>), son rapport axial minimal, son efficacité et son diagramme de rayonnement (gain, niveau des lobes arrières, etc.). Au départ, nous n'avions pas d'objectifs quantitatifs précis à atteindre à part la fréquence d'opération de l'antenne qui devait être de 30 GHz. Malgré cette situation, nous avons tenté d'obtenir des caractéristiques susceptibles de convenir aux systèmes d'aujourd'hui, c'est-à-dire grande largeur de bande, bonne efficacité, etc.

Après avoir effectué une brève revue historique et bibliographique du sujet, nous allons analyser le type de structure choisie pour réaliser l'antenne. Nous analyserons une version simplifiée de celles qui seront par la suite conçues. Nous restreindrons ainsi la portée de notre analyse tout en conservant des éléments fondamentaux qui nous permettront de comprendre les structures plus complexes. Deux méthodes

---

<sup>2</sup>Rapport grand axe/petit axe d'une polarisation elliptique. Dans le cas d'une polarisation circulaire parfaite, ce rapport est égale à 1 ou 0 dB.

d'analyse approximatives seront utilisées afin de bien comprendre les phénomènes physiques impliqués. Ces deux méthodes ont été choisies puisque, contrairement aux méthodes rigoureuses, elles fournissent une compréhension qualitative en plus de requérir des développements mathématiques relativement courts.

Par la suite, au chapitre 3, nous allons dévoiler les étapes suivies afin de concevoir deux types d'antennes à polarisation circulaire variable fonctionnant à 10 GHz. Puisque la conception et la fabrication de circuits sont beaucoup plus difficiles à 30 GHz (pour de nombreuses raisons que nous verrons au chapitre 4 et 5), nous avons opté au départ pour une fréquence plus basse afin de faciliter la fabrication et prouver le fonctionnement des prototypes. Les performances théoriques et expérimentales des deux types d'antennes seront par la suite présentées. Nous analyserons ces résultats et nous choisirons lequel des deux modèles sera utilisé pour effectuer la conception de l'antenne à 30 GHz décrite au chapitre 4.

Le passage à une fréquence trois fois plus grande est loin d'être direct. Les contraintes du matériel disponible (substrats, connecteurs, etc.) ne permettent pas de simplement diviser par trois les dimensions du prototype à 10 GHz. On doit refaire une bonne partie de la conception en fonction du nouveau matériel. Ce dernier change énormément l'aspect de l'antenne au point de vue de son assemblage final. Encore une fois, nous décrirons les étapes de la conception et nous comparerons les résultats théoriques et expérimentaux. La mesure des caractéristiques de l'antenne à 30 GHz est beaucoup plus complexe qu'à plus basse fréquence. Nous verrons les résultats obtenus avec différentes méthodes avancées.

Finalement, au chapitre 5, nous tenterons de décrire avec le plus de détails possibles les techniques de fabrication et de mesures que nous avons utilisées pour obtenir les résultats expérimentaux. Cette étape est souvent passée sous silence dans la littérature scientifique puisqu'elle est le fruit d'un savoir-faire qui demande

un certain nombre d'années d'expérience. Nous verrons la façon dont les antennes présentées au chapitre 3 et 4 ont été fabriquées et assemblées. Les techniques de mesure de l'impédance d'entrée ainsi que celle du rapport axial en chambre anéchoïde seront décrites afin de permettre au lecteur de pouvoir reproduire les résultats obtenus en pratique.

## CHAPITRE 1

### REVUE HISTORIQUE ET BIBLIOGRAPHIQUE

Malgré les récents développements, la technologie micro-ruban ne date pas d'hier. L'utilisation de lignes micro-rubans fut d'abord proposée par Grieg et Englemann [10] en 1952. Un an plus tard, Deschamps [8] suggéra le concept des antennes fabriquées à partir de cette nouvelle technologie. Le manque de bons substrats à hautes fréquences et l'engouement pour les circuits triplaques (*stripline*) ont mis en veilleuse les antennes imprimées pour près de vingt ans. Au début des années 70, le développement de nouveaux missiles a ravivé leur popularité puisqu'on commença à préconiser l'utilisation d'antennes à profile bas montées directement sur la surface des dispositifs. À partir de cette époque, le nombre de publications sur ce type d'antennes n'a cessé d'augmenter. Publié dans une édition spéciale de *IEEE Transactions* sur les antennes micro-rubans, l'article de Carver et Mink [4] résume bien l'état des connaissances qui existaient au début des années 80.

Dans cette même édition spéciale, Schaubert et al. [27] introduisirent le concept des antennes imprimées à polarisation variable. En utilisant des vias passant au travers du substrat et reliant l'antenne au plan de masse, on introduit des courts-circuits qui viennent modifier le comportement nominal du dispositif. L'ajout de ces vias peut, par exemple, créer une polarisation circulaire à partir d'une antenne qui, sans les vias, produisait une polarisation linéaire (verticale ou horizontale). En remplaçant les vias par des diodes, on peut facilement commuter d'une polarisation à l'autre en venant modifier leur alimentation en courant continu. Ces diodes viennent donc influencer (court-circuit) ou non (circuit-ouvert) le comportement de l'antenne et ainsi permettre le changement de polarisation de façon électrique.

Par contre, cette configuration possède le fâcheux désavantage d'être relativement complexe au niveau de la fabrication surtout à très hautes fréquences à cause de la petite dimension des soudures qui sont requises pour relier les diodes de l'antenne et au plan de masse.

Ce problème de soudure peut être contourné en adoptant l'approche proposée par Pozar [17] en 1985. Au lieu d'alimenter l'antenne directement au moyen d'une ligne micro-ruban ou d'un câble coaxial, on effectue un couplage électromagnétique avec l'aide d'une fente tel qu'indiquée à la figure 1.1. Tout contact direct est ainsi

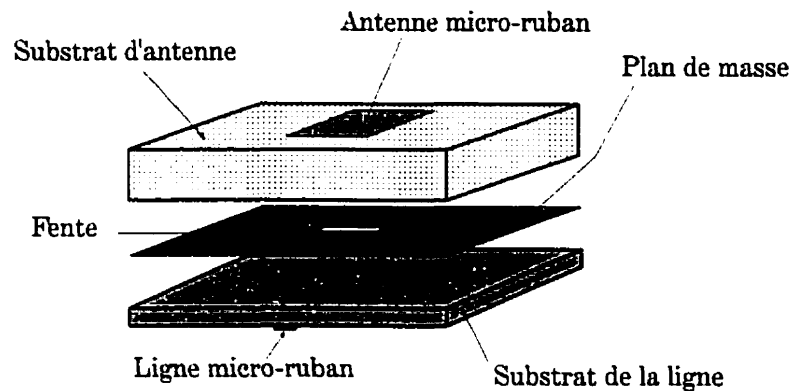


Figure 1.1: Antenne micro-ruban couplée par fente.

éliminé avec l'antenne, ce qui est très avantageux pour les conceptions à hautes fréquences. La fente est couplée à une ligne micro-ruban située sur un substrat différent de celui de l'antenne. Puisqu'une antenne et une ligne micro-ruban requièrent des caractéristiques de substrat différentes [31], on peut choisir un substrat optimal pour chacun des deux. Le substrat d'antenne doit être de faible permittivité et de grande épaisseur pour obtenir une bonne largeur de bande. Au contraire, pour avoir une bonne performance du mode guidé, le substrat de la ligne doit être mince et posséder une grande permittivité.

Afin de créer deux types de polarisations, Schaubert [26] proposa d'utiliser deux



fentes indépendantes couplées chacune à une ligne micro-ruban. Cette configuration permet d'émettre avec une polarisation horizontale ou verticale selon la ligne micro-ruban alimentée. À la suite de cet article, un bon nombre d'auteurs se sont basés sur cette approche afin de créer des variantes qui offraient une plus grande largeur de bande à l'aide de substrats d'antenne de grande épaisseur et de faible permittivité. Le fait d'utiliser deux fentes indépendantes et décentrées force leur dimension à être plus petite. Cette faible dimension et la décentralisation produisent un moins bon couplage avec l'antenne [29]. Pour cette raison, l'utilisation d'une fente cruciforme centrée sur l'antenne offre une plus grande liberté de dimensions, ce qui permet d'utiliser des substrats de grande hauteur. De plus, la forme en croix permet de préserver une symétrie qui est importante afin d'obtenir plus facilement un bas niveau de contre-polarisation [21] lorsque l'antenne est conçue pour produire une polarisation circulaire.

Parmi les configurations basées sur celle de Schaubert [26], on retrouve celle de Aksun et al. [1] qui proposèrent d'utiliser un coupleur hybride alimentant les deux fentes indépendantes avec un déphasage de  $90^\circ$  pour être en mesure de créer une polarisation circulaire. Cette dernière peut être droite (horaire) ou gauche (anti-horaire) selon la porte de coupleur alimentée. La présence de ce coupleur rend le circuit d'alimentation un peu plus complexe tout en augmentant sa taille.

Tsao [30] utilisa deux diviseurs de puissance réactifs afin de venir coupler les quatre extrémités d'une fente en forme de croix. Selon le diviseur de puissance alimenté, on peut choisir entre une polarisation verticale ou horizontale. En alimentant les deux portes simultanément avec un déphasage de  $90^\circ$ , on peut créer une polarisation circulaire. Par contre, cette configuration possède le désavantage d'avoir à utiliser un pont aérien afin de croiser une des deux sorties des diviseurs réactifs.

Il est possible d'éviter ce pont aérien en utilisant trois substrats à la place de deux. Sanford [25] et al. utilisèrent cette technique afin de créer un prototype à deux polarisations linéaires et un autre à deux polarisations circulaires. Un substrat est utilisé pour imprimer l'antenne et chacun des autres sert à l'impression d'un diviseur réactif. Le plan de masse percé de la fente en croix est mis entre les deux substrats des lignes. Une de ces dernières se retrouve donc en-dessous de la fente (façon usuelle de placer la ligne) tandis que l'autre se retrouve au-dessus. Les auteurs affirment que les deux configurations précédentes donnent approximativement la même impédance d'entrée vue de la ligne de transmission. À première vue, cette affirmation nous semble difficile à croire puisqu'il existe un couplage direct entre la ligne du dessus et l'antenne micro-ruban. Par contre, le dispositif proposé par les auteurs utilise un substrat d'antenne de grande épaisseur comparativement aux substrats des lignes. Le couplage entre la ligne du dessus et la fente est donc probablement beaucoup plus grand que celui avec l'antenne imprimée.

Au travers deux articles similaires parus en 1991 et 1993, Pozar et Schaubert [20, 21] introduisirent deux nouvelles configurations permettant de créer une polarisation circulaire à partir d'une fente en forme de croix. La première configuration utilise une alimentation en série. Le signal à émettre doit être divisé en deux et les deux sorties doivent être déphasées de  $180^\circ$ . Chaque sortie vient par la suite se coupler de façon sérielle à deux branches de la fente. Il y a un déphasage de  $90^\circ$  entre le point de couplage des deux branches. La deuxième configuration utilise une alimentation parallèle. Au lieu d'alimenter les branches en série, on utilise deux autres diviseurs de puissance afin de coupler séparément chacune des branches de la croix en déphasant chacun des quatre signaux de  $90^\circ$ . Cette configuration fournit de meilleurs résultats au niveau de la largeur de bande de l'adaptation d'entrée et du rapport axial. Par contre, son degré de complexité est assez élevé puisqu'elle requiert l'utilisation de trois diviseurs de puissance.

La façon la plus simple de créer une polarisation circulaire à l'aide d'une antenne couplée par fente fut proposée par Aloni et Kastner [2] en 1994. Encore une fois, l'utilisation d'une fente en forme de croix fournit un bon couplage avec l'antenne micro-ruban, ce qui permet l'utilisation d'un substrat d'antenne de grande épaisseur afin d'obtenir de bonnes largeurs de bande. Tel que montré à la figure 1.2, la ligne micro-ruban effectue une boucle et vient coupler de la puissance aux quatre branches de la croix. La longueur de la ligne entre chacun des points de couplage

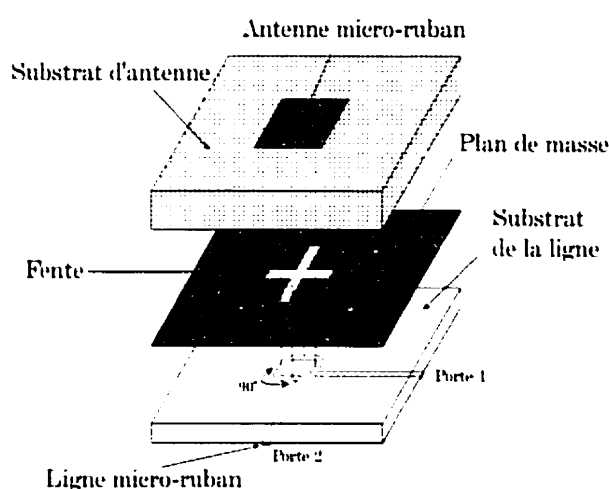


Figure 1.2: Antenne micro-ruban couplée par fente en croix.

est de  $90^\circ$ , créant ainsi une polarisation circulaire. En alimentant la porte 2 et en terminant la porte 1 par une charge de  $50 \Omega$ , l'antenne émet une polarisation circulaire gauche. La polarisation circulaire droite est obtenue en alimentant la porte 1 et en terminant la porte 2 par la charge. Pour obtenir une bonne efficacité, la puissance dissipée dans la charge doit être le plus faible possible. Autrement dit, le couplage entre la ligne et la fente doit être élevé afin que toute la puissance soit transférée à l'antenne et non à la charge. Par contre, puisque le couplage entre la ligne et la fente doit être identique sur les quatre branches, une valeur élevée entraînera un mauvais rapport axial, car la presque totalité de la puissance sera couplée à la première branche et très peu sera disponible pour les trois autres. Il y

a donc un compromis à faire entre l'efficacité et le rapport axial.

Nous reviendrons plus tard sur cette configuration puisque nous allons tout d'abord analyser brièvement le fonctionnement des antennes micro-rubans et plus particulièrement de celles couplées par une simple fente. Nous obtiendrons ainsi une bonne idée des phénomènes impliqués et pourrons utiliser les résultats de cette analyse afin de concevoir une antenne à polarisation circulaire variable.

## CHAPITRE 2

### ANALYSE DES ANTENNES MICRO-RUBANS COUPLÉES PAR FENTE

Bien que l'analyse des antennes imprimées ne soit pas une partie intégrante de ce projet, nous lui avons quand même dédié un chapitre puisque certains modèles d'analyse permettent de comprendre intuitivement le fonctionnement de ces dispositifs. Le modèle avec lignes de transmission et le modèle de la cavité en sont de bons exemples. Ceux-ci fournissent des résultats approximatifs, mais qui se comparent avantageusement avec la solution rigoureuse (*full wave*). Les méthodes qui mènent à cette dernière (méthode des moments, méthode des lignes, etc.) utilisent des développements mathématiques qui fournissent généralement peu de compréhension sur les phénomènes physiques observés.

Nous analyserons le cas où le couplage s'effectue à l'aide d'une simple fente orientée de façon perpendiculaire à la ligne de transmission (figure 2.1). Malgré le fait que cette configuration simple de couplage ne sera pas utilisée directement par la suite, elle nous permet de simplifier l'analyse tout en fournissant l'information nécessaire à la compréhension des phénomènes impliqués dans ce type de structure.

#### 2.1 Modèle avec lignes de transmission

L'antenne couplée par fente peut être modélisée à l'aide d'impédances, de transformateurs et de lignes de transmission. La figure 2.2 nous montre le schéma com-

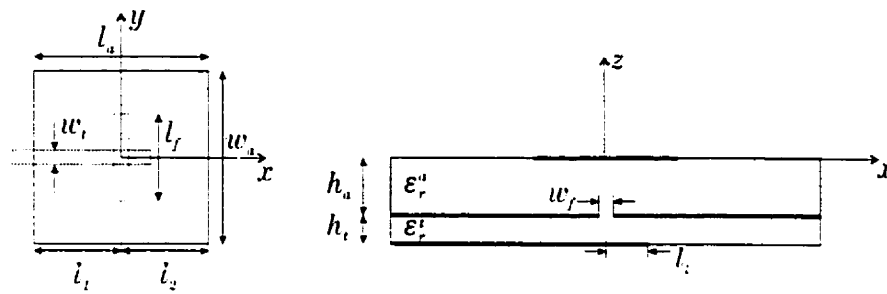


Figure 2.1: Dimensions de la structure analysée

plet de cette modélisation. Située tout en haut, l'antenne micro-ruban est modélisée par deux lignes d'impédance caractéristique  $Z_{ca}$  terminées par une capacité de bout de ligne ( $B$ ) et d'une conductance de rayonnement ( $G$ ). Le couplage entre la fente et l'antenne ainsi que celui entre la ligne et la fente sont représentés respectivement par les rapports de transformation  $n_1$  et  $n_2$ . La fente rectangulaire est modélisée par une simple impédance ( $Z_f$ ) et la ligne micro-ruban par un bout de ligne d'impédance caractéristique  $Z_{ct}$  terminée par un circuit-ouvert.

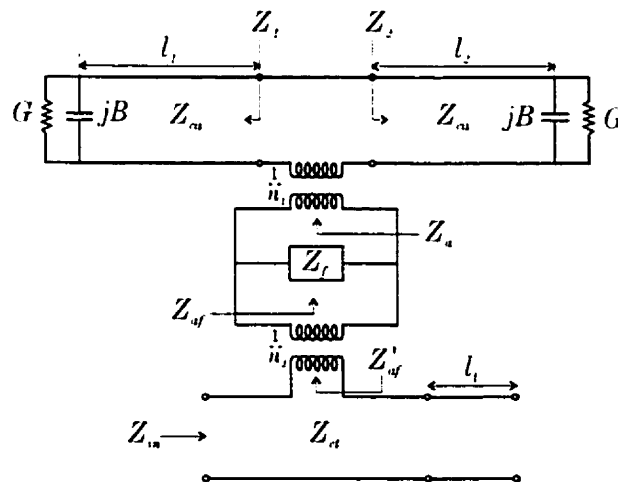


Figure 2.2: Modèle en lignes de transmission.

### 2.1.1 Modélisation de l'antenne micro-ruban

Puisqu'une antenne micro-ruban est tout simplement un bout de ligne micro-ruban plus large que la normale, il semble intuitif d'utiliser une ligne de transmission pour la modéliser. L'impédance caractéristique ( $Z_{ca}$ ) de cette ligne est calculée de la même façon qu'une ligne micro-ruban. Pour ce faire, on peut utiliser les formules empiriques que l'on retrouve dans la littérature. L'expression tirée de [3] suppose un cas quasi-statique et une épaisseur de métallisation négligeable :

$$Z_{ca} = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}^a}}{w_a/h_a + 1.393 + 0.667 \ln(w_a/h_a + 1.444)} \quad (2.1)$$

avec

$$\epsilon_{eff}^a = \frac{\epsilon_r^a + 1}{2} + \frac{\epsilon_r^a - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h_a}{w_a}\right)^{-1/2} \quad (2.2)$$

où  $w_a$ ,  $h_a$  et  $\epsilon_r^a$  représentent respectivement la largeur de la ligne, la hauteur et la permittivité du substrat. Les équations (2.1) et (2.2) sont valides pour  $w_a/h_a \geq 1$ , ce qui est généralement le cas pour les antennes micro-rubans.

La susceptance  $B$  représente la capacité associée au circuit équivalent d'une discontinuité (circuit-ouvert) sur une ligne micro-ruban. Cette capacité représente les charges excédentaires accumulées au bout de la ligne. Elle peut être calculée de plusieurs façons, mais, encore une fois, des formules empiriques peuvent être utilisées. Les expressions proposées par [16] permettent de calculer la valeur du paramètre  $\Delta l$  qui correspond à une petite longueur de ligne micro-ruban ajoutée au circuit-ouvert. Cette extension contient le même nombre de charges que celles retrouvées en excédent sur la discontinuité. Une fois  $\Delta l$  calculé, la susceptance est

déterminée à l'aide de l'équation d'une impédance sur une ligne de transmission :

$$B = Y_{ca} \operatorname{tg}(\beta_a \Delta l) \quad (2.3)$$

où  $\beta_a$  est le nombre d'onde ( $\beta_a = \frac{2\pi}{\lambda_{eff}^a} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_{eff}^a}$ ) et  $Y_{ca}$  est l'admittance caractéristique de la ligne.

La conductance  $G$  représente les pertes par rayonnement. Cette dernière est émise à partir des bords de l'antenne micro-ruban. Afin de calculer la puissance rayonnée, on peut modéliser les fuites par des fentes localisées près de l'antenne comme celles montrées à la figure 2.3. Supposons tout d'abord que le courant

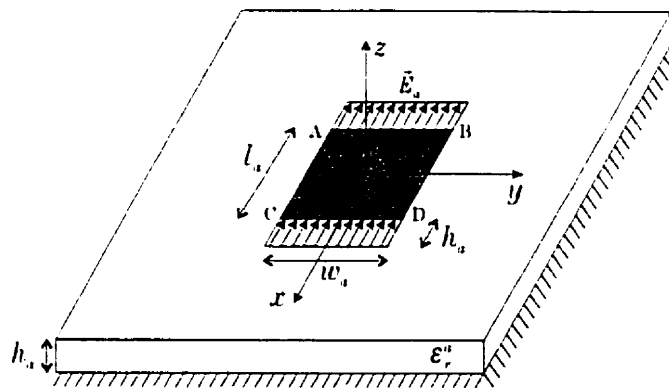


Figure 2.3: Rayonnement par fentes.

sur l'antenne est principalement orienté selon  $x$ . Les segments AB et CD agissent donc comme des circuits-ouverts (murs magnétiques). En supposant que le champ électrique sous l'antenne est principalement selon  $z$ , on peut calculer le courant magnétique équivalent retrouvé sur chacun des murs magnétiques qui sont parallèles au plan  $yz$ . Si on prend l'exemple du mur le long du segment AB :

$$\vec{M}_s = \vec{E} \times \hat{n} = \hat{z} E_{0z} \times \hat{x} = \hat{y} E_{0z} \quad (2.4)$$

où  $\vec{M}_s$  est le courant magnétique linéique (V/m),  $\hat{n}$  est la normale du mur magné-



tique et  $E_{0z}$  est la valeur du champ électrique le long du mur (quantité positive). On obtient le même résultat sur l'autre mur en tenant compte du changement de signe de  $E_{0z}$  à cause de la distance de l'ordre de  $\lambda_{eff}^a/2$  entre les deux murs. En appliquant la théorie des images, on peut éliminer le plan de masse en doublant la valeur de  $\vec{M}_s$ . On peut également négliger l'effet du substrat si sa hauteur ( $h_d$ ) est petite. Si c'est le cas, le courant  $\vec{M}_s$  peut être ramené dans le plan  $xy$  sans trop modifier la façon dont la structure rayonne. Ce courant est l'équivalent de fentes situées de part et d'autre de l'antenne tel que montrées à la figure 2.3 (avec  $|\vec{E}_a| = E_a = 2E_{0z}$ ).

La valeur des champs produits par chacune des fentes peut maintenant être calculée de la façon usuelle [3] en passant par le potentiel vecteur magnétique  $\vec{F}$  :

$$\vec{F} = \frac{\epsilon_0}{4\pi} \iint_{S'} \vec{M}_s(x', y', z') \frac{e^{-j\beta_0 R}}{R} dS' \quad (2.5)$$

avec  $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$

où  $\vec{r}$  est la position de l'observateur,  $\vec{r}'$  est la position d'un élément infinitésimal de courant et  $S'$  est la surface du courant (les primes font référence à la source de courant).

Prenons l'exemple de la fente le long du segment CD. En utilisant l'approximation en champ lointain suivante [3] :

$$\vec{F} = \frac{\epsilon_0}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \iint_{S'} \vec{M}_s(x', y', z') e^{j\beta_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dS' \quad (2.6)$$

avec

$$\vec{r}' = x' \hat{x} + y' \hat{y}$$

$$\hat{r} = \hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta$$

L'équation (2.5) devient :

$$\vec{F} = \hat{y} \frac{\epsilon_0 E_a e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} \int_{y'=-w_a/2}^{w_a/2} \int_{x'=l_a/2}^{l_a/2+h_a} e^{j\beta_0 \kappa x'} e^{j\beta_0 \xi y'} dx' dy' \quad (2.7)$$

en posant  $\kappa = \sin \theta \cos \phi$  et  $\xi = \sin \theta \sin \phi$

Après quelques manipulations, on obtient :

$$\vec{F} = \hat{y} \frac{\epsilon_0 E_a e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} h_a w_a e^{j\frac{\beta_0}{2} \kappa (l_a + h_a)} \text{Sa}(\beta_0 \kappa h_a / 2) \text{Sa}(\beta_0 \xi w_a / 2) \quad (2.8)$$

où  $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$ . On peut simplifier l'expression précédente puisque dans la plupart des cas  $\beta_0 h_a \ll 1$ . L'équation (2.8) devient :

$$\vec{F} = \hat{y} \frac{\epsilon_0 E_a e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} h_a w_a e^{j\frac{\beta_0}{2} \kappa (l_a + h_a)} \text{Sa}(\beta_0 \xi w_a / 2) \quad (2.9)$$

Sachant les expressions du champ électrique et magnétique en champ lointain [3] :

$$E_\theta = +\eta H_\phi = -j\omega\eta F_\phi = -j\omega\eta \cos \phi F_y \quad (2.10)$$

$$E_\phi = -\eta H_\theta = +j\omega\eta F_\theta = +j\omega\eta \cos \theta \sin \phi F_y \quad (2.11)$$

On peut calculer la puissance sur la demi-sphère située en  $z > 0$  :

$$P_r = \frac{1}{2} \text{Re} \iint_{1/2 \text{ sphère}} (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} = \frac{1}{2\eta} \iint_{1/2 \text{ sphère}} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.12)$$

En utilisant les expressions (2.9) à (2.12), on obtient :

$$P_r = \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \frac{E_a^2 h_a^2}{8\pi^2 \eta} \frac{\sin^2(\beta_0 \xi w_a / 2)}{\sin \theta} (\cot^2 \phi + \cos^2 \theta) d\theta d\phi \quad (2.13)$$

En définissant  $V_0 = E_a h_a$  et sachant que  $P_r = V_0^2 G$ , la conductance est donnée

par :

$$G = \frac{1}{8\pi^2\eta} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \frac{\sin^2(\beta_0 \sin \theta \sin \phi w_a/2)}{\sin \theta} (\cotg^2 \phi + \cos^2 \theta) d\theta d\phi \quad (2.14)$$

La fente le long du segment AB donne évidemment la même conductance qui doit être obtenue en calculant numériquement l'intégrale précédente.

Une fois  $G$  et  $B$  calculés, on peut facilement obtenir les valeurs de  $Z_1$  et  $Z_2$  (figure 2.2) à l'aide de l'expression d'une impédance sur une ligne de transmission. L'impédance de l'antenne ( $Z_a$ ) est simplement donnée par :

$$Z_a = n_1^2 (Z_1 + Z_2) \quad (2.15)$$

où  $n_1$  est le rapport de transformation entre l'antenne et la fente. Ce rapport est égal à la fraction du courant (dirigé principalement selon  $x$ ) qui passe au-dessus de la fente (du plan de masse) par rapport à la largeur total de l'antenne. Ce courant recueilli par la fente correspond au couplage entre les deux structures. Le rapport de transformation est donc donné par :

$$n_1 = \frac{\text{Nb. de tours au primaire}}{\text{Nb. de tours au secondaire}} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{w_a}{l_f} \quad (2.16)$$

### 2.1.2 Modélisation de la fente dans le plan de masse et calcul de l'impédance d'entrée globale ( $Z_{in}$ )

La valeur de l'impédance de la fente ( $Z_f$ ) est obtenue par la mise en parallèle de deux lignes de transmission court-circuitées :

$$Z_f = \frac{j}{2} Z_{cf} \operatorname{tg}(\beta_f \frac{l_f}{2}) \quad (2.17)$$

La valeur de l'impédance caractéristique de la fente  $Z_{cf}$  et du nombre d'onde  $\beta_f$  sont obtenus par la méthode de Cohn [5]. On peut également utiliser la moyenne entre les deux milieux diélectriques pour calculer la constante de propagation :

$$\beta_f \simeq \beta_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r^t + \epsilon_r^a}{2}} = \beta_0 \sqrt{\epsilon_{eff}^f} \quad (2.18)$$

Le rapport de transformation  $n_2$  est calculé [18] en utilisant la grandeur de la tension dans la fente ( $V_0$ ) et de la discontinuité de la tension sur la ligne micro-ruban ( $\Delta V$ ) :

$$n_2 = \frac{\Delta V}{V_0} = \frac{\sqrt{Z_{ct}}}{V_0} \int_{x=-w_f/2}^{w_f/2} \int_{y=-l_f/2}^{l_f/2} e_x^f(x, y) h_y^t(x, y) ds \quad (2.19)$$

où  $e_x^f$  est le champ électrique (selon  $x$ ) dans la fente et  $h_y^t$  est le champ magnétique normalisé (selon  $y$ ) d'une ligne micro-ruban. Le champ  $e_x^f$  est généralement représenté par un seul mode, soit :

$$e_x^f(x, y) = e_x^f(y) = \frac{V_0 \sin[\beta_f(l_f/2 - |y|)]}{w_f \sin(\beta_f l_f/2)} \quad (2.20)$$

La valeur du champ  $h_y^t$  peut être calculée à partir des expressions fournies en annexe de [18]. On peut également le calculer en utilisant plusieurs méthodes numériques [7, 14] ou en utilisant une approximation basée sur le modèle des plaques parallèles. Celui-ci remplace la structure micro-ruban par deux plaques de largeur  $D$  entre lesquelles se trouvent un milieu où la constante diélectrique est égale à la permittivité effective de la ligne micro-ruban ( $\epsilon_{eff}^t$ ). La valeur de  $D$  est fournie par [22] :

$$D = \frac{120\pi h_t}{Z_{ct} \sqrt{\epsilon_{eff}^t}} \quad (2.21)$$

On peut facilement trouver la valeur des champs TEM entre les deux plaques. En normalisant les champs comme dans [18], c'est-à-dire pour obtenir :

$$\iint_S \vec{e} \times \vec{h} \cdot \hat{x} dS = 1$$

où  $\hat{x}$  est la direction de propagation de l'onde et  $S$  est la surface dans laquelle se propage les champs. On obtient :

$$h_y^t = \frac{e^{-j\beta_t x}}{\sqrt{Dh_t Z_{ct}}} \quad (2.22)$$

En utilisant les expressions (2.19), (2.20), (2.22) et en supposant que la fente est mince (pas de variation du champ magnétique selon  $x$ ), l'approximation suivante peut être utilisée pour  $n_2$  :

$$n_2 \simeq \frac{2 \operatorname{tg}(\beta_f l_f / 4)}{\beta_f \sqrt{Dh_t}} \quad (2.23)$$

En observant la figure 2.2, on remarque que tous les paramètres au-dessus de la ligne micro-ruban sont maintenant connus et que le calcul de l'impédance d'entrée devient simplement :

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{n_2^2}{\frac{1}{n_1^2(Z_1 + Z_2)} + \frac{1}{Z_f}} - jZ_{ct} \cotg(\beta_t l_t) \\ Z_{in} &= \frac{n_2^2}{\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{Z_f}} - jZ_{ct} \cotg(\beta_t l_t) \\ Z_{in} &= \frac{n_2^2}{Y_a + Y_f} - jZ_{ct} \cotg(\beta_t l_t) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Notons que, cette fois-ci, nous avons négligé l'effet capacitif au bout de la ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_{ct}$  terminée par un circuit-ouvert (dis-

continuité) ainsi que les pertes par rayonnement qui s'en échappent.

## 2.2 Modèle de la cavité

À la section précédente, nous avons calculé l'impédance de l'antenne micro-ruban ( $Z_a$ ) en supposant un rayonnement par deux fentes localisées de part et d'autre de l'antenne. Le modèle de la cavité diffère du modèle avec lignes de transmission uniquement au niveau de la modélisation de l'antenne imprimée. Nous supposons maintenant que cette dernière est une cavité résonante et nous pourrions déterminer son impédance d'entrée ainsi que l'expression des champs rayonnés. Une fois  $Z_a$  calculée, l'évaluation de l'impédance d'entrée ( $Z_{in}$ ) s'effectue de la même façon qu'à la sous-section 2.1.2, c'est-à-dire, en utilisant l'expression (2.24).

Afin de simplifier le développement du calcul de l'impédance de l'antenne, nous allons modifier légèrement le système d'axes de la figure 2.1. Cette modification est montrée à la figure 2.4(a). L'antenne micro-ruban peut être modélisée par une ca-

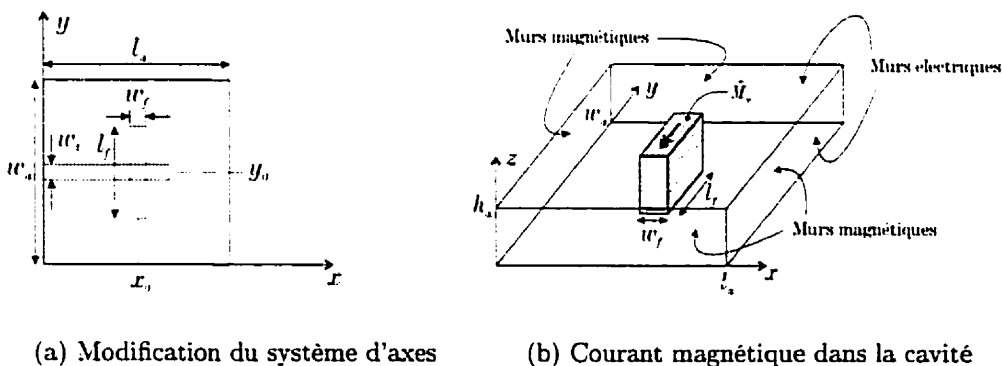


Figure 2.4: Dimensions de la cavité

tivité rectangulaire (de dimensions  $l_a \times w_a \times h_a$ ) formée de quatre murs magnétiques et de deux murs électriques. Comme à la section précédente, nous supposons que

le champ électrique dans la fente est formé d'un seul mode, exprimé par l'équation (2.20). Ce champ sera remplacé par une source de courant magnétique située au-dessus du plan de masse (la fente est ainsi éliminée). Nous supposons également que la hauteur du substrat ( $h_a$ ) est électriquement faible et que les champs n'ont aucune variation selon  $z$ . La densité de courant magnétique est également présumée uniforme sur toute la hauteur de la cavité tel que montré à la figure 2.4(b).

La densité surfacique ( $m^{-2}$ ) est donnée par :

$$\begin{aligned}\vec{M}_v &= \frac{1}{h_a}(2\vec{E} \times \hat{n}) = \frac{1}{h_a}(2e_x^f \hat{x} \times \hat{z}) \\ &= \frac{-2V_0 \sin[\beta_f(l_f/2 - |y - y_0|)]}{h_a w_f \sin(\beta_f l_f/2)} \hat{y} = -M_y \hat{y}\end{aligned}\quad (2.25)$$

Le problème à résoudre a donc deux dimensions et nous devons solutionner l'équation d'onde suivante :

$$\nabla^2 H_y(x, y) + k^2 H_y(x, y) = -j\omega\epsilon_0\epsilon_r^a M_y(x, y) \quad (2.26)$$

La solution à cette équation peut être obtenue à partir de l'équation de Green associée qui est en quelque sorte la réponse impulsionnelle de la structure :

$$\nabla^2 G(x, y, x', y') + k^2 G(x, y, x', y') = -\delta(x - x')\delta(y - y') \quad (2.27)$$

où les coordonnées avec un prime représentent la position de la source. Une fois  $G$  obtenue,  $H_y$  sera calculé en intégrant la fonction de Green sur tout le domaine du courant (à la manière d'une intégrale de convolution) :

$$H_y(x, y) = \int_{y'=y_0-l_f/2}^{y_0+l_f/2} \int_{x'=x_0-w_f/2}^{x_0+w_f/2} j\omega\epsilon_0\epsilon_r^a M_y(x', y') G(x, y, x', y') dx' dy' \quad (2.28)$$

À l'équation (2.27), nous avons gardé le signe négatif en évidence afin de pouvoir

utiliser directement la théorie sur le développement des fonctions de Green retrouvé dans le chapitre 2 de [7]. Cette théorie sera utilisée dans le développement qui suit.

Lorsqu'on solutionne l'équation d'onde pour un cas homogène (sans source de courant), on utilise la technique de séparation des variables pour arriver à la solution [3]. En fait, cette technique est un cas particulier de la solution du problème inhomogène qui nous concerne. La solution de (2.27) est fournie en résolvant chacune des équations différentielles indépendantes :

$$\frac{\partial^2 G_x(x, x')}{\partial x^2} + \lambda_x G_x(x, x') = -\delta(x - x') \quad (2.29)$$

$$\frac{\partial^2 G_y(y, y')}{\partial y^2} + \lambda_y G_y(y, y') = -\delta(y - y') \quad (2.30)$$

$$\text{avec } \lambda_x + \lambda_y = k^2 \quad (2.31)$$

Par la suite, la fonction  $G(x, x', y, y')$  est obtenue en intégrant autour des pôles de  $G_y(y, y')$  (contour  $C_y$ ) ou des pôles de  $G_x(x, x')$  (contour  $C_x$ ).

$$\begin{aligned} G(x, x', y, y') &= \frac{j}{2\pi} \oint_{C_x} G_x(x, x', \lambda_x) G_y(y, y', k^2 - \lambda_x) d\lambda_x \\ &= \frac{j}{2\pi} \oint_{C_y} G_x(x, x', k^2 - \lambda_y) G_y(y, y', \lambda_y) d\lambda_y \end{aligned} \quad (2.32)$$

Afin de résoudre les équations (2.29) et (2.30), on doit appliquer des conditions-frontières selon  $x$  et selon  $y$ . Les murs magnétiques imposent un champ magnétique tangentiel nul :

$$H_y(x = 0) = H_y(x = l_a) = 0 \rightarrow G_x(x = 0, x') = G_x(x = l_a, x') = 0 \quad (2.33)$$

La condition-frontière sur  $G_y(y, y')$  est déterminée à partir de la divergence du



champ magnétique :

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \vec{H} &= 0 \\ \frac{\partial H_x}{\partial x} &= -\frac{\partial H_y}{\partial y}\end{aligned}$$

Puisque  $H_x(y = 0) = H_x(y = w_a) = 0$ ,

$$\left. \frac{\partial H_y}{\partial y} \right|_{y=0} = \left. \frac{\partial H_y}{\partial y} \right|_{y=w_a} = 0 \rightarrow \left. \frac{\partial G_y(y, y')}{\partial y} \right|_{y=0} = \left. \frac{\partial G_y(y, y')}{\partial y} \right|_{y=w_a} = 0 \quad (2.34)$$

À partir des conditions-frontières (2.33) et (2.34), il est maintenant possible de solutionner les deux équations différentielles indépendantes (2.29) et (2.30). Puisque ces dernières possèdent une fonction de Dirac, on peut affirmer que se sont des équations homogènes sauf en un seul point soit  $x = x'$  pour (2.29) et  $y = y'$  pour (2.30). Nous allons résoudre (2.29) afin de démontrer la façon utilisée pour trouver la solution à ce genre d'équation. La solution de (2.30) est obtenue de façon similaire.

On peut supposer que (2.29) est une équation homogène par intervalles, soit  $0 \leq x < x'$  et  $x' < x \leq l_a$ . Nous allons poser comme étant égale à  $U(x)$  la solution de l'équation homogène sur le premier intervalle et  $T(x)$  celle sur le deuxième. On pose alors :

$$G_x(x, x', \lambda_x) = \begin{cases} \frac{U(x)T(x')}{W(T, U)} & \text{si } x \leq x' \\ \frac{U(x')T(x)}{W(T, U)} & \text{si } x \geq x' \end{cases} \quad (2.35)$$

où  $W(T, U)$  est une constante que nous calculerons sous peu.

Pour faciliter l'écriture, nous allons utiliser la notation suivante :

$$x_{<} \equiv \begin{cases} x & \text{si } x \leq x' \\ x' & \text{si } x \geq x' \end{cases} \quad x_{>} \equiv \begin{cases} x' & \text{si } x \leq x' \\ x & \text{si } x \geq x' \end{cases}$$

L'équation (2.35) devient alors :

$$G_x(x, x', \lambda_x) = \frac{U(x_{<})T(x_{>})}{W(T, U)} \quad (2.36)$$

En observant l'équation (2.29), on remarque que soit  $G_x$  ou sa dérivée seconde doit posséder une fonction de Dirac. On peut démontrer que c'est la dérivée seconde qui fournit l'impulsion. La dérivée première doit alors avoir une discontinuité (saut) de -1. La constante  $W(T, U)$  assure que cette discontinuité est présente en  $x = x'$ .

$$\begin{aligned} \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{\partial G_x}{\partial x} \Big|_{x=x'-\epsilon}^{x=x'+\epsilon} &= -1 \\ \rightarrow W(T, U) &= T(x') \frac{dU(x)}{dx} \Big|_{x=x'} - U(x') \frac{dT(x)}{dx} \Big|_{x=x'} \end{aligned} \quad (2.37)$$

À partir d'ici, on a qu'à solutionner l'équation différentielle homogène sur les deux intervalles en respectant les conditions-frontières (2.33).

$$U(x) = \sin(\sqrt{\lambda_x} x) \quad (2.38)$$

$$T(x) = \sin(\sqrt{\lambda_x}(x - l_a)) \quad (2.39)$$

$$W(T, U) = -\sqrt{\lambda_x} \sin(\sqrt{\lambda_x} l_a) \quad (2.40)$$

On obtient donc :

$$G_x(x, x', \lambda_x) = \frac{\sin(\sqrt{\lambda_x}x_<) \sin(\sqrt{\lambda_x}(l_a - x_>))}{\sqrt{\lambda_x} \sin(\sqrt{\lambda_x}l_a)} \quad (2.41)$$

$$G_y(y, y', \lambda_y) = \frac{-\cos(\sqrt{\lambda_y}y_<) \cos(\sqrt{\lambda_y}(y_> - w_a))}{\sqrt{\lambda_y} \sin(\sqrt{\lambda_y}w_a)} \quad (2.42)$$

On peut réécrire les équations (2.41) et (2.42) sous la forme :

$$G_x(x, x', \lambda_x) = \sum_m \frac{\psi_m^*(x') \psi_m(x)}{\lambda_{x_m} - \lambda_x} \quad G_y(y, y', \lambda_y) = \sum_n \frac{\phi_n^*(y') \phi_n(y)}{\lambda_{y_n} - \lambda_y}$$

où  $\lambda_{x_m}$  et  $\lambda_{y_n}$  représentent les pôles des fonctions de Green correspondantes. Les fonctions  $\psi_m$  sont obtenues à partir de l'expression suivante :

$$\frac{1}{j2\pi} \oint G_x(x, x', \lambda_x) d\lambda_x = - \sum_m \psi_m^*(x') \psi_m(x) = \sum_{\text{pôles}} \frac{p(\lambda_x)}{q'(\lambda_x)} \Big|_{\lambda_x = \lambda_{x_m}} \quad (2.43)$$

On reconnaît le théorème des résidus où  $q(\lambda_x)$  est la fonction contenant les pôles de  $G_x$  et  $p(\lambda_x)$  contient les autres facteurs de cette fonction. Dans le cas de l'équation (2.41), on obtient :

$$p(\lambda_x) = \frac{\sin(\sqrt{\lambda_x}x_<) \sin(\sqrt{\lambda_x}(l_a - x_>))}{\sqrt{\lambda_x}}$$

$$q(\lambda_x) = \sin(\sqrt{\lambda_x}l_a)$$

On doit noter que  $\lambda_x = 0$  n'est pas un pôle de  $G_x$ . Les fonctions  $\phi_n$  sont obtenues de façon similaire, c'est-à-dire, en utilisant la même approche qu'à l'équation (2.43).

Les fonctions de Green modifiées prennent donc l'allure suivante :

$$G_x(x, x', \lambda_x) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{l_a} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{l_a}x\right) \sin\left(\frac{m\pi}{l_a}x'\right)}{\left(\frac{m\pi}{l_a}\right)^2 - \lambda_x} \quad (2.44)$$

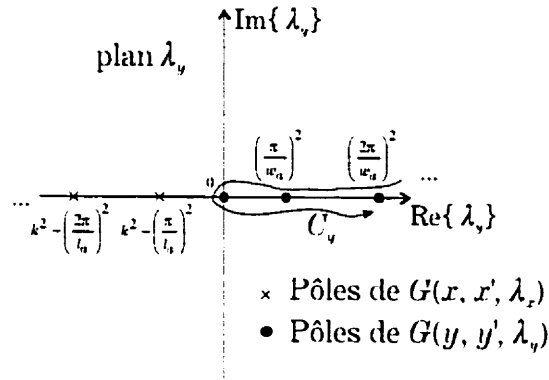
$$G_y(y, y', \lambda_y) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{w_a} \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{w_a}y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w_a}y'\right)}{\left(\frac{n\pi}{w_a}\right)^2 - \lambda_y} \quad (2.45)$$

$$\text{avec } \epsilon_n = \begin{cases} 1 & \text{si } n = 0 \\ 2 & \text{si } n \neq 0 \end{cases}$$

Les deux équations précédentes peuvent être maintenant utilisées pour résoudre l'équation (2.32). Nous avons le choix du parcours d'intégration. Nous allons appeler  $\lambda_x$  le plan complexe contenant les pôles de  $G_x$  et  $\lambda_y$  le plan complexe contenant ceux de  $G_y$ . On peut choisir un parcours d'intégration  $C_y$  encerclant les pôles de  $G_y$ , mais excluant les pôles de  $G_x$  ou un parcours  $C_x$  faisant exactement le contraire. Selon le choix du parcours, on doit transférer les pôles d'un plan complexe à l'autre en utilisant  $\lambda_x + \lambda_y = k^2$  provenant des équations (2.29) et (2.30). La figure 2.5 nous montre un parcours  $C_y$  dans le plan  $\lambda_y$  où les pôles du plan  $\lambda_x$  ont été transférés par la fonction  $k^2 - \lambda_x$ . On peut maintenant appliquer le théorème des résidus sur l'équation (2.32) et résoudre en fonction du parcours d'intégration choisi. Ce dernier n'a par contre aucune importance sur le résultat final. On obtient :

$$G(x, x', y, y') = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2\epsilon_n}{w_a l_a} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{l_a}x\right) \sin\left(\frac{m\pi}{l_a}x'\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w_a}y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w_a}y'\right)}{\left(\frac{m\pi}{l_a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w_a}\right)^2 - k^2} \quad (2.46)$$

Maintenant que la fonction de Green est connue, on peut calculer le champ  $H_y(x, y)$  en utilisant l'équation (2.28). Après avoir effectué le calcul d'intégration, le champ

Figure 2.5: Parcours d'intégration dans le plan complexe  $\lambda_y$ .

magnétique s'exprime par :

$$H_y(x, y) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{j16V_0\beta_f\omega\epsilon_n\epsilon_0\epsilon_r^a}{m\pi w_a w_f h_a \sin(\beta_f l_f/2) \left[ \left( \frac{n\pi}{w_a} \right)^2 - \beta_f^2 \right]} \quad (2.47)$$

$$\frac{\sin\left(\frac{m\pi w_f}{2l_a}\right) \left[ \cos\left(\frac{\beta_f l_f}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\pi l_f}{2w_a}\right) \right] \cos\left(\frac{n\pi}{w_a} y_0\right) \sin\left(\frac{m\pi}{l_a} x_0\right)}{\left[ \left( \frac{m\pi}{l_a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{w_a} \right)^2 - k^2 \right]} \cos\left(\frac{n\pi}{w_a} y\right) \sin\left(\frac{m\pi}{l_a} x\right)$$

À partir d'ici, on peut facilement trouver l'expression du champ électrique à partir des équations de Maxwell.

$$E_z(x, y) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{16V_0\beta_f\epsilon_n}{l_a w_a w_f h_a \sin(\beta_f l_f/2) \left[ \left( \frac{n\pi}{w_a} \right)^2 - \beta_f^2 \right]} \quad (2.48)$$

$$\frac{\sin\left(\frac{m\pi w_f}{2l_a}\right) \left[ \cos\left(\frac{\beta_f l_f}{2}\right) - \cos\left(\frac{n\pi l_f}{2w_a}\right) \right] \cos\left(\frac{n\pi}{w_a} y_0\right) \sin\left(\frac{m\pi}{l_a} x_0\right)}{\left[ \left( \frac{m\pi}{l_a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{w_a} \right)^2 - k^2 \right]} \cos\left(\frac{n\pi}{w_a} y\right) \cos\left(\frac{m\pi}{l_a} x\right)$$

Les équations précédentes peuvent être simplifiées qu'en ne tenant compte du mode

dominant (TM<sub>10</sub>), c'est-à-dire, en fixant  $m = 1$  et  $n = 0$ . On obtient alors :

$$H_y(x) = \frac{j8V_0\omega\epsilon_0\epsilon_r^a[\cos(\beta_f l_f/2) - 1]}{l_a h_a w_a \beta_f [k^2 - (\frac{\pi}{l_a})^2] \sin(\beta_f l_f/2)} \sin(\frac{\pi x_0}{l_a}) \operatorname{sinc}(\frac{w_f}{2l_a}) \sin(\frac{\pi x}{l_a}) \quad (2.49)$$

$$E_z(x) = \frac{8V_0\pi[\cos(\beta_f l_f/2) - 1]}{l_a^2 h_a w_a \beta_f [k^2 - (\frac{\pi}{l_a})^2] \sin(\beta_f l_f/2)} \sin(\frac{\pi x_0}{l_a}) \operatorname{sinc}(\frac{w_f}{2l_a}) \cos(\frac{\pi x}{l_a}) \quad (2.50)$$

où  $\operatorname{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ .

Afin de simplifier l'écriture, nous allons dorénavant noter les deux expressions précédentes de la façon suivante :

$$H_y(x) = H_0 \sin(\frac{\pi x}{l_a}) \quad (2.51)$$

$$E_z(x) = E_0 \cos(\frac{\pi x}{l_a}) \quad (2.52)$$

Maintenant que nous connaissons l'expression des champs, il nous est possible de calculer l'impédance d'entrée à l'aide de la puissance dissipée à l'intérieur de la cavité. Nous allons supposer que  $h_a$  est faible, que les quatre murs magnétiques agissent comme des circuits-ouverts idéaux et que le diélectrique a peu d'effets sur le patron de rayonnement. Pour simplifier les calculs, on peut utiliser une approche légèrement différente de celle adoptée à la sous-section 2.1.1. Nous allons présumer que le courant magnétique total sur les murs magnétiques de la cavité est un courant de ligne ( $I_m$ ) concentré au-dessus du plan de masse. En appliquant la théorie des images, ce courant est doublé et il rayonne dans l'espace libre. Le courant magnétique de surface et le courant de ligne sont donnés par :

$$\vec{M}_{\text{surface}} = 2\vec{E} \times \hat{n} = \hat{z} E_z(x) \times \hat{n} \quad (2.53)$$

$$\vec{I}_m = h_a \vec{M}_{\text{surface}} \quad (2.54)$$

où  $\hat{n}$  est la normale pointant vers l'intérieur de la cavité. En utilisant l'équation

précédente, on trouve les quatre courants de ligne :

$$\vec{I}_m = \begin{cases} +2h_a E_0 \hat{y} & \text{le long de } x = 0 \text{ et } x = l_a \\ -2h_a E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{l_a}\right) \hat{x} & \text{le long de } y = 0 \\ +2h_a E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{l_a}\right) \hat{x} & \text{le long de } y = w_a \end{cases} \quad (2.55)$$

On remarque que les courants selon  $\hat{x}$  sont opposés. En champ lointain, ceux-ci produisent aucun rayonnement selon  $\hat{z}$  et peu de rayonnement dans les autres directions. Pour un observateur sur l'axe des  $z$ , nous allons calculer le vecteur potentiel  $\vec{F}$  (en tenant compte des deux courants selon  $\hat{y}$ ) à l'aide de l'expression (2.6) en remplaçant  $M_s$  par  $I_m$  et en changeant l'intégrale de surface par une intégrale simple.

$$\vec{F} = \hat{y} \frac{2\epsilon_0 h_a E_0 e^{-j\beta_0 r}}{4\pi r} [1 + e^{j\beta_0 l_a \kappa}] \int_{y'=0}^{w_a} e^{j\beta_0 \xi y'} dx' dy' \quad (2.56)$$

$$\text{avec } \kappa = \sin \theta \cos \phi \text{ et } \xi = \sin \theta \sin \phi$$

Après quelques simplifications, on obtient :

$$\vec{F} = \hat{y} \frac{\epsilon_0 h_a w_a E_0 e^{-j\beta_0 r}}{\pi r} e^{j\frac{\beta_0}{2}(w_a \xi + l_a \kappa)} \text{Sa}(\beta_0 \xi w_a / 2) \cos(\beta_0 l_a \kappa / 2) \quad (2.57)$$

On utilise par la suite les expressions (2.10), (2.11) et (2.12) et on trouve finalement :

$$P_r = \frac{\epsilon_0 \omega^2 \eta h_a^2 w_a^2 E_0^2}{2\pi^2} \int_{\theta=0}^{\pi/2} \int_{\phi=0}^{2\pi} \text{Sa}^2\left(\frac{\beta_0 w_a}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \cos^2\left(\frac{\beta_0 l_a}{2} \sin \theta \cos \phi\right) \cdot (\cos^2 \phi + \cos^2 \theta \sin^2 \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.58)$$

La puissance obtenue en calculant numériquement l'intégrale précédente ne nous permet pas de calculer directement l'impédance d'entrée de l'antenne. On doit également tenir compte des énergies électrique et magnétique emmagasinées à l'in-

térieur de la cavité. On pourrait aussi prendre en considération les pertes ohmiques dans les murs de la cavité et celles dans le diélectrique, mais nous allons les négliger. Les énergies nous sont données par [3] :

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \int_V \vec{E} \cdot \vec{E}^* dV \quad W_m = \frac{\mu}{4} \int_V \vec{H} \cdot \vec{H}^* dV$$

On trouve :

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r^a}{8} h_a w_a l_a E_0^2 \quad (2.59)$$

$$W_m = \frac{\mu_0}{8} h_a w_a l_a H_0^2 \quad (2.60)$$

Nous pouvons maintenant utiliser les expressions (2.58), (2.59) et (2.60) pour calculer l'impédance d'entrée de la cavité (chapitre 4 de [6]) :

$$Z_a = \frac{|V_0|^2}{2[P_r + 2j\omega(W_e - W_m)]} \quad (2.61)$$

où le  $V_0$  est celui de l'équation (2.20). Tel que nous l'avons spécifié au début de cette section, une fois l'impédance de l'antenne ( $Z_a$ ) calculée, le calcul de l'impédance d'entrée de la structure ( $Z_{in}$ ) est obtenue de la même façon qu'à la sous-section 2.1.2.



## CHAPITRE 3

### ANTENNE MICRO-RUBAN À POLARISATION CIRCULAIRE VARIABLE À 10 GHz

Au chapitre précédent, nous avons analysé des antennes couplées à l'aide de simple fente produisant une polarisation linéaire. Cette approche nous a permis de comprendre intuitivement le mécanisme de fonctionnement de ce type de structure. Les antennes micro-rubans à polarisation circulaire diffèrent légèrement de celles que nous avons étudiées jusqu'à maintenant. De plus, il existe plusieurs façons de créer une polarisation circulaire tel que nous l'avons vu brièvement au chapitre 1.

Nous avons conçu et fabriqué deux types d'antennes couplées par fentes produisant une polarisation circulaire variable. La première utilise un couplage à l'aide de deux fentes indépendantes tandis que la seconde emploie une fente en forme de croix tel que proposée par Aloni et Kastner [2]. Dans ces deux cas, nous verrons les étapes qui ont été suivies afin de concevoir les prototypes pour une fréquence d'opération de 10 GHz. Bien que le but du projet de maîtrise était de mettre sur pied une antenne opérant à 30 GHz, nous avons cru bon de réaliser un premier prototype plus bas en fréquence afin de vérifier plus facilement la validité et le bon fonctionnement des deux structures proposées. Nous présenterons également les résultats obtenus au niveau de l'adaptation d'entrée, des pertes d'insertion et de la qualité de la polarisation circulaire (rapport axial). Finalement, nous analyserons ces résultats afin de pouvoir mettre en évidence les atouts et les lacunes des structures étudiées.

### 3.1 Antenne à deux fentes indépendantes

Schaubert [26] fut le premier à utiliser deux fentes indépendantes pour créer une antenne pouvant fonctionner avec une polarisation horizontale et verticale. Les deux fentes décentrées sont situées vis-à-vis les bords de l'antenne micro-ruban et elles sont alimentées par deux lignes micro-rubans distinctes. En choisissant laquelle des deux lignes est alimentée, on sélectionne le type de polarisation émise.

Nous avons combiné cette approche avec celle des antennes micro-rubans alimentées à un seul endroit et produisant une polarisation circulaire. Richards et al. [23] furent les premiers à étudier ce type de structure. Auparavant, la polarisation circulaire était créée en alimentant l'antenne à deux endroits différents et avec un déphasage de  $90^\circ$ . À cette époque, l'alimentation était effectuée directement (sans fente) à l'aide d'un câble coaxial ou d'une ligne micro-ruban. Avec l'alimentation à un seul endroit, la polarisation circulaire est induite soit en rendant l'antenne légèrement rectangulaire (au lieu de carré), soit en coupant deux de ses coins ou soit en pratiquant une ouverture diagonale dans sa métallisation. Ces trois topologies ont été étudiées par Sharma et al. [28].

Notre choix s'est arrêté sur l'antenne à coins tronqués. En plus de conserver une symétrie au niveau de la diagonale, cette configuration est plus facile à concevoir puisqu'elle possède un degré de liberté de moins que l'ouverture dans la métallisation. Cette dernière peut varier en longueur et en largeur tandis que la troncature est symétrique. D'après Sharma [28], l'antenne à coins tronqués fournit le rapport axial le plus bas, mais possède une largeur de bande (du rapport axial) légèrement plus faible que les deux autres topologies.

En combinant, les fentes indépendantes et les coins tronqués, on obtient la configuration de la figure 3.1. On remarque les deux fentes décentrées pratiquées

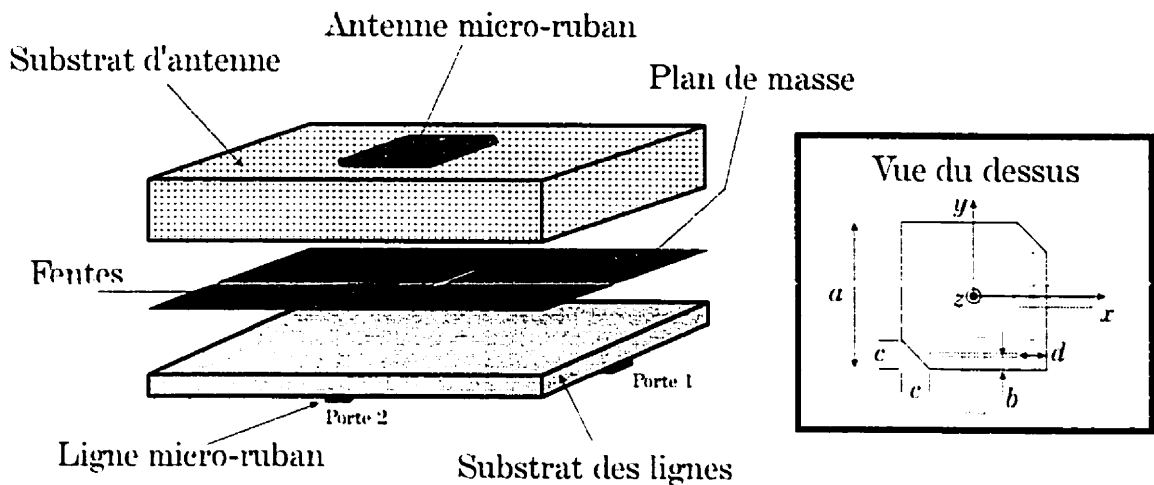


Figure 3.1: Antenne couplée par deux fentes indépendantes.

dans le plan de masse. Chacune de ces fentes est couplée à une ligne micro-ruban. En alimentant la porte 2 et en laissant la porte 1 en circuit-ouvert, l'antenne émet avec une polarisation circulaire droite. L'autre polarisation (gauche) est obtenue en alimentant par la porte 1 et en laissant la porte 2 en circuit-ouvert. En fait, on pourrait mettre n'importe quelle charge à la place du circuit-ouvert puisqu'en théorie l'isolation entre la porte 1 et 2 est parfaite.

Si l'antenne ne possédait pas de coins tronqués et qu'on alimentait par la porte 2, le courant induit sur l'antenne serait orienté selon  $y$ . Dans le cas d'une alimentation par la porte 1, il serait orienté selon  $x$ . Les tronçatures vont exciter un mode de courant qui est perpendiculaire à celui présent sur une antenne parfaitement carrée. Le courant résultant suivra un parcours circulaire qui produira une onde de même type. En utilisant une approche « rayon », on peut obtenir de façon intuitive le sens dans lequel tourne le courant. Prenons l'exemple d'un rayon (symbolisant le courant) se dirigeant selon  $+y$ . Celui-ci va frapper le coin supérieur droit de l'antenne tronquée et va être réfléchi dans la direction des  $x$  négatifs. Le rayon dirigé vers  $-y$  va être réfléchi dans la direction des  $x$  positifs après avoir frappé le coin inférieur gauche de l'antenne tronquée. Le parcours ainsi créé tourne dans le

sens anti-horaire. Puisque le sens de la polarisation circulaire est déterminée par un observateur regardant l'onde s'éloigner de lui, un courant tournant dans le sens anti-horaire (pour un observateur situé sur l'axe des  $z$  positifs) va produire une polarisation circulaire droite (horaire).

### 3.1.1 Conception de l'antenne

La topologie de la figure 3.1 est assez complexe à analyser à cause notamment de la présence de l'antenne micro-ruban à coins tronqués. L'explication rigoureuse de l'excitation des modes de courants verticaux et horizontaux (créant la polarisation circulaire) est beaucoup plus compliquée que l'interprétation intuitive que nous avons fournie un peu plus haut. Cette difficulté d'analyse rend assez ardue la conception directe d'une telle antenne.

Nous avons utilisé le logiciel MDS/Momentum pour simuler la structure proposée. Ce logiciel ne possède pas d'algorithme d'optimisation permettant de varier les dimensions du dispositif afin d'obtenir des objectifs précis. Nous nous sommes donc basé sur des modèles approximatifs (comme ceux développés au chapitre 2) pour déterminer les dimensions de la première itération. Les dimensions des itérations subséquentes sont obtenues en fonction du comportement des composants (lignes, fentes, etc.) qui est basé sur ces mêmes modèles. Dans les deux sous-sections suivantes, nous allons donc décrire et justifier les dimensions qui ont été utilisées dans ce premier prototype.

### 3.1.1.1 Choix des substrats

L'antenne que nous avons conçue possède deux substrats. Un premier supportant les lignes de transmission et un deuxième pour l'antenne micro-ruban. Il a été établi [31] qu'une antenne micro-ruban doit être imprimée sur un substrat de grande épaisseur et de faible permittivité pour obtenir une bonne largeur de bande. Sans ces caractéristiques, la largeur de bande de l'impédance d'une antenne micro-ruban est de l'ordre de quelques pour cent. Cet élargissement de la bande est accompagné par un accroissement de la directivité. Par contre, une augmentation importante de la hauteur entraînera la propagation d'ondes de surface (ondes guidées dans le diélectrique). Pour éviter ces pertes et obtenir une grande directivité, on doit avoir recours à des réseaux d'antennes micro-rubans. Les réseaux n'empêchent pas les ondes de surface, mais permettent d'augmenter considérablement la directivité si l'application le requiert.

Les caractéristiques du substrat des lignes micro-rubans doivent être à l'opposé de celles de l'antenne. On doit avoir une faible épaisseur ainsi qu'une grande permittivité pour obtenir un bon mode guidé (peu de radiation). De plus, il a aussi été démontré [29] qu'un substrat des lignes possédant ces particularités augmente le couplage entre la fente et l'antenne. La faible épaisseur augmente le couplage entre la ligne et la fente tandis que la constante diélectrique élevée rend la fente électriquement plus grande. À partir de l'équation (2.23), on observe que, lorsque  $h_t$  diminue et/ou  $\beta_f l_f$  augmente, le rapport de transformation  $n_2$  augmente rendant ainsi plus importante la partie réelle de l'impédance (2.24), ce qui correspond à une augmentation du couplage. Ce couplage est important si on choisit des substrats d'antenne de grande épaisseur, car plus l'antenne est située électriquement loin, plus il est difficile d'obtenir un bon couplage avec celle-ci. On peut également mentionner que, même si l'équation (2.23) ne tient pas compte de la largeur de la

fente ( $w_f$ ), l'élargissement de cette dernière provoque également un accroissement du couplage mais à un plus faible degré.

Dans le cas de deux fentes décentrées, le couplage prend une importance capitale. En effet, Schaubert [29] a montré que le couplage diminue beaucoup lorsqu'une fente est déplacée du centre vers les bords de l'antenne imprimée. Cette diminution est très grande lorsque la fente est bougée dans la direction de résonance de l'antenne. Par exemple, à la figure 3.1, le décentrage de la fente horizontale selon  $y$  fournit un moins bon couplage tandis que son déplacement selon  $x$  donne peu d'effet jusqu'à ce que la fente sorte d'en-dessous de l'antenne. Pour compenser cette diminution, on doit augmenter la longueur de la fente, mais celle-ci est limitée à cause de la présence de l'autre fente. Cette situation fait en sorte qu'il est presque impossible de choisir un substrat d'antenne de grande épaisseur limitant ainsi la largeur de bande de la structure.

Le choix des substrats a donc été réalisé en fonction des matériaux disponibles au laboratoire et des raisons évoquées ci-dessus. Un substrat de grande permittivité et de faible épaisseur a été choisi pour les lignes de transmission :

Fabricant	: Rogers
Type	: TMM10
Constante diélectrique	: 9,2
Épaisseur	: 0,635 mm (25 mil)

Pour ce qui est du substrat d'antenne, le manque de couplage mentionné plus haut ne nous a pas permis de concevoir une antenne avec un substrat de grande épaisseur. Nous avons donc choisi :

Fabricant	: Rogers
Type	: Duroid
Constante diélectrique	: 2,33
Épaisseur	: 0,787 mm (31 mil)

### 3.1.1.2 Dimensions des composants

Les troncatures pratiquées sur l'antenne imprimée font en sorte que cet élément est le plus difficile à concevoir. Lorsqu'on la prend individuellement, elle peut être modélisée par une cavité ayant subi une perturbation. Cette dernière va induire un mode résonant perpendiculaire à celui existant sans les troncatures. Pour obtenir une polarisation circulaire, ces modes doivent avoir la même amplitude et être déphasés de  $90^\circ$ . L'étude d'une cavité tronquée a été réalisée par Haneishi et al. [11]. Ceux-ci ont mis sur pied un circuit équivalent dans le cas d'une antenne alimentée par un câble coaxial. La fréquence de résonance des modes orthogonaux ( $f_{r1}$  et  $f_{r2}$ ) est calculée en fonction de la surface de l'antenne non tronquée ( $S$ ) et de la surface totale tronquée ( $\Delta s$ ). La relation entre tous ces paramètres est donnée par [11] :

$$\left| \frac{\Delta s}{S} \right| Q_0 = \left| \frac{\Delta s}{S} \right| \frac{f_0}{\Delta f} = \left| \frac{\Delta s}{S} \right| \frac{f_0}{f_{r2} - f_{r1}} = \frac{1}{2} \quad (3.1)$$

où  $Q_0$  est le facteur de qualité de la cavité et  $f_0$  est la fréquence de résonance de l'antenne non perturbée. Cette fréquence est obtenue à partir du modèle de la cavité développé à la section 2.2. À partir des équations (2.31), (2.44) et (2.45), on obtient :

$$f_0^{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r^a}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{l_a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w_a}\right)^2} \quad (3.2)$$

La fréquence de résonance du mode dominant ( $m = 1, n = 0$ ) d'une antenne carrée ( $l_a = w_a = a$ ) se réduit à :

$$f_0 = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r^a}} \quad (3.3)$$

Puisque la constante diélectrique du substrat d'antenne choisi (Duroid) est de 2,33 et que la fréquence désirée est de 10 GHz, on obtient  $a = 9,82 \text{ mm} = 387 \text{ mil}$ .

À l'équation (3.1), puisque le modèle de [11] n'est valide que pour les petites perturbations ( $\Delta s$  petit), on ne peut choisir un facteur de qualité trop faible. Nous avons choisi de prendre  $\Delta f = 0,05$  GHz. On obtient alors  $\Delta s = 0,241$  mm<sup>2</sup> et  $c = 0,491$  mm = 19,3 mil (voir figure 3.1).

Les valeurs de  $a$  et  $c$  obtenues ci-dessus ont été calculées à partir de modèles approximatifs qui ne tiennent pas compte de la présence de fentes venant modifier le comportement de la cavité. Nous les avons quand même utilisées comme valeurs de départ pour effectuer une première itération.

Lors de ce processus itératif, nous avons tenté d'optimiser les paramètres de l'antenne afin d'obtenir une bonne impédance d'entrée ainsi qu'un bon rapport axial. Ce dernier est largement contrôlé par la valeur de  $c$ . Il est par contre difficile de prévoir le comportement de l'antenne en fonction de la valeur de ce paramètre puisque les phénomènes de perturbations sont difficiles à analyser. Cependant, la variation de l'adaptation d'entrée est facilement compréhensible en observant l'équation (2.24). On remarque que la partie réelle de l'impédance d'entrée est contrôlable à partir du rapport de transformation  $n_2$ . Ce dernier est fonction (éq. (2.23)) de la largeur de la fente ( $l_f$ ). Nous avons aussi déjà mentionné que l'augmentation de  $w_f$  contribuait légèrement au renforcement du couplage (augmentation de la partie résistive) entre la ligne et la fente. Par contre,  $n_2$  influence en même temps la partie imaginaire de  $Z_{in}$  puisqu'il multiplie les parties réactives de la fente ( $Y_f$ ) et de l'antenne ( $Y_a$ ). Lorsqu'on modifie la partie réelle à l'aide de  $n_2$ , on peut ajuster la partie imaginaire à l'aide du tronçon de ligne  $l_t$  (voir éq. (2.24)).

La procédure que nous venons de décrire n'est valide que dans le cas d'une fente unique localisée vis-à-vis le centre de l'antenne. Puisque nous sommes en présence de deux fentes et de deux lignes, on doit s'attendre à ce que ces composants de l'antenne s'influencent les uns les autres et que la structure ne se comporte pas



exactement tel que nous l'avons indiqué. Par contre, lors de la conception nous avons tenté de garder les fentes et les lignes aussi loin que possible afin de pouvoir les traiter comme des éléments indépendants et ainsi pouvoir contrôler facilement l'impédance d'entrée. Lors des simulations sur Momentum, cette hypothèse s'est avéré valide, c'est-à-dire que l'impédance de l'antenne se comportait sensiblement comme nous l'avons décrite au paragraphe précédent.

Nous avons donc conçu l'antenne en variant manuellement les paramètres  $a$ ,  $c$ ,  $l_f$ ,  $w_f$  et  $l_t$ . La largeur des lignes de transmission ( $w_t$ ) a été fixée pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  en utilisant l'utilitaire Line Calc de Momentum. La grandeur  $d$  a été fixée afin de placer les fentes vis-à-vis le centre de l'antenne. Le paramètre  $b$  a été modifié en fonction de  $l_f$  : à mesure que la largeur de la fente était augmentée pour assurer une bonne impédance d'entrée, la valeur de  $b$  était diminuée pour rapprocher les fentes plus près des bords. Cet éloignement du centre réduit le couplage, mais il est compensé par une fente de dimensions plus grandes. De plus, il permet un plus grand espacement entre les lignes de transmission réduisant ainsi le couplage entre les deux portes. Après quelques itérations, nous sommes finalement arrivé à la configuration suivante :

$$\begin{aligned} a &= 9,14 \text{ mm} & l_t &= 1,27 \text{ mm} \\ b &= 0,58 \text{ mm} & w_t &= 0,76 \text{ mm} \\ c &= 1,34 \text{ mm} & l_f &= 5,59 \text{ mm} \\ d &= 1,78 \text{ mm} & w_f &= 0,36 \text{ mm} \end{aligned}$$

L'extrémité des lignes micro-rubans a été placée à une distance de 4,36 cm (environ  $1,5\lambda_0$ ) du centre de l'antenne. Plus cette distance est grande, moins les connecteurs et les bords de l'antenne ont une influence négative (diffraction) sur le rayonnement. Évidemment, cette dimension est limitée par la quantité de substrat disponible. Si ce n'était pas le cas, on pourrait placer les connecteurs en champ lointain pour s'assurer qu'ils n'influencent pas le rayonnement. Rappelons que le champ lointain est atteint lorsqu'on est situé beaucoup plus loin qu'une longueur

d'onde dans l'air ( $\lambda_0$ ). Par contre, le positionnement en champ lointain n'est pas essentiel, mais on doit quand même éloigner les connecteurs le plus loin possible pour limiter leur influence.

Dans la topologie d'antenne présentée, nous avons observé un léger couplage entre les deux lignes micro-rubans. Leur longueur vient un peu influencer l'impédance d'entrée. Nous avons donc optimisé légèrement cette valeur pour obtenir de bonnes caractéristiques. Voyons maintenant ces dernières à l'aide des résultats théoriques et expérimentaux obtenus à partir d'un dispositif possédant les dimensions ci-dessus.

### 3.1.2 Analyse des résultats théoriques et expérimentaux

#### 3.1.2.1 Adaptation d'entrée et pertes d'insertion

Les résultats présentés dans cette sous-section ont été obtenus à l'aide d'un analyseur de réseaux HP8510C. Nous avons utilisé une calibration coaxiale SOLT (à 12 termes d'erreur, sans isolation) ainsi que des connecteurs SMA de type *straight jack* pour effectuer la transition entre la ligne micro-ruban et le câble coaxial (nous reviendrons sur ces détails au chapitre 5).

La figure 3.2 nous montre le coefficient de réflexion à l'entrée de la porte 1 lorsque la porte 2 demeure en circuit-ouvert (créant ainsi une polarisation circulaire gauche). On remarque immédiatement qu'il y a une différence entre la courbe théorique et expérimentale. En théorie, il devrait y avoir une résonance à 10 GHz permettant d'avoir une bonne adaptation d'entrée. En pratique, cette résonance est décalée en fréquence à 10,33 GHz. Ce décalage peut être dû à plusieurs phénomènes (incertitude sur la permittivité du substrat, anisotropie des matériaux, etc.), mais

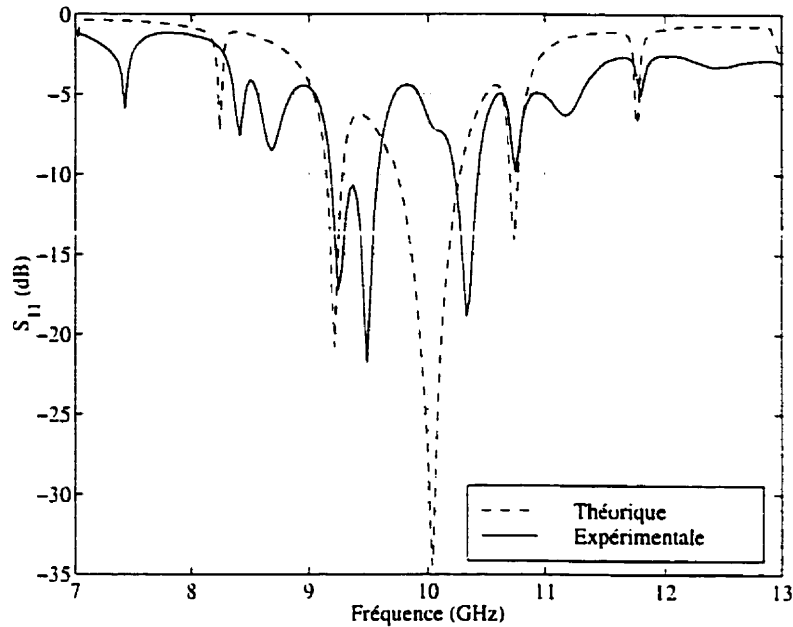


Figure 3.2: Adaptation d'entrée à la porte 1 en fonction de la fréquence. La porte 2 est en circuit-ouvert (polarisation circulaire gauche).

il vient probablement d'une asymétrie dans la structure. Cette dernière constituait le premier essai avec une antenne multicouche et notre technique d'alignement des masques n'était peut-être pas optimale. De plus, nous avons utilisé de la colle à base de silicone pour maintenir ensemble les deux substrats. Ces derniers ont été mis dans un étau pour tenter d'uniformiser la distribution de la colle, mais cette uniformité est très difficile à obtenir. Nous avons laissé tomber cette technique de collage pour les conceptions subséquentes. Tel que nous verrons au chapitre 5, des films adhésifs ont remplacé la colle de silicone. En prenant un critère  $TOS < 2$  (soit  $S_{11} < -9.54$  dB), la largeur de bande est de 4,94 % pour une fréquence centrale de 10,33 GHz.

Nous avons élargi la fenêtre autour de 10 GHz pour montrer la position des autres résonances. Sur la courbe théorique, il y a quatre résonances à part celle

de 10 GHz, soit à 8,24 GHz, 9,22 GHz, 10,74 GHz et 11,76 GHz. Ces résonances correspondent à celles des fentes. Lorsque nous avons testé le circuit sans le substrat d'antenne, uniquement ces quatre résonances étaient présentes. On doit donc conclure que celle de 10 GHz correspond bel et bien à la résonance de l'antenne imprimée. En plus du décalage en fréquence, on remarque que la courbe expérimentale possède aussi de petites résonances absentes sur la courbe théorique. Il y a également un phénomène de dédoublement autour de 8,5 GHz et 9,4 GHz.

Nous avons tenté d'ajuster la réponse de l'antenne à l'aide d'un court-circuit variable mis sur la porte 2 (préalablement en circuit-ouvert). En variant la position du court-circuit, nous n'avons pas pu modifier la position des résonances. La variation de la charge réactive changeait uniquement la profondeur des creux. Cette situation nous semble normale puisqu'il y a peu de couplage entre les deux portes tel que montré à la figure 3.4. Un  $S_{21}$  (le  $S_{12}$  est presque identique) de -15 dB signifie que le couplage entre les deux portes est assez faible et que la modification de la charge à la porte non alimentée a peu d'influence sur la réponse de l'antenne.

Nous avons également branché une charge de  $50 \Omega$  à la porte 2. La mise en place de cette charge a permis d'éliminer le phénomène de dédoublement et d'atténuer les petites résonances qui n'étaient pas présentes sur la courbe théorique. Bien que le couplage entre les deux portes est faible, il n'est pas nul. La ligne de transmission de la porte 2 étant légèrement couplée aux autres composants (fentes, lignes, etc.), cette charge  $50 \Omega$  absorbe une partie de la puissance qui sans cela aurait été réfléchié créant ainsi des résonances indésirées.

L'adaptation d'entrée pour une polarisation circulaire droite est montrée à la figure 3.3. Dans ce cas, la porte 1 est laissée en circuit-ouvert tandis que la porte 2 est alimentée. On observe que cette fois-ci la résonance de la l'antenne (10 GHz) concorde bien avec la courbe théorique. La largeur de bande est par contre légèr-

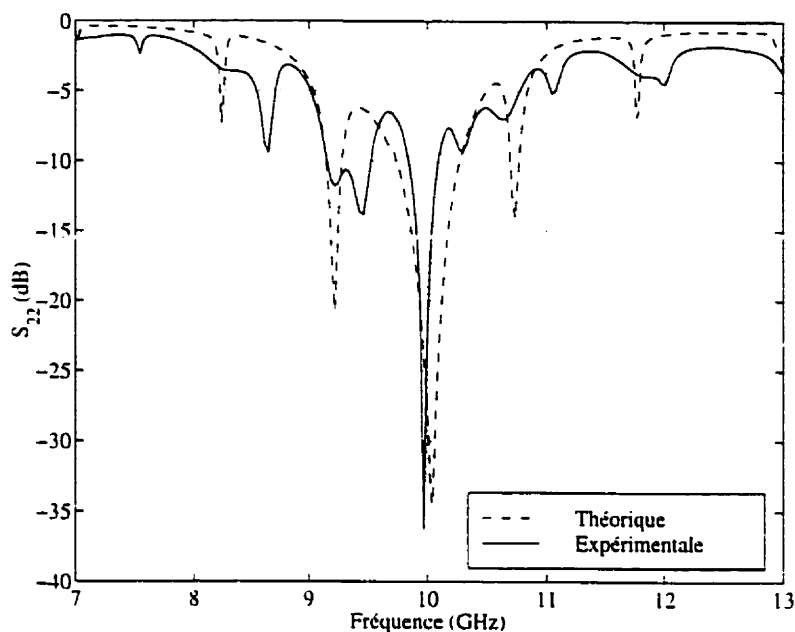


Figure 3.3: Adaptation d'entrée à la porte 2 en fonction de la fréquence. La porte 1 est en circuit-ouvert (polarisation circulaire droite).

ment plus faible avec 2,41 %. Le phénomène de dédoublement est toujours présent ainsi que celui des petites résonances. Tout comme dans le premier cas, la mise en place d'une charge  $50 \Omega$  permet d'atténuer ces deux phénomènes tout en conservant la position des résonances.

La figure 3.4 nous montre le cas où les deux portes sont branchées à l'analyseur de réseaux. On mesure ainsi le couplage entre les deux portes. On voit que le couplage de -15 dB à 10 GHz est un minimum local, mais il ne correspond pas à la fréquence où l'isolation est maximale. Les pertes d'insertion sont également plus importantes en pratique. Cette différence s'explique par les pertes présentes dans les connecteurs dont on ne tient pas compte en simulation. Elle pourrait également provenir de la colle de silicone.

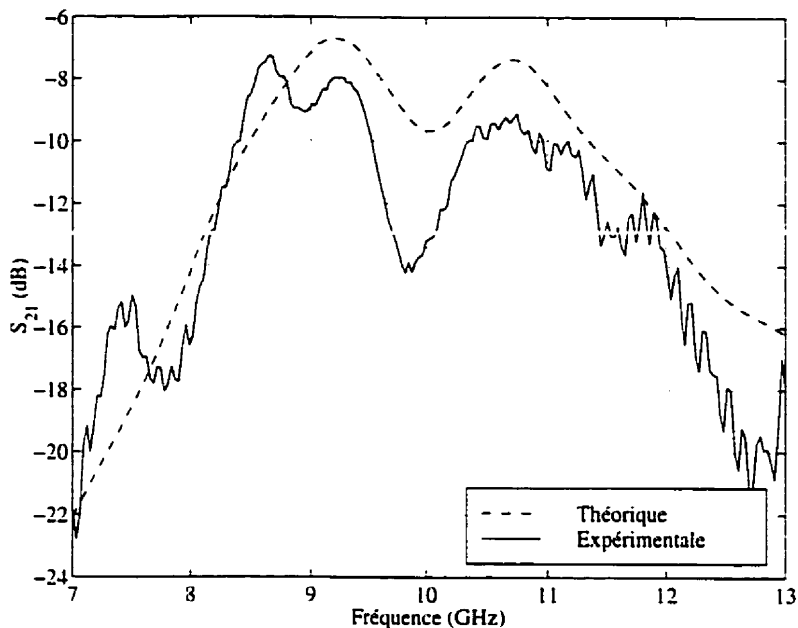


Figure 3.4: Pertes d'insertion en fonction de la fréquence (couplage entre les deux portes)

Les résultats obtenus en ce qui concerne l'adaptation d'entrée et le couplage sont plutôt décevants. Même si dans le cas de la polarisation circulaire droite l'adaptation d'entrée est relativement bonne, les largeurs de bande ne sont que de quelques pour cent. L'emplacement des fentes sur le côté limite le couplage et, par le fait même, la hauteur du substrat d'antenne. Sans une grande hauteur, la largeur de bande demeura faible. Quant à l'isolation entre les deux portes, elle devrait être d'au moins 20 dB pour limiter les résonances indésirables et assurer une bonne polarisation circulaire. Voyons justement ces résultats obtenus en chambre anéchoïde.

### 3.1.2.2 Polarisation circulaire

Le montage réalisé pour mesurer la qualité de la polarisation circulaire (décrit au chapitre 5), nous a permis de déterminer la largeur de bande de l'antenne au

niveau du rapport axial (RA). Nous avons choisi le critère  $RA < 3$  dB pour mesurer cette largeur de bande. Le figure 3.5 nous montre le rapport axial en fonction de la

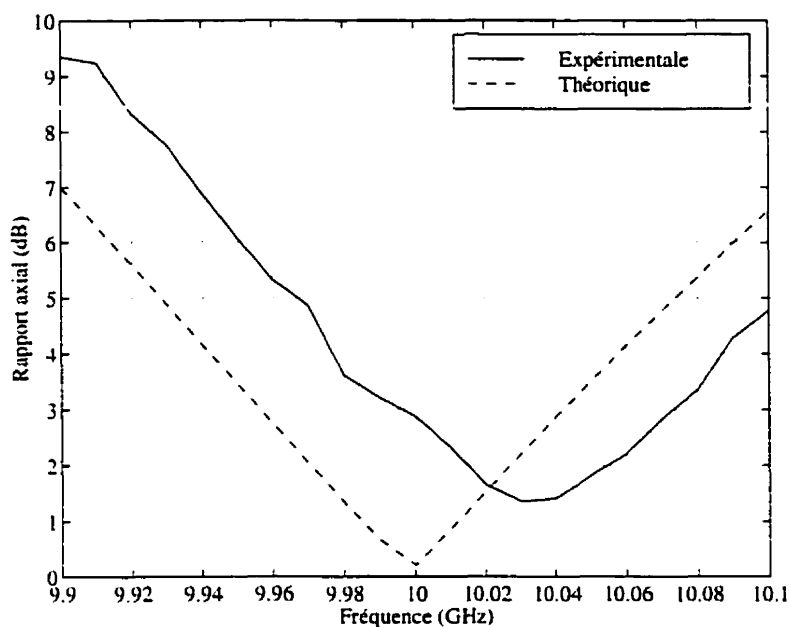


Figure 3.5: Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire gauche.

fréquence. Contrairement à l'adaptation d'entrée (en circulaire gauche), le décalage en fréquence est très faible, soit 0,3 %. On remarque que la largeur de bande est également très faible, seulement 0,745 %. Cette faible valeur provient de l'utilisation des coins tronqués. Sharma [28] a montré que ce type d'antenne ne pouvait fournir de grande largeur de bande au niveau du rapport axial. Tel que nous l'avons précisé précédemment, une asymétrie dans la structure viendrait détériorer davantage le rapport axial. Cette hypothèse est renforcée par le fait qu'à 10,03 GHz la valeur du rapport axial est plus élevée (d'environ 1 dB) qu'en théorie. La valeur obtenue en pratique est de 1,35 dB. Celle-ci correspond à une isolation de 22,2 dB entre la polarisation circulaire gauche et la polarisation circulaire droite lorsque l'antenne est utilisée en réception. La relation entre le rapport axial et l'isolation est décrite

au chapitre 5 (page 117).

Nous avons tracé le diagramme de rayonnement (figure 3.6) à 10,03 GHz qui correspond à la fréquence où le rapport axial est minimal. Les valeurs sur ce diagramme ont été normalisées à 0 dB. Tout au long de ce projet, les mesures de polarisation circulaire ont été effectuées dans le plan A ou dans le plan B selon la porte alimentée. Le plan A correspond au plan  $xz$  alors que le plan B correspond au plan  $yz$  (voir figure 3.1). Si on alimente l'antenne à la porte 2, la mesure du diagramme de rayonnement est effectuée dans le plan A. Une mesure dans le plan B est effectuée lorsque la porte 1 est alimentée.

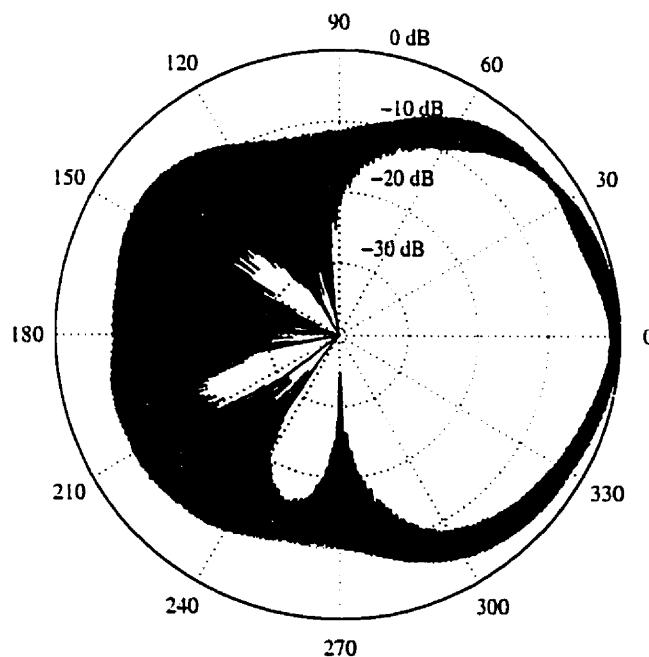


Figure 3.6: Diagramme de rayonnement (plan B) par dipôle rotatif à une fréquence de 10,03 GHz (polarisation circulaire gauche).

À la figure 3.6, on remarque la forme en dents de scie de la courbe présentée. Cette forme est typique des diagrammes obtenus par la méthode du dipôle rotatif.



Tel qu'expliqué au chapitre 5, on échantillonne les valeurs captées par un dipôle rotatif placé devant l'antenne sous test. Lorsque la polarisation est parfaitement circulaire, le dipôle rotatif devrait toujours capter la même valeur peu importe son orientation. À la figure 3.6, nous avons tracé la courbe reliant les valeurs minimales aux valeurs maximales captées par le dipôle. On remarque qu'autour de  $0^\circ$ , les valeurs minimales et maximales sont très près l'une de l'autre, ce qui signifie que la polarisation est presque circulaire. En fait, la différence à  $0^\circ$  entre la valeur maximale et minimale en décibel donne le rapport axial de la figure 3.5.

On remarque que le diagramme de rayonnement n'est pas symétrique par rapport à l'axe horizontal ( $180^\circ-0^\circ$ ). Le fait que les lobes arrières ne sont pas identiques de part et d'autre de l'axe provient de l'asymétrie dans la conception du dispositif (et non d'une asymétrie de fabrication). Les lobes arrières les plus importants (entre  $180^\circ$  et  $270^\circ$ ) sont localisés du côté où est situé la fente non alimentée (porte 2), ce qui prouve que celle-ci est légèrement couplée à la structure et qu'elle rayonne un peu de puissance. Notons également que le niveau des lobes arrières est très élevé, à peine 6,5 dB plus faible que dans la direction du faisceau principal. Le niveau de ces lobes pourrait être diminué en choisissant des fentes de plus petites dimensions. Par contre, cette situation entraînerait un moins bon couplage avec l'antenne micro-ruban. Puisque le décentrage des fentes limite grandement le couplage, il devient presque impossible de choisir des fentes de petites dimensions sans obtenir une mauvaise adaptation d'entrée.

Nous avons réalisé le même type de mesure en ce qui concerne la polarisation circulaire droite. À la figure 3.7, on observe que la courbe du rapport axial possède un décentrage de près de 2,5 % par rapport à la courbe théorique. La largeur de bande est de 0,694 % en prenant 10,24 GHz comme fréquence centrale. À cette fréquence, le rapport axial est de 0,52 dB, ce qui correspond à une isolation de

30.5 dB entre la polarisation gauche et droite.

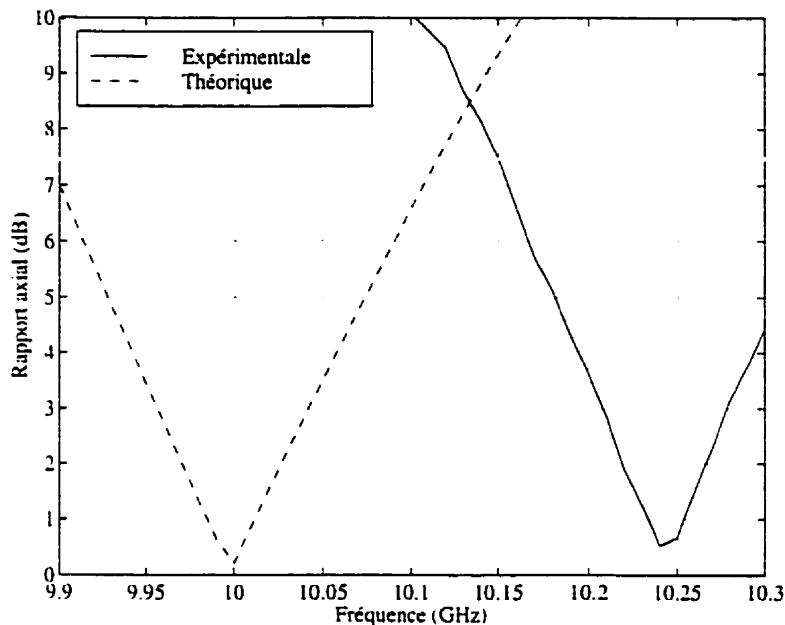


Figure 3.7: Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite.

Le cas de la polarisation circulaire gauche est donc opposé à celui de la droite. Dans le premier cas, l'adaptation d'entrée est décentrée tandis que le rapport axial l'est très peu. Dans le deuxième cas, c'est le rapport axial qui est décentré et non l'adaptation d'entrée. Tout comme pour la polarisation circulaire gauche, nous avons tracé (figure 3.8) le diagramme de rayonnement à la fréquence où le rapport axial est minimal, c'est-à-dire 10,24 GHz. On voit que le niveau des lobes arrière est encore très élevé et que le plus important de ceux-ci se trouve du côté de la fente de la porte en circuit-ouvert (porte 1), ce qui reconferme la présence d'un léger couplage. Les lobes arrière sont également plus importants qu'à la figure 3.6.

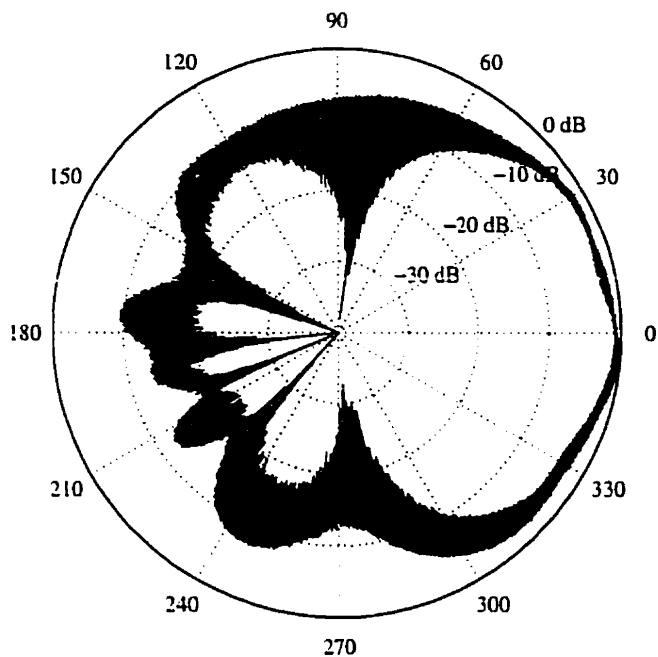


Figure 3.8: Diagramme de rayonnement (plan A) par dipôle rotatif à une fréquence de 10,24 GHz (polarisation circulaire droite).

### 3.1.3 Constat sur l'antenne couplée par fentes indépendantes

Les résultats présentés à la sous-section précédente ont été obtenus à partir du premier prototype fabriqué. Nous aurions pu facilement améliorer les performances de l'antenne au niveau de la précision de la fréquence centrale (où est situé la meilleure adaptation d'entrée et le meilleur rapport axial). Un alignement plus rigoureux des substrats aurait sûrement contribué à corriger la situation. L'utilisation des films adhésifs (au lieu de la colle au silicone) aurait également amélioré les performances de l'antenne. Celle-ci possède l'avantage de pouvoir être utilisée avec un interrupteur réflectif. Ce dernier permet de commuter sur le type de polarisation circulaire de l'antenne. L'interrupteur de type réflectif est généralement moins

complexe et moins coûteux qu'un interrupteur absorbant<sup>1</sup> qui sera nécessaire avec le deuxième prototype (voir section suivante).

Par contre, les faibles largeurs de bande (tant au niveau de l'adaptation d'entrée que du rapport axial) sont un problème intrinsèque de la structure proposée. Le décentrage des fentes ne nous permet pas de choisir un substrat de grande épaisseur permettant d'augmenter la largeur de bande. Évidemment, l'antenne construite peut très bien convenir pour des applications à faible largeur de bande, mais le marché des télécommunications actuel demande des produits polyvalents pouvant opérer à de nombreuses fréquences. L'importance des lobes arrières est aussi un désavantage de la structure proposée.

Pour les raisons énumérées ci-dessus, nous avons donc décidé de ne pas faire une deuxième itération avec cette antenne. Un deuxième prototype opérant à 10 GHz a été conçu. Celui-ci utilise une fente en forme de croix qui, en plus de rendre la structure symétrique (important pour le diagramme de rayonnement et le rapport axial [21]), permet d'augmenter le couplage et l'utilisation de substrat de grande épaisseur.

### 3.2 Antenne utilisant une fente en forme de croix

Cette seconde antenne est basée sur le modèle proposé par Aloni et Kastner [2]. Tel que montré à la figure 3.9, les deux fentes indépendantes ont été remplacées par une fente cruciforme localisée vis-à-vis le milieu de l'antenne micro-ruban. Cet endroit correspond au point où le couplage est maximal. Les coins de l'antenne ne sont plus tronqués et elle est de forme carrée. La ligne micro-ruban fait « le tour »

---

<sup>1</sup>Absorbant signifie que le port isolé de l'interrupteur est terminé par une charge  $50 \Omega$  (réflectif signifie qu'il est terminé par une charge réactive).

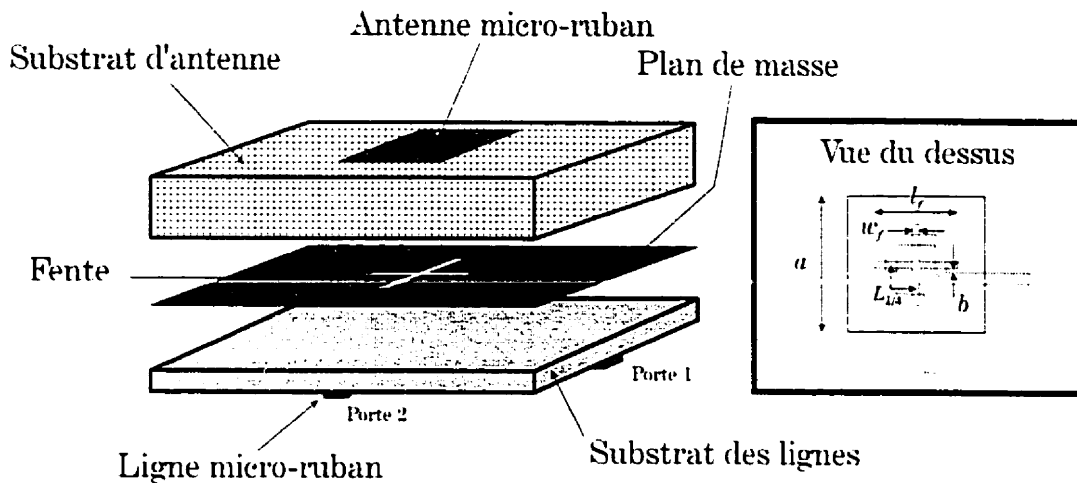


Figure 3.9: Antenne couplée par une fente en forme de croix (le système d'axes est identique à celui de la figure 3.1).

de la fente en couplant de la puissance sur chacune des branches. La distance entre chacun des points de couplage est de  $\lambda_{eff}^t/4$  ou  $90^\circ$  ( $\lambda_{eff}^t$  est la longueur d'onde effective dans le substrat sur lequel la ligne de transmission est imprimée). C'est ce qui permet d'induire une polarisation circulaire sur l'antenne micro-ruban. Vis-à-vis chaque point de couplage, un certain courant est induit sur l'antenne. Ces courants sont excités en quadrature de phase et la résultante du courant est circulaire produisant une onde polarisée de même type. Pour produire une polarisation circulaire droite, on alimente la porte 1 et on termine la porte 2 par une charge  $50 \Omega$ . L'autre polarisation (gauche) est produite en inversant la charge et la porte d'alimentation. On peut commuter d'une polarisation à l'autre en reliant les deux portes de l'antenne à un interrupteur de type absorbant.

La géométrie de cette structure est symétrique. Il y a par contre une asymétrie au niveau de l'alimentation de la fente. Puisque cette dernière est alimentée en série, la puissance couplée à chacun des quatre points n'est pas la même. Imaginons un instant que le couplage entre la ligne micro-ruban et chacune des branches de la

croix soit très grand. Cela signifie que la puissance arrivant le long de la ligne sera presque toute couplée lors du passage à la première branche et qu'il ne restera que très peu de puissance pour les trois branches restantes. Le résultat au niveau de la polarisation circulaire sera catastrophique puisque chacun des points de couplage devrait idéalement recevoir la même puissance. Si, par contre, le coefficient de couplage de chaque branche est faible, celles-ci recevront sensiblement la même puissance s'approchant ainsi du cas idéal. Cependant, un faible couplage implique une faible efficacité puisqu'une grande partie de la puissance n'est pas couplée et se retrouvera dans la charge  $50 \Omega$  au bout de la ligne de transmission. On doit donc conclure qu'il y a un compromis à faire entre l'efficacité de l'antenne et la qualité de la polarisation circulaire.

Ce compromis ne s'appliquerait pas dans le cas où on utiliserait l'antenne en réseau avec une alimentation en série. L'efficacité de chaque élément devrait être faible afin de pouvoir être en mesure de pouvoir fournir une puissance suffisante à l'ensemble de la structure. On pourrait également éliminer l'asymétrie du couplage dans le cas où l'on voudrait produire une seule des polarisations. On pourrait alors ajuster l'emplacement des points de couplage afin d'égaliser les puissances fournies à chaque branche. Cet ajustement est par contre impossible dans le cas d'une double polarisation circulaire.

### 3.2.1 Conception de l'antenne

Tout comme l'antenne utilisant deux fentes indépendantes, la topologie courante ne peut être analysée directement à partir des développements du chapitre 2. Par contre, on peut utiliser ces équations pour obtenir une valeur initiale à partir de laquelle un processus d'optimisation sera entamé. De plus, certaines caractéristiques de la structure peuvent s'interpréter à partir de ces développements. Aloni

et Kastener [2] ont effectué une analyse rigoureuse de la structure en se basant sur le modèle de réciprocité mis sur pied par Pozar [18]. Les points de couplage sont traités comme quatre impédances en série sur une ligne de transmission.

Une fois de plus, nous avons utilisé MDS/Momentum pour effectuer la simulation du dispositif proposé. L'optimisation a donc encore été réalisée en se basant sur les développements du chapitre 2. Sans être utilisable directement, ces développements permettent de prédire le comportement des composants de la structure. Nous allons donc encore une fois couvrir les étapes qui ont mené à la conception finale.

### 3.2.1.1 Choix des substrats

Le choix du substrat de la ligne micro-ruban est très important. Cette dernière doit avoir une longueur de  $\lambda_{eff}^t/4$  entre chacun des points de couplage. Nous appellerons cette longueur  $L_{\lambda/4}$ . En observant la figure 3.9, on remarque que la ligne effectue une boucle autour de la fente. Nous avons choisi de fixer la largeur de la ligne pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Si cette largeur est trop grande et/ou  $L_{\lambda/4}$  est trop faible, la boucle sera de petite dimension augmentant ainsi les risques de couplage entre le premier et le dernier coin chanfreiné. Si la longueur  $L_{\lambda/4}$  est trop grande, on est forcé d'utiliser une très longue fente, ce qui n'est pas nécessairement désiré puisque le couplage peut devenir trop élevé résultant en une mauvaise impédance d'entrée.

La dimension  $L_{\lambda/4}$  et la largeur d'une ligne  $Z_0 = 50 \Omega$  sont fonctions de la permittivité du substrat et de sa hauteur. Nous avons donc choisi ces deux caractéristiques afin que  $L_{\lambda/4}$  ne soit ni trop grand ni trop petit et que la largeur de la ligne ne soit pas trop grande :

Fabricant	: Rogers
Type	: TMM4
Constante diélectrique	: 4,5
Épaisseur	: 0,508 mm (20 mil)

L'utilisation d'une fente cruciforme localisée vis-à-vis le centre de l'antenne nous permet maintenant d'utiliser un substrat d'antenne de grande épaisseur. Pour éviter de perdre de la puissance en onde de surface, on doit également prendre une faible constante diélectrique [31]. Les substrats en mousse (*foam*) possèdent ces deux propriétés. Cependant, ils sont vendus sans les deux couches de métallisation qui sont « gravées » lors du processus photolithographique (chapitre 5). On doit donc imprimer l'antenne micro-ruban sur un substrat standard que nous appellerons le substrat de support d'antenne. Ce dernier doit être mince et posséder une permittivité similaire à la mousse pour influencer le moins possible le rayonnement de l'antenne. Tel que nous allons l'expliquer au chapitre 5, l'antenne imprimée sur le support est placée en contact direct avec la mousse.

Il existe plusieurs fabricant de mousse tel que Emerson & Cuming et Rohacell. Nous avons choisi ce dernier pour des raisons de coûts :

Fabricant	: Rohacell
Type	: Rohacell 51
Constante diélectrique	: 1,06
Épaisseur	: 1,5 mm (59 mil)

Pour le substrat de support d'antenne, nous avons choisi :

Fabricant	: Rogers
Type	: Duroid
Constante diélectrique	: 2,33
Épaisseur	: 0,254 mm (10 mil)



### 3.2.1.2 Dimensions des composants

La conception de l'antenne proposée est beaucoup plus simple que celle utilisant deux fentes indépendantes puisqu'elle possède moins de variables. Dans ce cas-ci, uniquement la dimension de l'antenne micro-ruban ( $a$ ) et de la fente ( $l_f$  et  $w_f$ ) ont été optimisées. La longueur  $L_{\lambda/4}$  a été obtenue avec l'aide de l'utilitaire Line Calc de MDS. Cette dimension est responsable de la polarisation circulaire. La longueur de la ligne micro-ruban n'a aucune importance au niveau de l'impédance d'entrée puisque c'est une ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  terminée par une charge de même valeur. Par contre, cette longueur a une importance au niveau des effets de bords de l'antenne. Nous avons placé l'extrémité de la ligne à une distance de  $5.08 \text{ cm}$  ( $2 \text{ pouces}$ ) du centre de l'antenne micro-ruban. Cette distance correspond presque à  $2\lambda_0$ . Tel que discuté précédemment, les connecteurs situés aux bouts de la ligne ne doivent pas nécessairement se trouver en champ lointain, mais on doit les éloigner le plus loin possible en fonction de la quantité de substrat disponible.

Nous avons fixé la valeur initiale du paramètre  $a$  en utilisant l'équation (3.3) avec  $f_0 = 10 \text{ GHz}$  et  $\epsilon_r^a = 1.06$ . Nous avons négligé la présence du support d'antenne au départ, mais nous en avons tenu compte lors des simulations. La valeur initiale était donc :  $a = 14.56 \text{ mm} = 573 \text{ mil}$ . Tel que nous verrons ci-dessous, la valeur finale de ce paramètre est quelque peu différente à cause de l'effet du support d'antenne qui vient augmenter la permittivité effective autour de l'antenne et qui réduit sa dimension. La valeur de  $l_f$  et  $w_f$  ont été variées en suivant la logique décrite à la sous-section 3.1.1.2, c'est-à-dire qu'une augmentation de ces paramètres résulte principalement en un accroissement du couplage et donc de la partie réelle de l'impédance d'entrée. La dimension  $b$  a été fixée à 0 au départ et elle est restée la même tout au long de la conception. Ce paramètre peut cependant être varié afin d'ajuster légèrement l'impédance d'entrée. Notons que nous avons utilisé des

coins chanfreinés pour effectuer le parcours autour de la fente. Ce type de transition permet de réduire l'effet parasite associé aux coins à angle droit. Après optimisation, nous avons finalement obtenu les valeurs suivantes (voir figure 3.9) :

$$\begin{aligned} a &= 10,6 \text{ mm} & l_f &= 7,67 \text{ mm} \\ b &= 0 \text{ mm} & w_f &= 0,51 \text{ mm} \\ w_t &= 0,98 \text{ mm} & L_{\lambda/4} &= 1,06 \text{ mm} \end{aligned}$$

Le tableau 3.1 résume l'effet de la variation des dimensions sur les caractéristiques de l'antenne.

Tableau 3.1: Effet de la variation des dimensions sur les caractéristiques d'une antenne micro-ruban.

	Largeur de bande <sup>a</sup>	Couplage <sup>b</sup>	Lobes arrières	Directivité	Ondes de surface <sup>c</sup>
Hauteur du substrat d'antenne ↗	↗	↘	-	↗	↗
Permittivité du subst. d'antenne ↗	↘	↗	-	↘	↗
Hauteur du subst. de la ligne ↗	-	↘	↗	-	-
Permittivité du subst. de la ligne ↗	-	↗	↘	-	-
Dimensions de la fente ↗	-	↗	↗	-	-

<sup>a</sup>Rapport axial et adaptation d'entrée.

<sup>b</sup>Un couplage plus grand signifie que la partie réelle de l'impédance est plus élevée.

<sup>c</sup>Onde surface du substrat d'antenne.

## 3.2.2 Analyse des résultats théoriques et expérimentaux

### 3.2.2.1 Adaptation d'entrée et pertes d'insertion

Les conditions (calibration, type de connecteurs, etc.) dans lesquelles ont été prises les mesures présentées ici sont les mêmes qu'à la sous-section 3.1.2.1. L'adaptation d'entrée à la porte 1 est montrées à la figure 3.10. Cette impédance a été mesurée en terminant la porte 2 par une charge de  $50 \Omega$ . On remarque qu'il y a une

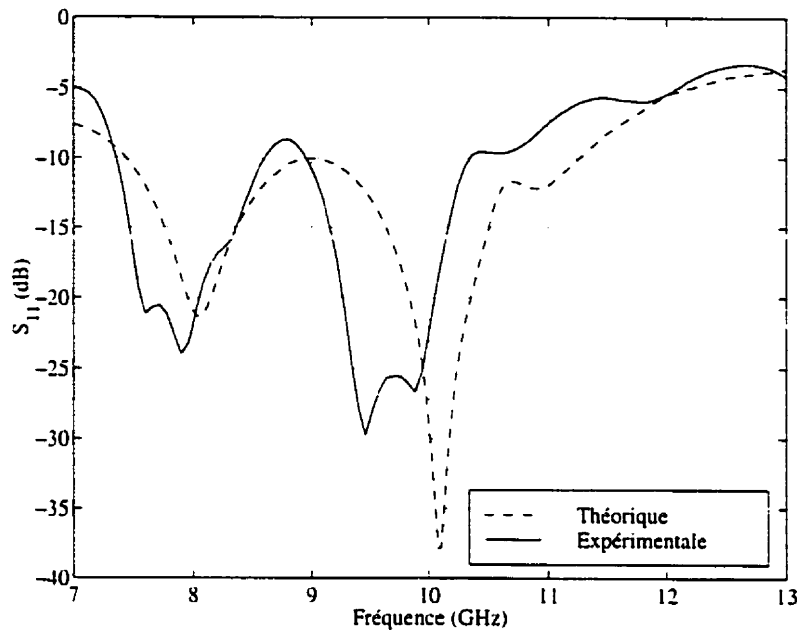


Figure 3.10: Adaptation d'entrée à la porte 1 en fonction de la fréquence. La porte 2 est terminée par une charge de  $50 \Omega$  (polarisation circulaire droite).

similarité entre la courbe théorique et pratique si on ne tient pas compte du décalage en fréquence d'environ 2.5 %. Ce décalage est fréquent avec le logiciel utilisé. La largeur de bande est nettement supérieure à celles obtenues jusqu'à maintenant. Elle est de 17,83 % en prenant une fréquence centrale de 9,76 GHz. Ces données ont été obtenues avec le critère  $TOS < 2$  (la fréquence centrale est localisée au milieu de l'intervalle défini par ce critère). Les résonances autour de 7,8 GHz et 9,8 GHz ont un facteur de qualité ( $Q$ ) un peu plus faible qu'en théorie, ce qui veut dire que les pertes sont plus importantes. Ces dernières peuvent être dues aux connecteurs utilisés en pratique ou aux pertes induites par les films adhésifs utilisés pour maintenir les substrats entre eux. Des tests effectués sur ces films ont montré que le facteur  $\tan \delta$  est de l'ordre de 0,1, ce qui est environ 100 plus que grand que les pertes dans les autres couches. L'épaisseur des films est par contre très faible (0,05 mm) et leur effet ne peut être très grand.

Le phénomène de dédoublement des fréquences de résonance observé à la sous-section 3.1.2.1 est de nouveau présent autour de 7,8 GHz et 9,8 GHz. Avec le prototype à deux fentes indépendantes, nous avons pu éliminer ce phénomène à l'aide d'une charge  $50 \Omega$  placée sur la porte non alimentée. Cette fois-ci, le dédoublement est présent malgré la charge à la porte 2. Une asymétrie dans la structure pourrait expliquer qu'au lieu d'obtenir une seule fréquence de résonance, on obtient deux résonances très près l'une de l'autre. Cette asymétrie provient probablement de l'alignement des masques lors de la fabrication du substrat de la ligne. Malgré l'attention que nous avons porté à cette opération, une petite marge d'erreur sera toujours présente.

La figure 3.11 montre l'adaptation d'entrée dans le cas où la porte 2 est alimentée et la porte 1 est terminée par une charge  $50 \Omega$ . On observe que la courbe

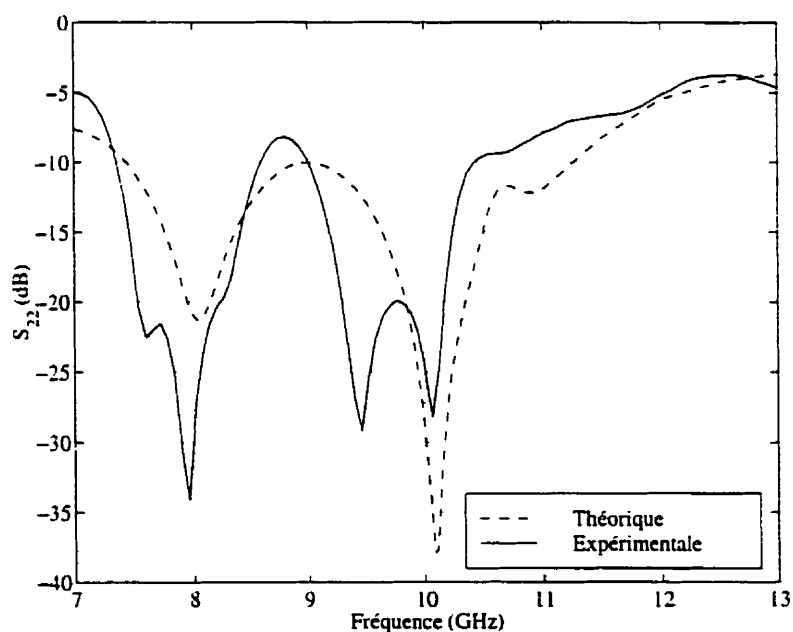


Figure 3.11: Adaptation d'entrée à la porte 2 en fonction de la fréquence. La porte 1 est terminée par une charge de  $50 \Omega$  (polarisation circulaire gauche).

expérimentale est semblable à celle obtenue à la figure 3.10. La différence majeure réside au niveau de la profondeur des résonances. Le phénomène de dédoublement est aussi plus important dans le cas présent. Le fait que les deux courbes soient légèrement différentes est la preuve qu'il y a bel et bien une petite asymétrie dans la structure. La largeur de bande est de 15,46 % pour une fréquence centrale de 9,70 GHz.

L'accroissement des pertes en pratique décrit plus haut est bien visible à la figure 3.12. À 10 GHz, il y a presque 2 dB de différence entre les deux courbes. Le

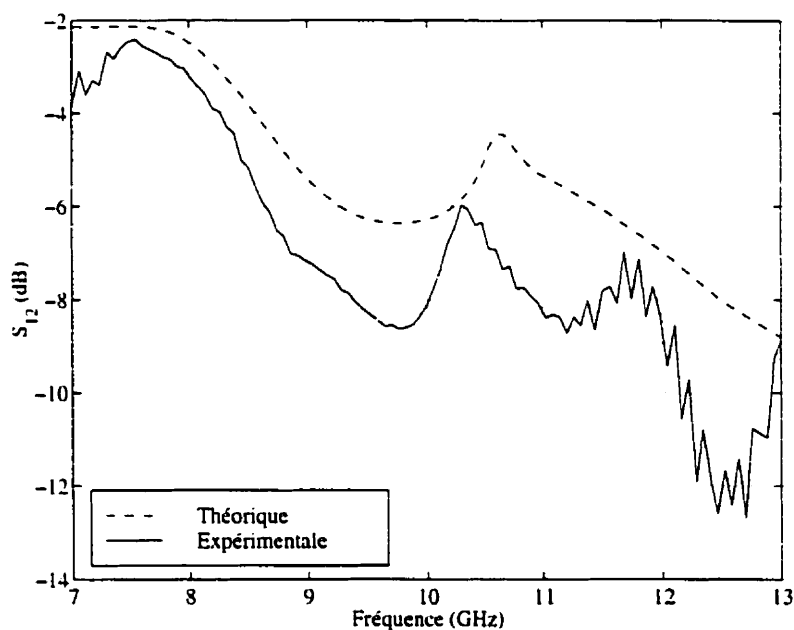


Figure 3.12: Pertes d'insertion en fonction de la fréquence

décalage en fréquence de quelques pour cent est encore présent. Nous n'avons pas tracé la courbe expérimentale de  $S_{21}$  puisqu'elle était très similaire à celle présentée. Un  $S_{12}$  de -8 dB à 10 GHz signifie qu'environ 15 % de la puissance se retrouve dans la charge de 50  $\Omega$  au lieu d'être couplée à l'antenne. On pourrait diminuer ce pourcentage en augmentant le couplage au niveau de la fente, mais cette procédure

viendrait augmenter le rapport axial tel que nous l'avons déjà expliqué.

Les performances d'impédance d'entrée de la structure avec fente cruciforme sont nettement supérieures à celle obtenues avec deux fentes indépendantes. Des largeurs de bande de presque 20 % ont été obtenues pour les deux polarisations. De plus, l'adaptation est similaire dans les deux cas. Le décalage en fréquence de quelques pour cent aurait pu être éliminé en fabriquant un autre prototype en tenant compte de cette faible erreur induite par Momentum. Par contre, rappelons que le but du projet de recherche est de fabriquer une antenne à 30 GHz et non à 10 GHz. L'antenne actuelle a été fabriquée dans le but de vérifier à plus basse fréquence la validité du modèle proposé. Pour cette raison, nous n'avons pas jugé nécessaire d'améliorer les performances obtenues.

### 3.2.2.2 Polarisation circulaire

Les performances de l'antenne ont également été mesurées en ce qui a trait à la polarisation circulaire. La courbe expérimentale présentée à la figure 3.13 est très similaire à la courbe théorique mis à part le décalage en fréquence de près de 2 %. La largeur de bande expérimentale est de 9,6 % en utilisant le critère  $RA < 3$  dB et une fréquence centrale de 9,74 GHz qui correspond au rapport axial minimal. Ce dernier (0,24 dB) produit une isolation de 37 dB entre la polarisation gauche et droite lorsque l'antenne est utilisée en réception. Tel que mentionné précédemment, la relation entre le rapport axial et l'isolation est décrite au chapitre 5 (page 117).

Le fait que le rapport axial minimal théorique et expérimental soient presque les mêmes signifie que l'asymétrie de la structure est faible. Si ce n'était pas le cas, les deux valeurs minimales seraient très différentes comme à la figure 3.5. Le décalage en fréquence peut être la cause du logiciel utilisé. On pourrait également l'attribuer

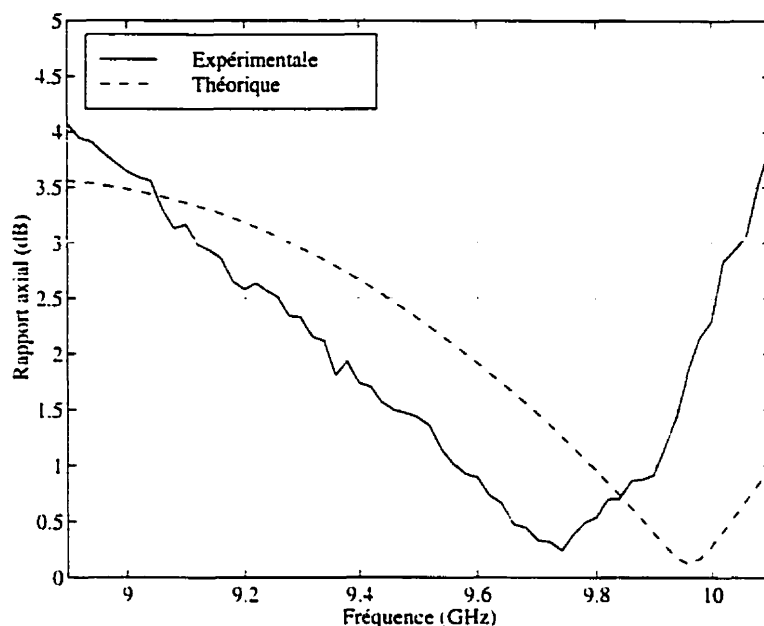


Figure 3.13: Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire gauche.

aux films adhésifs (deux sont nécessaires pour maintenir les couches de l'antenne ensemble) qui possèdent une épaisseur de 0,05 mm et une constante diélectrique d'environ 6,5. Ces films augmentent la permittivité effective de l'antenne réduisant ainsi sa fréquence de résonance.

Nous avons de nouveau tracé le diagramme de rayonnement pour la fréquence où le rapport axial est minimal, c'est-à-dire 9,74 GHz. Ce diagramme est montré à la figure 3.14. Encore une fois nous avons normalisé le gain à 0 dB. Le système d'axes ainsi que les plans A et B sont définis de la même manière qu'à la sous-section 3.1.2.2 (page 45). On voit que le niveau des lobes arrières est beaucoup moins important qu'avec l'antenne à fentes indépendantes. Leur niveau est toujours plus petit de 10 dB par rapport à la direction principale. De plus petits lobes arrières auraient pu être obtenus en réduisant la dimension de la fente. Ce changement se ferait au détriment d'une moins bonne adaptation, car on devrait alors choisir une hauteur

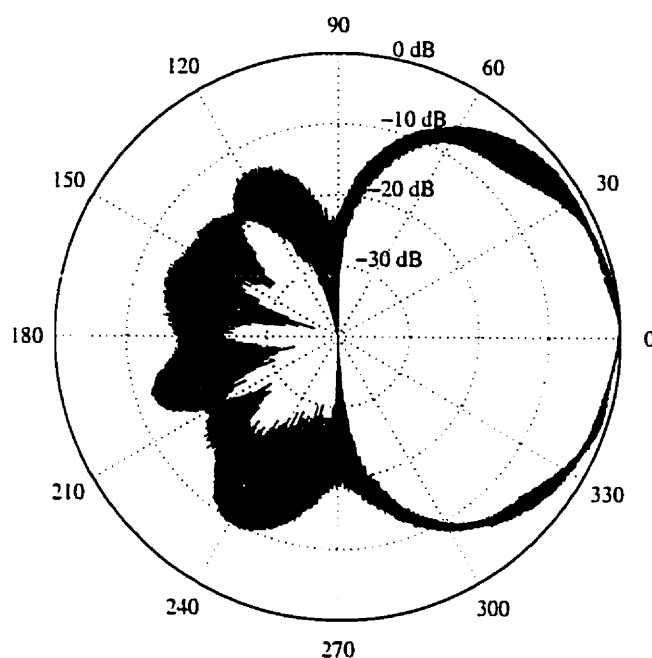


Figure 3.14: Diagramme de rayonnement (plan A) par dipôle rotatif à une fréquence de 9,74 GHz (polarisation circulaire gauche).

de substrat plus faible qui entraînerait une moins grande largeur de bande. Par contre, on peut réduire les lobes arrières en plaçant simplement un plan métallique derrière le substrat de la ligne. On remarque qu'il y a également une bonne symétrie du diagramme par rapport à l'axe horizontal.

Le rapport axial versus la fréquence obtenu en polarisation circulaire droite est montré à la figure 3.15. Les deux courbes sont encore assez similaires malgré un décalage en fréquence de près de 4 %. Les valeurs de rapport axial minimal sont également très près l'une de l'autre. La valeur minimale obtenue expérimentalement (0,27 dB à 9,60 GHz) correspond à une isolation de 36 dB entre la polarisation gauche et droite. Une largeur de bande de 11,1 % a été obtenue en pratique, ce qui est comparable à la polarisation circulaire gauche.



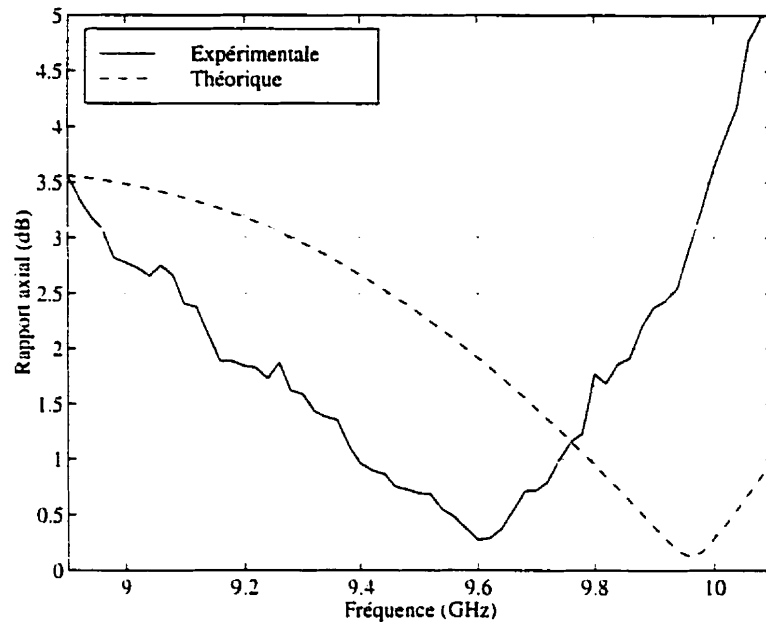


Figure 3.15: Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite.

Le diagramme de rayonnement (figure 3.16) à 9,60 GHz est légèrement moins symétrique que dans le cas de la polarisation circulaire gauche. Le niveau des lobes arrières est similaire, mais leur distribution n'est pas tout à fait symétrique par rapport à l'axe horizontal. Cette asymétrie peut très bien provenir de l'alignement des substrats qui n'est pas parfait.

Notons que les résultats de rapport axial présentés dans cette sous-section ont été obtenus en plaçant du matériel absorbant (C-RAM ALU-25 de Cuming Corporation) sur les bords de la structure afin de réduire la diffraction et ainsi améliorer la qualité de la polarisation. L'absorbant a légèrement amélioré les performances de l'antenne. Sans ce matériel, les résultats présentés auraient été un peu différents.

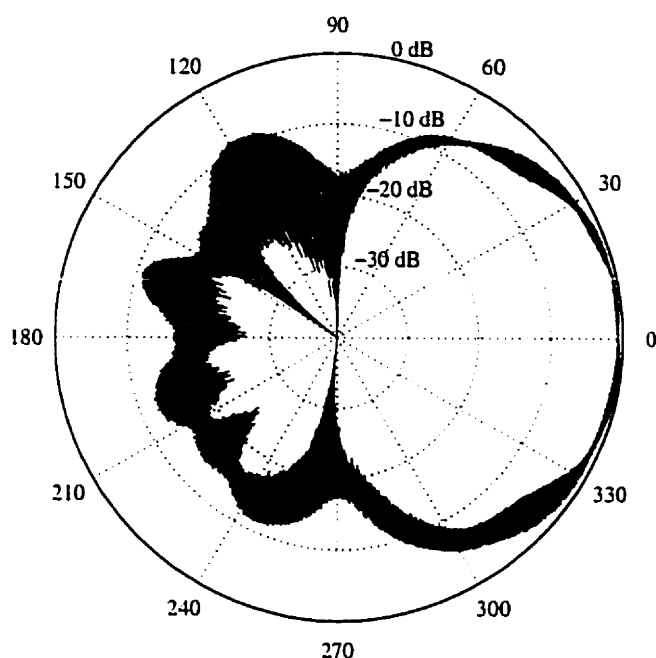


Figure 3.16: Diagramme de rayonnement (plan B) par dipôle rotatif à une fréquence de 9.60 GHz (polarisation circulaire droite).

### 3.2.3 Constat sur l'antenne couplée par fente cruciforme

Les résultats d'adaptation d'entrée et de rapport axial sont beaucoup plus encourageants que ceux obtenus avec l'antenne à fentes indépendantes. Les largeurs de bande sont très respectables alors que les niveaux des lobes arrière se situent à la limite de l'acceptable.

Comme nous l'avons déjà mentionné, le problème du décalage en fréquence aurait pu être fixé à l'aide d'une deuxième itération. Nous avons jugé qu'il valait mieux concentrer nos efforts sur la réalisation de l'antenne à 30 GHz plutôt que d'essayer d'améliorer légèrement un prototype qui fonctionne déjà passablement bien.

Nous avons donc réalisé une antenne opérant à 30 GHz et qui utilise la configuration avec une fente en forme de croix. Tel que nous verrons au chapitre suivant, ce passage à plus haute fréquence est loin d'être direct. Il ne suffit pas de tout diviser par trois pour réaliser une telle antenne. Malgré que la topologie à 30 GHz sera similaire, la fabrication sera différente à cause de la particularité des matériaux (substrats, connecteurs, etc.) utilisés à plus haute fréquence.

## CHAPITRE 4

### ANTENNE MICRO-RUBAN À POLARISATION CIRCULAIRE VARIABLE À 30 GHz

La conception d'antennes à 10 GHz nous a permis de déterminer lequel des deux prototypes proposés possédait les meilleures performances au niveau de l'impédance d'entrée et du rapport axial. Le passage à une fréquence trois fois plus élevée requiert une nouvelle conception en fonction des matériaux et composants disponibles à plus hautes fréquences. La différence majeure entre les deux conceptions se situe dans la fabrication de l'antenne tel que nous verrons au chapitre 5. Il y a quand même quelques changements au niveau de la conception à cause des types de substrats que nous allons utiliser.

#### 4.1 Conception de l'antenne

Encore une fois nous avons utilisé le logiciel Momentum afin de simuler et concevoir le prototype. Tout comme pour l'antenne à 10 GHz, nous avons eu recours aux développements du chapitre 2 pour prévoir le comportement de l'antenne en fonction de la variation des dimensions des composants (lignes, fente, etc.). Avec le prototype à 10 GHz, un décalage en fréquence d'environ 3 % (vers le bas) a été observé entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus avec le logiciel. Nous avons donc décidé de compenser ce décalage en concevant l'antenne à 30,9 GHz plutôt qu'à 30 GHz. Cette technique simple s'est avérée fructueuse.

#### 4.1.1 Choix des substrats

À plus haute fréquence, les pertes associées au diélectrique et à la métallisation deviennent plus importantes. L'utilisation de substrat en céramique ainsi que du procédé de fabrication MHMIC permettent de réduire ces pertes puisque l'épaisseur de métallisation est de  $1 \mu\text{m}$  et le facteur  $\tan \delta$  est de 0,0001. Il existe probablement sur le marché plusieurs variétés de ce type de substrats, mais nous avons choisi celui disponible au laboratoire, soit :

Fabricant	: Coors
Type	: Céramique
Constante diélectrique	: 9,9
Épaisseur	: 0,254 mm (10 mil)

Les choix des substrats de support d'antenne et celui de la mousse ont également été faciles à effectuer puisque nous avons choisi les épaisseurs les plus faibles possibles. Pour la mousse :

Fabricant	: Rohacell
Type	: Rohacell 51
Constante diélectrique	: 1,12 (valeur extrapolée pour 30 GHz)
Épaisseur	: 1,0 mm (39 mil)

Pour le support d'antenne :

Fabricant	: Rogers
Type	: Duroid
Constante diélectrique	: 2,33
Épaisseur	: 0,127 mm (5 mil)

On doit noter que les valeurs de constantes diélectriques fournies par la compagnie Rogers sont pour une fréquence de 10 GHz (la compagnie n'a pu nous fournir de valeur à 30 GHz). En ce qui a trait à la permittivité de la mousse, nous avons extrapolé cette donnée à partir des valeurs fournies par Rohacell à 10 GHz et 26 GHz.

On remarque que les épaisseurs de substrat ne sont pas trois fois plus faibles que celles utilisées sur l'antenne à 10 GHz. Les substrats actuels sont donc électriquement plus grands. Cela signifie que le couplage entre la ligne micro-ruban et la fente sera plus faible, que la largeur de bande de l'antenne sera plus élevée et que l'influence du support sur le rayonnement sera plus grande puisque la permittivité effective autour de l'antenne micro-ruban est augmentée. Notons que la diminution du couplage entre la ligne et la fente est compensée par un substrat de ligne possédant une constante diélectrique plus grande que celle du substrat utilisé à 10 GHz (presque deux fois plus grande).

#### 4.1.2 Dimensions des composants

Nous avons utilisé l'utilitaire Line Calc pour calculer la largeur de la ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  ainsi que la longueur  $L_{\lambda/4}$ . Pour une fréquence de 30,9 GHz, on obtient  $w_t = 0,251$  mm et  $L_{\lambda/4} = 0,912$  mm. Pour que le périmètre de la boucle soit suffisamment grand autour de la croix (voir figure 3.9, page 52), la longueur  $L_{\lambda/4}$  doit être beaucoup plus longue que 0,912 mm sinon la boucle est trop petite et on ne peut éviter que le premier et dernier coins chanfreinés soient situés trop près l'un de l'autre, ce qui entraîne un couplage entre deux parties de ligne.

Pour éviter cette situation, nous avons choisi d'augmenter la longueur de la ligne à  $\frac{3}{4}\lambda_{eff}^t$  (rappel :  $\lambda_{eff}^t$  est la longueur d'onde effective dans le substrat sur lequel la ligne de transmission est imprimée). Il y a donc maintenant un déphasage de  $270^\circ$  entre chacun des points de couplage. Cette configuration change le sens de la polarisation circulaire selon la porte alimentée. Contrairement au cas où le déphasage est de  $90^\circ$ , lorsqu'on alimente la porte 2 et que l'on termine la porte 1 par une charge  $50 \Omega$ , l'antenne émet en polarisation circulaire droite. La polarisation

gauche est obtenue en inversant la porte alimentée et la charge. La longueur  $L_{\lambda/4}$  utilisée est donc de 2,735 mm.

La première valeur utilisée pour la dimension de l'antenne micro-ruban a été obtenue à partir de l'équation (3.3) de la page 38 avec  $f_0 = 30,9$  GHz et  $\epsilon_r^a = 1,12$ . On obtient alors  $a = 4,58$  mm. Cette valeur ne tient pas compte du substrat de support d'antenne qui vient augmenter la permittivité effective autour de l'antenne micro-ruban et ainsi diminuer ses dimensions. La valeur de  $l_f$  et  $w_f$  ont été variées en suivant la logique décrite à la sous-section 3.1.1.2 (page 38), c'est-à-dire qu'une augmentation de ces paramètres résulte principalement en un accroissement du couplage et donc de la partie réelle de l'impédance d'entrée. Contrairement à la conception à 10 GHz, nous avons dû varier le paramètre  $b$  pour obtenir une bonne adaptation d'entrée. La modification de ce paramètre change essentiellement la phase du coefficient de réflexion à l'entrée, mais il varie légèrement son module. Nous avons donc optimisé les paramètres de l'antenne afin d'obtenir de bonnes caractéristiques. Nous avons obtenu :

$$\begin{array}{ll} a = 3,175 \text{ mm} & l_f = 3,175 \text{ mm} \\ b = 0,406 \text{ mm} & w_f = 0,457 \text{ mm} \\ w_t = 0,250 \text{ mm} & L_{\lambda/4} = 2,735 \text{ mm} \end{array}$$

On remarque que la longueur de la fente est la même que la largeur de l'antenne micro-ruban. Cette situation provient du fait qu'un couplage élevé est requis entre la fente et l'antenne imprimée puisque le substrat de mousse possède une grande épaisseur électrique. On est donc porté à croire que la hauteur du substrat utilisée est à la limite de ce que l'on peut choisir à cette fréquence et avec cette configuration.

L'extrémité de la ligne a été placée à 2,54 cm (1 pouce) du centre de l'antenne micro-ruban. Cette distance correspond à environ  $2,5\lambda_0$ . Elle a été fixée par la dimension maximale du substrat de céramique disponible. Les connecteurs sont

localisés aux bouts de cette ligne et il est important de les éloigner le plus loin possible pour minimiser leur influence sur le diagramme de rayonnement.

## **4.2 Analyse des résultats théoriques et expérimentaux**

### **4.2.1 Adaptation d'entrée et pertes d'insertion**

La mesure de l'adaptation d'entrée et des pertes d'insertion de l'antenne conçue à 30 GHz ont été difficiles à obtenir. La fréquence d'opération élevée requiert des techniques de mesures permettant d'enlever les effets transitifs qui ont peu d'influence à plus basses fréquences. La calibration TRL [9] est une de ces techniques. Tel que discuté au chapitre 5, elle permet de déplacer le plan de référence (plan de mesures) afin de mesurer en éliminant l'effet des transitions.

Nous avons utilisé deux types de calibration TRL. Le premier utilise des connecteurs coaxiaux et le deuxième utilise des sondes d'une station de mesures sous pointes. Les croquis des circuits utilisés dans les deux cas sont présentés au chapitre 5. Les résultats du premier type de calibration ont été obtenus avec le circuit de la figure 5.5 (page 104) et avec l'aide de la trousse TRL de la figure 5.6 (page 105). Le deuxième type de calibration a été obtenu avec le circuit de la figure 5.8 (page 110) et de la trousse TRL présentée à la figure 5.9 (page 111).

#### **4.2.1.1 Résultats obtenus à l'aide connecteurs coaxiaux**

La première approche que nous avons utilisée consistait à construire l'antenne conçue à la sous-section 4.1 et de la munir de connecteurs coaxiaux qui viendraient alimenter la ligne micro-ruban. Cette approche simple était le premier de plusieurs



essais que nous avons utilisés afin de mesurer l'adaptation d'entrée ainsi que les pertes d'insertion. Nous savions au départ que la transition entre la broche centrale du connecteur et la ligne micro-ruban allait venir influencer grandement la mesure des paramètres S. Nous avons tenté d'éliminer l'effet de cette transition à l'aide d'une trousse TRL. Le plan de mesures a donc été déplacé à une distance de 10,96 mm (431,5 mil) à l'avant de la transition avec la broche centrale du connecteur. Ce plan était donc situé sur la ligne micro-ruban à environ 40 % de la distance entre le début de la ligne et la première branche de la fente cruciforme. Les détails de la trousse TRL et de la structure de l'antenne sont fournis à la sous-section 5.2.2.1 (page 104).

Les figures 4.1 et 4.2 nous montrent respectivement l'adaptation d'entrée à la porte 1 et la porte 2 lorsque l'autre porte est terminée par une charge  $50 \Omega$ . Dans

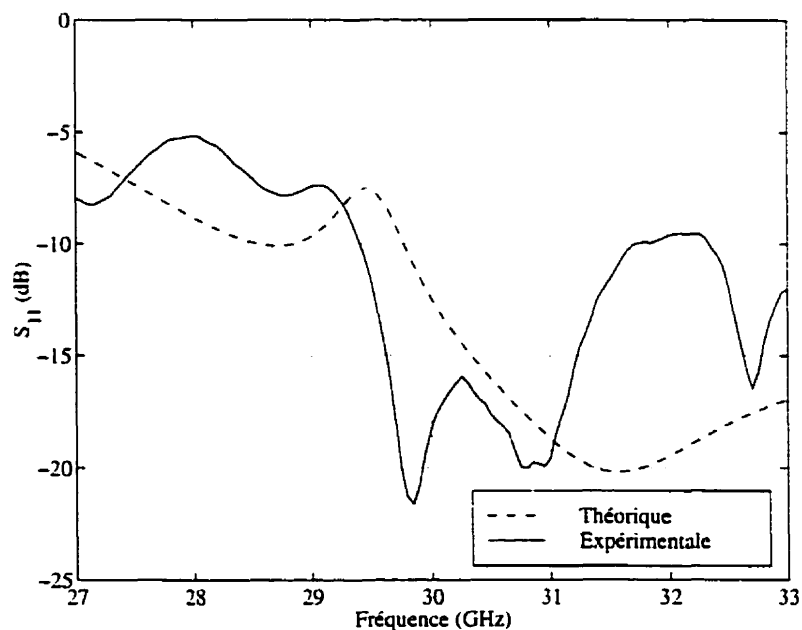


Figure 4.1: Adaptation d'entrée à la porte 1 en fonction de la fréquence. La porte 2 est terminée par une charge de  $50 \Omega$  (polarisation circulaire gauche).

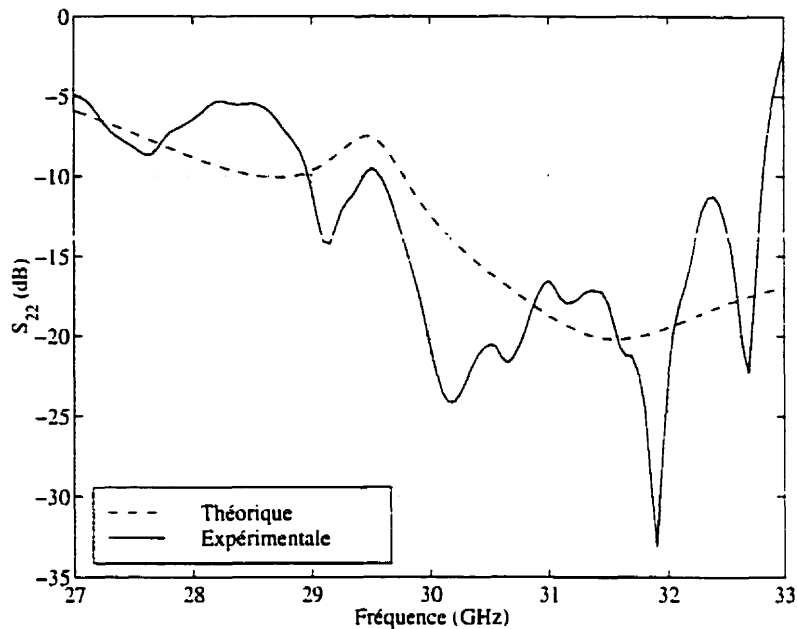


Figure 4.2: Adaptation d'entrée à la porte 2 en fonction de la fréquence. La porte 1 est terminée par une charge de  $50 \Omega$  (polarisation circulaire droite).

les deux cas, les courbes théoriques et expérimentales sont loin d'être semblables. Les résultats obtenus en pratique possèdent de nombreuses oscillations qui ne sont pas présentes sur la courbe théorique. Sur cette dernière, on remarque que le coefficient de réflexion minimal est situé à 31,5 GHz. Nous avons conçu l'antenne à 30,9 GHz pour tenir compte du décalage en fréquence d'environ 3 % observé lors des conceptions à 10 GHz. La valeur de ce décalage est approximative et nous avons accordé peu d'importance au fait que le  $S_{11}$  minimal soit à 31,5 GHz plutôt qu'à 30,9 GHz.

En observant les courbes expérimentales, on voit que le creux centré à 31,5 GHz sur la courbe théorique s'est bel et bien déplacé à plus basse fréquence et qu'il est presque centré à 30 GHz sur les courbes obtenues en pratique (effet plus évident sur la figure 4.1). La largeur de bande de la courbe expérimentale du paramètre  $S_{11}$

est de 11,54 % (fréquence centrale de 31,2 GHz) tandis que celle du paramètre  $S_{22}$  est de 12,3 % (fréquence centrale de 30,9 GHz). La largeur de bande est déterminée avec le critère  $TOS < 2$  et la fréquence centrale est localisée au milieu de l'intervalle défini par ce critère.

Les pertes d'insertion de l'antenne sont présentées à la figure 4.3. Dans ce cas-

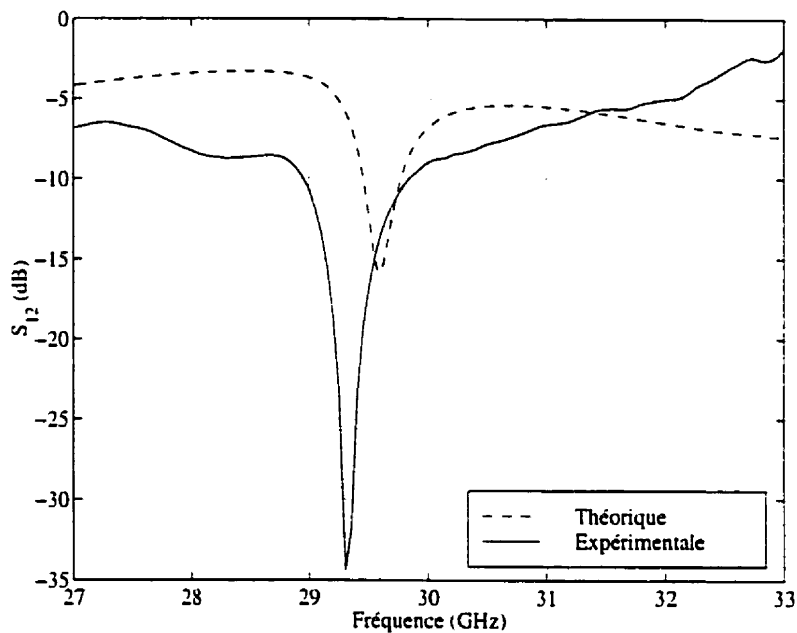


Figure 4.3: Pertes d'insertion en fonction de la fréquence

ci, les courbes théorique et expérimentale sont beaucoup plus similaires. Le creux de la résonance sur la courbe théorique est situé à 29,6 GHz tandis que le creux obtenu en pratique est localisé 29,3 GHz, soit un décalage en fréquence vers le bas de 1 % (plus faible que prévu). Les pertes d'insertion obtenues expérimentalement sont plus élevées sur une bonne partie de la bande de fréquences observée. Nous avons seulement présenté le paramètre  $S_{12}$  puisque la courbe de  $S_{21}$  est identique en théorie et très similaire en pratique.

Les trois dernières figures présentées nous fournissent dans résultats expérimen-

taux assez décevants. La cause de cette performance provient fort probablement de la répétabilité des connexions de la trousse TRL qui est une condition essentielle au bon fonctionnement de ce type de calibration [9]. D'après nous, deux choses ne sont pas répétables dans la trousse utilisée.

La première est le contact entre la broche centrale des connecteurs et la ligne micro-ruban. Pour s'assurer d'un maximum de répétabilité, nous avons utilisé un microscope pour aligner les broches avec la ligne. De plus, nous n'avons pas utilisé de soudure (les broches sont seulement déposées sur la ligne). Nous avons également vérifié qu'il y avait bel et bien un contact DC entre les deux. Ces efforts n'ont pas semblé être suffisants pour garantir des contacts identiques. Une des raisons de cette non répétabilité est sûrement le diamètre de la broche centrale (0,3 mm) par rapport à la largeur de la ligne micro-ruban (0,25 mm). Le diamètre aurait dû être plus petit que la ligne, mais la broche utilisée était la plus petite disponible sur le marché. Un diamètre plus petit l'aurait probablement rendu mécaniquement fragile et c'est pourquoi il n'existe pas de broches de plus petite dimension.

La deuxième raison qui explique la non répétabilité est le contact coaxial entre les connecteurs du circuit et celui des câbles de l'analyseur de réseaux. Nous avons observé cette mauvaise répétabilité en effectuant la calibration TRL de l'analyseur (HP8510C). Lors de cette calibration, nous mesurons le *thru*, les deux *reflects* et, finalement, le *line*. Après avoir calibré, le standard *line* demeure toujours branché aux deux portes de l'analyseur. Dans ces conditions, nous avons mesuré les paramètres S du *line* : le  $S_{11}$  et le  $S_{22}$  étaient généralement autour de -50 dB tandis que les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{12}$  se situaient autour de -0,2 dB. Lorsqu'on débranchait et rebranchait le *line*, la valeur de  $S_{21}$  et  $S_{12}$  demeuraient à peu près la même, sauf que le  $S_{11}$  et  $S_{22}$  passaient autour de -30 dB et même parfois autour de -20 dB. Les contacts coaxiaux ne sont donc pas identiques d'une fois à l'autre malgré que nous

avons utilisé une clé dynamométrique (*torque wrench*) pour effectuer tous les branchements.

Il n'est donc pas étonnant d'obtenir les résultats présentés aux figures 4.1 à 4.3. La répétabilité des contacts est une condition essentielle au bon fonctionnement de la calibration TRL et il est évident que cette répétabilité peut difficilement être atteinte à l'aide de connecteurs coaxiaux.

#### 4.2.1.2 Résultats obtenus à la station de mesures sous pointes

L'échec relatif des mesures avec les connecteurs coaxiaux nous a forcé à utiliser un autre moyen de contact avec la ligne micro-ruban alimentant la fente de l'antenne. Le centre de recherche Poly-Grames possède une station de mesures sous pointes (modèle Summit 9000, fabriquée par Cascade Microtech). Cette station possède deux sondes qui ont chacune 3 pointes. Celles-ci permettent de mesurer des circuits avec des lignes coplanaires. Pour utiliser cet instrument de mesures, nous devons faire une transition entre une ligne coplaire et une ligne micro-ruban puisque cette dernière alimente l'antenne. De plus, le circuit doit permettre à l'antenne de rayonner librement. Autrement dit, l'armature de la station ne doit pas interagir avec le rayonnement de l'antenne.

Les croquis des masques du circuit mis de l'avant sont montrés à la figure 4.4. Ces masques sont utilisés sur chaque côté du substrat de céramique (MHMIC). On voit que la ligne coplaire et la fente sont situés du même côté, ce qui permet un rayonnement libre vers le haut (vers le bas se trouve la base de métal de la station sous pointes). Pour mesurer les paramètres S de l'antenne, on vient placer les pointes de la station sur les lignes coplanaires situées de chaque côté. Les pointes sont localisées à 2,54 cm de la fente et ne devraient donc pas influencer significati-

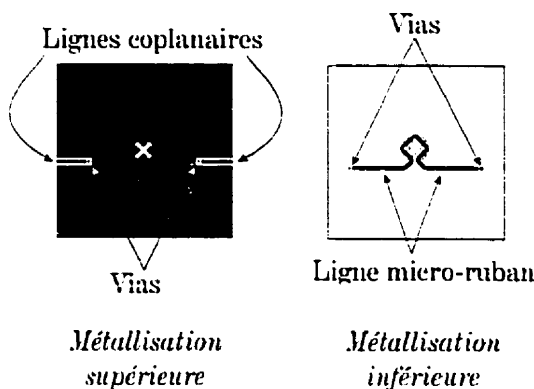


Figure 4.4: Croquis des masques du substrat de céramique (MHMIC) pour la station de mesures sous pointes (pas à l'échelle).

vement le rayonnement. Sur le premier prototype, nous avons relié le conducteur central de la ligne coplanaire à la ligne micro-ruban à l'aide de vias. Pour éviter cette transition ainsi que les autres, une calibration TRL est encore nécessaire. Les autres transitions sont situées entre le câble coaxial de l'analyseur et la sonde ainsi qu'entre les pointes et la ligne coplanaire. Tel que nous allons l'expliquer au chapitre 5, la façon de fabriquer les vias est loin d'être répétable, ce qui fait en sorte que la trousse TRL que nous avons fabriquée ne fonctionne absolument pas. Les détails de fabrication des trousse TRL pour la station sous pointes et du circuit d'antenne sont fournis à la sous-section 5.2.2.3 (page 109).

Nous avons donc refait un circuit (et une trousse TRL) en éliminant les vias et en utilisant le couplage existant entre la ligne coplanaire et micro-ruban. Cette dernière a été élargie à ses extrémités pour assurer un meilleur couplage entre les deux types de lignes. Sans les vias, la répétabilité de la trousse TRL s'est grandement améliorée. Malgré cette amélioration, la trousse ne fonctionnait toujours pas. Par contre, elle fournissait des résultats beaucoup plus cohérents que la trousse avec vias. Après avoir effectué la calibration TRL, c'est-à-dire après avoir mesuré le *thru*, *reflect* et *line*, les pointes de la station demeuraient sur le *line* et nous obtenions les

paramètres S de ce standard. Idéalement, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  devraient être très faibles ( $< -50$  dB) et les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$  devraient être très près de zéro. La trousse avec via fournissait quatre paramètres S dont les courbes en fonction de la fréquence ressemblaient à du bruit. Dans le cas sans via, les paramètres de transmission ( $S_{12}$  et  $S_{21}$ ) étaient autour de  $+1$  dB tandis que les paramètres de réflexion ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) étaient situés autour de  $-40$  dB. Ces données démontrent que la trousse ne fonctionne tout simplement pas.

Cette contre-performance de la trousse sans via est difficile à expliquer. Elle peut provenir en partie de la mauvaise répétabilité des pointes. Cette affirmation semble un peu aberrante puisque la station sous pointes est supposée être un instrument de haute précision et la faible dimension des pointes permet théoriquement de prendre des mesures à très hautes fréquences. Pourtant, nous avons observé que la levée et la descente des pointes faisaient varier les paramètres S de réflexion de près de  $10$  dB (les paramètres de transmission étaient stables). La valeur de  $-40$  dB décrite ci-haut pouvait passer à  $-30$  dB pour une certaine bande de fréquences lorsqu'on effectuait un simple repositionnement des sondes.

On peut également blâmer le support de Téflon sur lequel reposait le circuit. Ce support servait à éloigner le circuit de la base de métal de la station sous pointes. Malgré la faible constante diélectrique de cette pièce ( $\epsilon_r \simeq 2$ ) par rapport à celle du substrat de céramique ( $\epsilon_r = 9,9$ ), elle vient influencer légèrement la permittivité effective des lignes micro-rubans de la trousse. Cette permittivité est importante puisqu'elle entre dans la définition du délai du standard *line* [12]. À l'aide de Momentum, nous avons calculé que le Téflon faisait varier de  $5\%$  la permittivité effective de la ligne, ce qui entraîne une erreur de  $0,2$  pico-seconde sur le délai du *line*. Cette valeur représente  $2,4\%$  de la longueur d'onde guidée et elle ne devrait donc pas avoir une grande influence.

La contre-performance peut aussi provenir de l'imprécision de l'alignement des masques. Pour vérifier cet alignement, nous avons placé le circuit devant une lampe de grande puissance et la faible épaisseur du substrat nous a permis de voir la lumière passer au travers. À l'oeil nu, cet alignement semblait adéquat. Par contre, on ne peut voir cette lumière lorsqu'on regarde le circuit au microscope. La vérification à l'oeil nu ne permet donc pas de déterminer avec précision la qualité de l'alignement. Il serait important de le vérifier correctement puisque, tel que discuté au chapitre 5, la technique d'alignement des masques d'un circuit double faces n'est pas très précise.

Pour tenter de remédier au problème de répétabilité, nous avons utilisé une trousse de calibration commerciale (modèle CS-5, fabriquée par GGB Industries) qui permet de placer le plan de référence sur le bout des pointes. Cette calibration était de type SOLT, c'est-à-dire qu'elle mesure des standards *Short*, *Open*, *Load* et *Thru* situés sur le substrat de calibration. Cette technique de calibration fournit d'excellents résultats. Par exemple, lorsqu'on mesure le standard de transmission de la trousse après avoir calibré, le niveau du  $S_{11}$  et  $S_{22}$  est autour de -60 dB tandis que celui du  $S_{12}$  et  $S_{21}$  est très près de 0 dB.

Cependant, la trousse de calibration SOLT ne permet pas d'enlever l'effet de la transition entre la ligne coplanaire et micro-ruban. Pour y arriver, nous avons mesuré le *thru* de notre trousse TRL ainsi que le circuit global (figure 4.4). Les résultats expérimentaux du *thru* obtenus avec la calibration SOLT sont très similaires aux résultats théoriques de Momentum tel que montré à la figure 4.5. Nous n'avons pas inclus les paramètres  $S_{22}$  et  $S_{21}$  sur cette figure puisqu'ils étaient presque identiques à ceux présentés. La courbe expérimentale de  $S_{22}$  était par contre légèrement plus basse (1,5 dB) que celle de  $S_{11}$ .

Le diagramme-bloc du circuit global est montré à la figure 4.6. On peut y



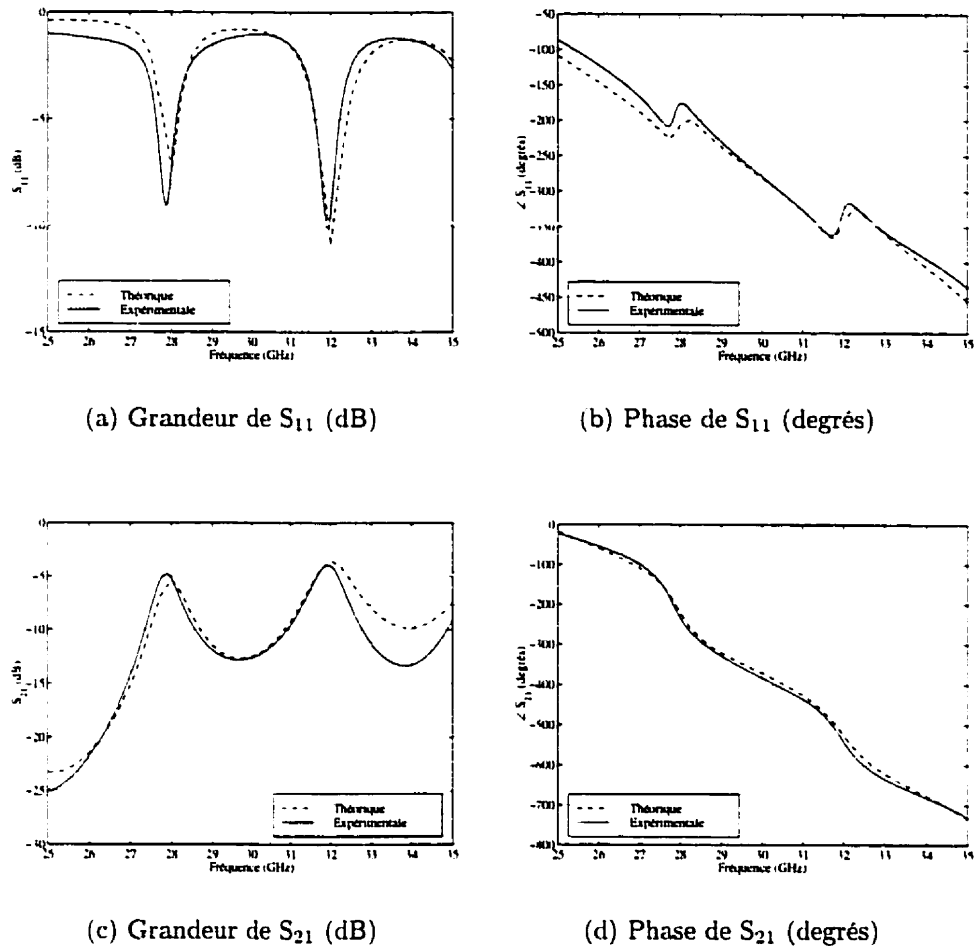


Figure 4.5: Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (théoriques et expérimentaux) du circuit *thru*.

voir la mise en cascade de trois réseaux de paramètres de transmission T. Ces derniers s'obtiennent facilement à partir des paramètres S. Le circuit global est constitué du circuit d'antenne (inconnue) et de deux demi-*thrus*. Chacun de ces derniers est composé d'une ligne coplanaire et de la moitié de la ligne micro-ruban (voir figure 5.8, page 110 et figure 5.9, page 111). Puisque les résultats obtenus avec Momentum concordent très bien avec ceux obtenus en pratique (pour un *thru* complet), il est logique de penser que Momentum nous fournira précisément les paramètres S d'un demi-*thru*.

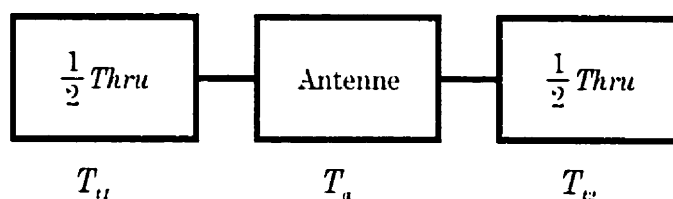


Figure 4.6: Diagramme-bloc du circuit global constitué d'une cascade de trois réseaux avec leur paramètre  $T$  respectif.

Puisque nous obtenons ainsi les paramètres  $T$  d'un demi-*thru* ( $T_{t1}$  et  $T_{t2}$ ) et que nous avons mesuré les paramètres  $T$  du circuit global ( $T_G$ ), on peut facilement obtenir la matrice  $T$  du circuit d'antenne ( $T_a$ ). La procédure de retrait des deux boîtes d'erreurs (les deux demi-*thrus*) s'appelle épluchage (*de-embedding*). Puisque la matrice globale du réseau est donnée par :

$$T_G = T_{t1} \cdot T_a \cdot T_{t2} \quad (4.1)$$

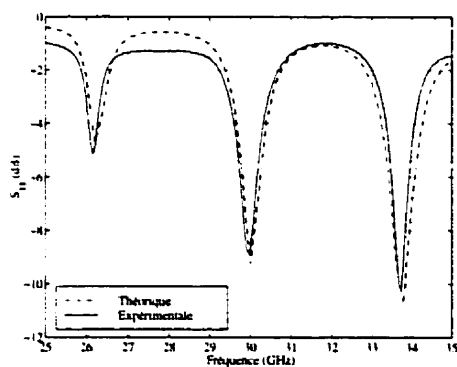
La matrice du circuit d'antenne est simplement :

$$T_a = T_{t1}^{-1} \cdot T_G \cdot T_{t2}^{-1} \quad (4.2)$$

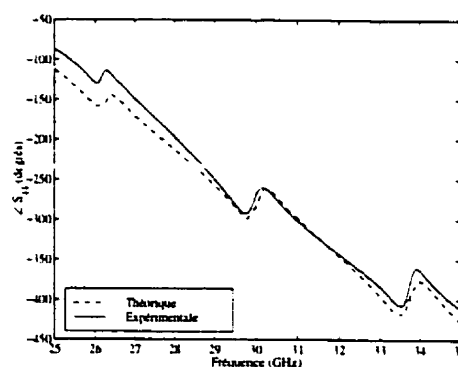
Malheureusement, la procédure d'épluchage n'a pas donné les résultats escomptés. Les courbes obtenues par cette méthode diffèrent considérablement des courbes théoriques. De nombreux facteurs peuvent expliquer cet échec. La contre-performance de la trousse TRL nous a fait mettre en doute l'alignement des masques et la répétabilité du contact des pointes. Ces deux phénomènes peuvent expliquer les résultats obtenus.

Mentionnons que, en plus de l'accord entre les résultats théoriques et pratiques du circuit *thru*, il y a également une très bonne concordance avec les mesures du circuit *reflect* et *line* obtenues à l'aide de la calibration SOLT. Ces résultats sont

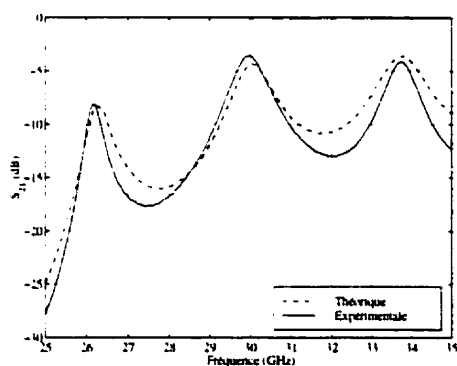
présentés aux figures 4.7 et 4.8.



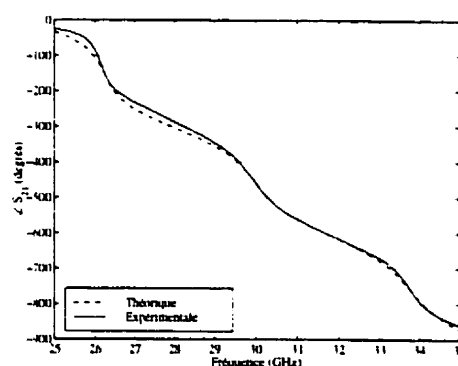
(a) Grandeur de  $S_{11}$  (dB)



(b) Phase de  $S_{11}$  (degrés)



(c) Grandeur de  $S_{21}$  (dB)



(d) Phase de  $S_{21}$  (degrés)

Figure 4.7: Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (théoriques et expérimentaux) du circuit *line*.

Dans le premier cas, seulement deux des quatre paramètres  $S$  ont été tracés puisque  $S_{21}$  et  $S_{12}$  étaient identiques et que la courbe de  $S_{22}$  différait de celle de  $S_{11}$  seulement au niveau de la profondeur de la résonance à 30 GHz qui était 10 dB plus profonde que celle présentée.

Les figures 4.5, 4.7 et 4.8 nous indentiquent que chacun des trois étalons de

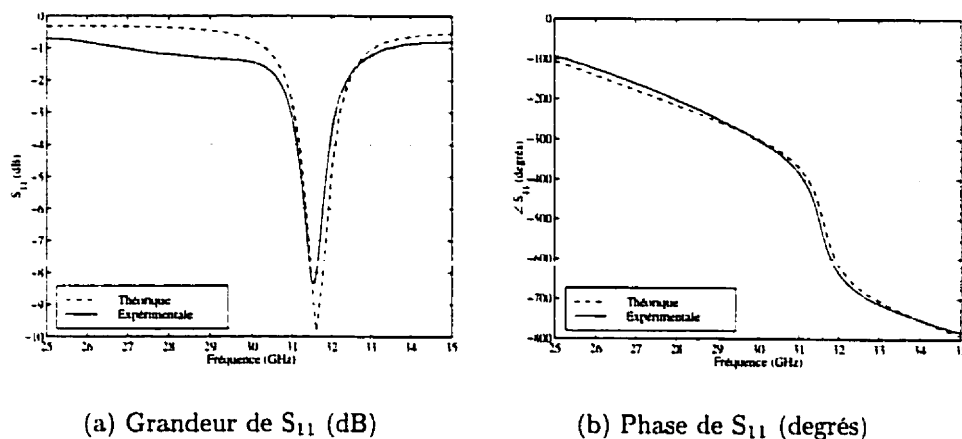


Figure 4.8: Paramètre  $S_{11}$  (théoriques et expérimentaux) du circuit *reflect*.

la trousse TRL semble fonctionner correctement puisqu'il y a un très bon accord entre les résultats théoriques et expérimentaux. Le mauvais fonctionnement de la calibration TRL et l'échec de la procédure d'épluchage ne semble pas provenir de la mauvaise transition entre la ligne coplanaire et micro-ruban. La figure 4.9 nous montre les paramètres  $S$  théoriques d'un demi-*thru* obtenus à l'aide de Momentum. Ce sont ces paramètres qui ont été utilisés dans la procédure d'épluchage décrite précédemment. On voit que les pertes d'insertion sont de 4,6 dB, que l'adaptation d'entrée à la porte 1 (côté de la ligne coplanaire) est de -2,4 dB et que celle de la porte 2 (côté de la ligne micro-ruban) est de -3,5 dB. Ces caractéristiques ne sont pas tout à fait idéales, mais elles demeurent relativement bonnes et ne peuvent expliquer le mauvais fonctionnement de la calibration et de la procédure d'épluchage.

Avant de conclure que le circuit d'antenne ne fonctionne pas ou de jeter le blâme sur autres choses, nous avons appliqué la procédure d'épluchage sur un circuit dont on était assuré du fonctionnement : le circuit du *line*. La figure 4.7 a montré qu'il y avait une bonne concordance entre les résultats théoriques et expérimentaux. Le fait d'appliquer l'épluchage au *line* nous prouvera également que l'erreur ne provient

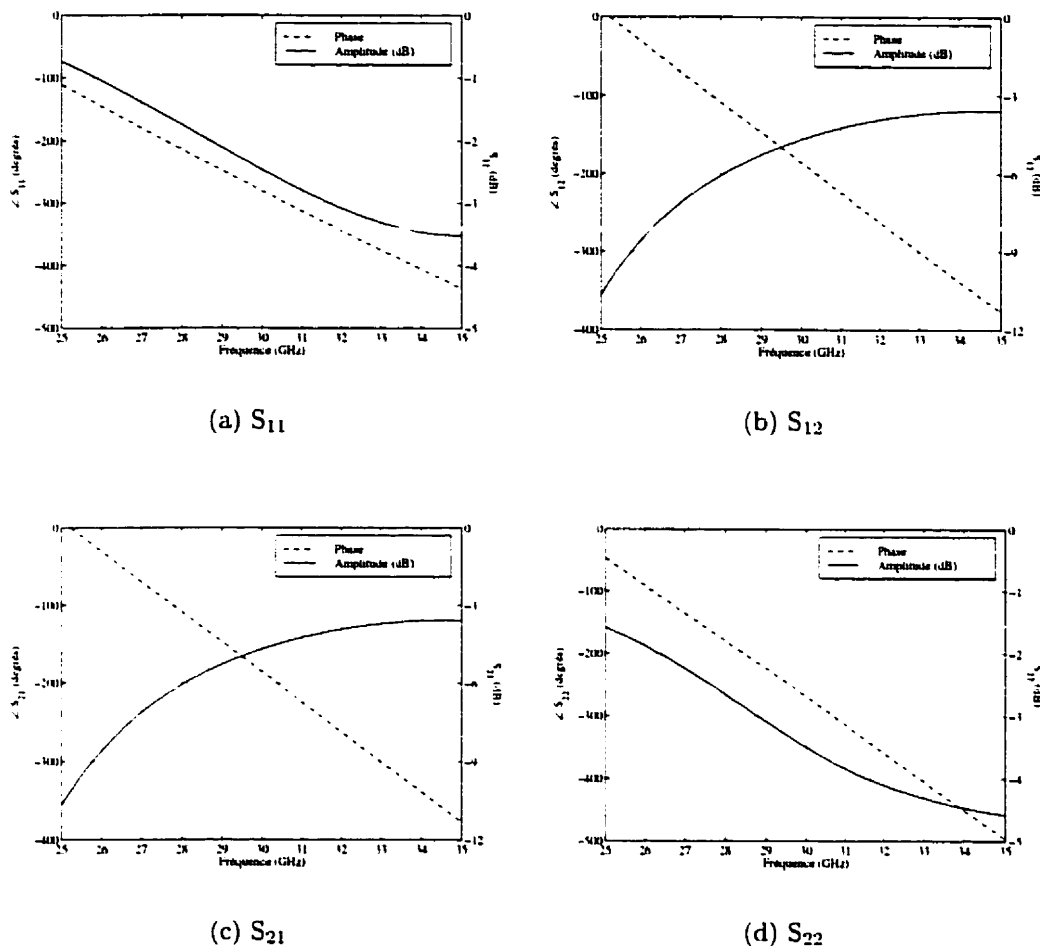


Figure 4.9: Paramètres S théoriques du demi-*thru*. La porte 1 correspond à la ligne coplanaire et la porte 2 à la ligne micro-ruban.

pas de la procédure elle-même puisqu'il n'y a cette fois-ci aucune inconnue. La matrice  $T_G$  de l'équation 4.1 est celle du *line* et la matrice  $T_A$  est celle d'un bout de ligne  $\lambda_g/4$  d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  ( $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée de la ligne micro-ruban). Tel qu'expliqué au chapitre 5, la différence entre un *thru* et un *line* est justement ce petit bout de ligne  $\lambda_g/4$ .

Nous avons tout d'abord appliqué la procédure d'épluchage sur des résultats entièrement théoriques, c'est-à-dire les paramètres S du demi-*thru* de la figure 4.9

et les paramètres  $S$  théoriques du *line* de la figure 4.7. Après épiluchage, on doit mesurer les caractéristiques du bout de ligne  $\lambda_g/4$ . Les résultats sont présentés par les courbes en trait plein de la figure 4.10. On observe que les pertes d'insertion sont

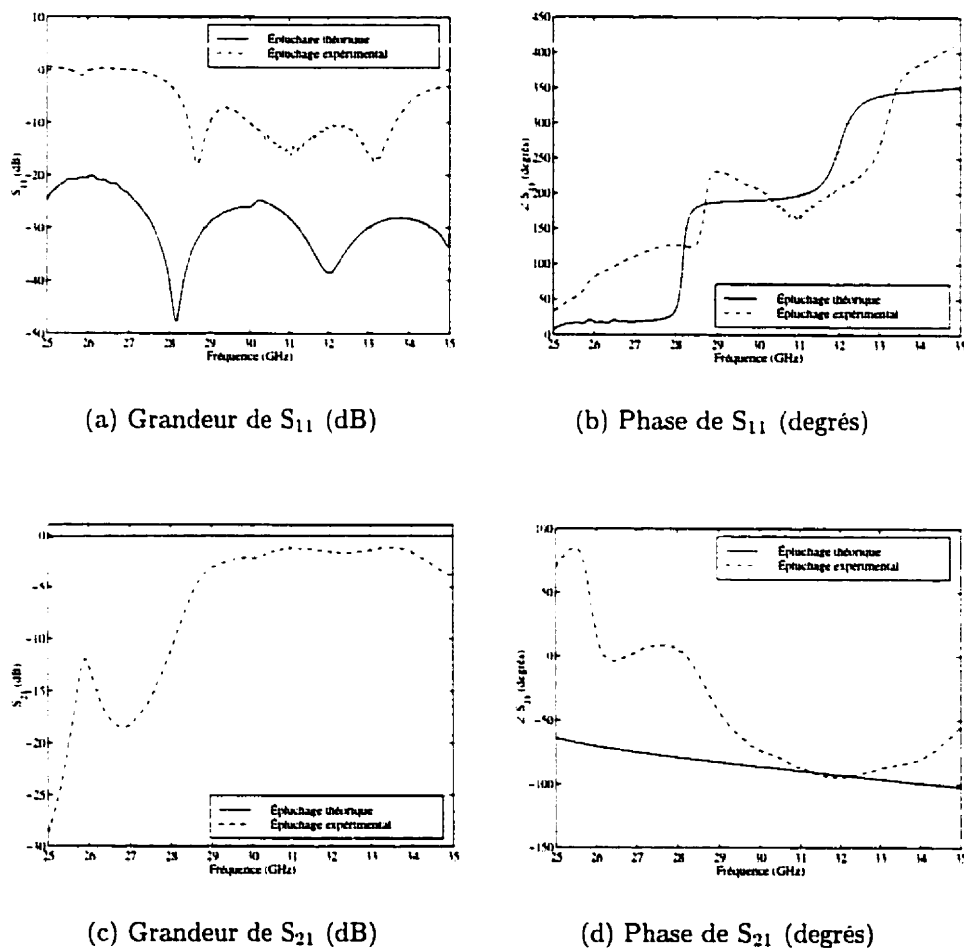


Figure 4.10: Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  après la procédure d'épiluchage appliquée au *line* à partir des données théoriques et expérimentales.

extrêmement faibles (grandeur de  $S_{21}$ ) et que la phase de  $S_{21}$  est linéaire, ce qui normal pour une ligne de transmission. On remarque également que la phase est bien de  $90^\circ$  ( $\lambda_g/4$ ) à la fréquence d'opération centrale de la trousse TRL (30 GHz). L'adaptation d'entrée fournit aussi des résultats auxquels on pouvait s'attendre

puisque la grandeur de  $S_{11}$  est inférieure à -20 dB sur toute la bande.

Nous avons par la suite appliqué la procédure d'épluchage sur les résultats expérimentaux du *line*. Nous avons pris les paramètres  $S$  du demi-*thru* de la figure 4.9 et les paramètres  $S$  expérimentaux du *line* de la figure 4.7. Les résultats obtenus sont tracés en pointillés sur la figure 4.10. Cette fois-ci, on est bien loin d'une phase linéaire pour  $S_{21}$ . Les pertes d'insertion sont très grandes entre 25 GHz et 29 GHz, mais se rapprochent de 0 dB par la suite. La courbe du module de  $S_{11}$  mesuré est similaire à la courbe théorique, sauf qu'elle est située environ 25 dB plus haut.

On obtient donc des courbes qui, dans certains cas, ont seulement l'allure de ce qu'elles devraient être en réalité. La procédure d'épluchage ne fonctionne donc pas avec les résultats expérimentaux du *line* qui semblaient être valables. Cette procédure est valide puisque les résultats obtenus avec les données théoriques du *line* sont exacts. Les résultats expérimentaux du *thru* et *line* nous semblaient fonctionner puisque les courbes des figures 4.5 et 4.7 étaient très similaires. Elles étaient très similaires, *mais elles n'étaient pas identiques*. On doit donc conclure que les petites différences provoquent de grandes erreurs sur la procédure d'épluchage. La propagation de ces petites erreurs serait donc aussi responsable du mauvais fonctionnement de la calibration TRL. Cette dernière utilise cinq transitions coplanaires à micro-rubans (voir figure 5.9, page 111) plutôt que quatre sur la procédure d'épluchage (deux sur le *thru* et deux sur le *line*), ce qui veut dire que la probabilité d'erreur est encore plus grande.

La technique de mesures et de fabrication doit donc être sérieusement remise en cause. La précision des circuits fabriqués pour la station sous pointes est de l'ordre de 25  $\mu\text{m}$  et n'est peut-être pas la cause du problème. Tel que discuté précédemment, l'alignement des masques est la source d'erreur la plus probable. La station sous pointe pourrait également être mentionnée, mais il nous apparaît

improbable que cet appareil de précision cause un tel tort (comme mentionné plus haut, nous avons quand même observé une non répétabilité de 10 dB en soulevant et en redéposant les pointes). L'étude à hautes fréquences de calibration TRL munie de transitions coplanaires à micro-rubans n'étant pas le sujet de ce projet et il faudrait s'y attarder plus longtemps afin trouver les causes exactes du problème.

#### 4.2.2 Polarisation circulaire

Un montage similaire à celui utilisé à 10 GHz nous a permis de déterminer la qualité de la polarisation circulaire émise par l'antenne fabriquée. La description et les détails de ce montage sont fournis au chapitre 5. Notons que les résultats présentés dans cette sous-section ont été obtenus à partir de la structure présentée à la figure 5.7 (page 108).

La figure 4.11 nous montre les courbes théoriques et expérimentales du rapport axial en fonction de la fréquence pour la polarisation circulaire droite. Autour de 30,6 GHz, les deux courbes fournissent un rapport axial minimal presque égal, soit 0,54 dB. Cette valeur correspond à une isolation de 30 dB entre la polarisation circulaire gauche et droite lorsque l'antenne est utilisée en réception. La relation entre le rapport axial et l'isolation est décrite au chapitre 5 (page 117). Au niveau de la largeur de bande, la courbe expérimentale est loin d'offrir la même qualité : seulement 2,3 % en utilisant le critère  $RA < 3$  dB. Ce pourcentage est obtenu avec une fréquence centrale de 30,44 GHz qui correspond au milieu de l'intervalle défini par le critère ci-dessus. La différence entre la largeur de bande théorique (plus de 10 %) et expérimentale est énorme (nous n'avons pu simuler la structure au-delà de 32 GHz puisque la quantité de mémoire devenait trop grande). On peut affirmer que, sans une grande largeur de bande inhérente à la topologie de l'antenne au niveau théorique, celle obtenue en pratique aurait probablement été presque nulle.



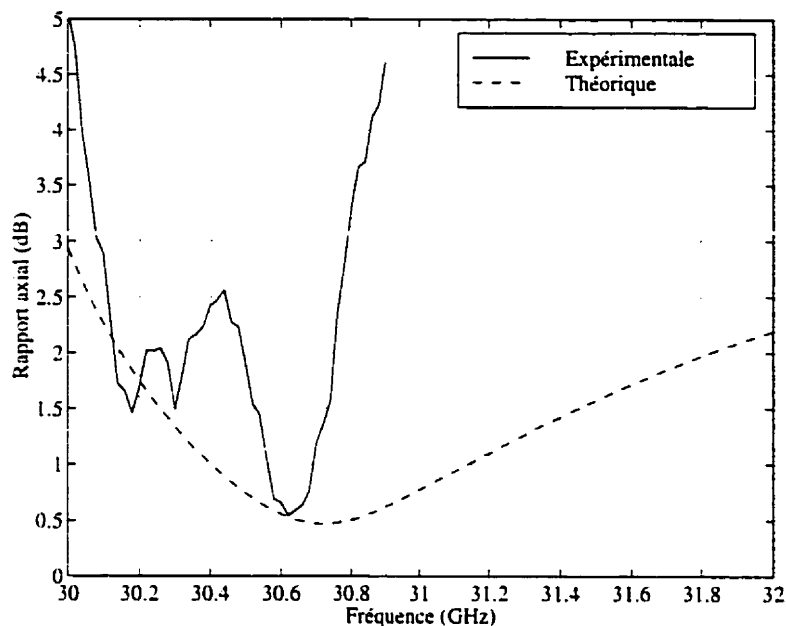


Figure 4.11: Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite.

Tout comme au chapitre 3, nous avons tracé le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan A. La figure 4.12 nous montre ce diagramme pour la fréquence où le rapport axial est minimal, c'est-à-dire 30,62 GHz. Le gain de l'antenne a été normalisé à 0 dB sur la figure. Contrairement à 10 GHz, nous avons pu déterminer expérimentalement le gain de l'antenne à  $0^\circ$  puisque nous possédons un cornet à gain standard (polarisation linéaire). La façon de calculer ce gain est décrite à la sous-section 5.4 (page 117). Sans une antenne à gain standard à polarisation circulaire, on doit additionner un facteur de correction au gain mesuré à l'aide du cornet. Ce facteur a été déterminé à partir du rapport axial à 30,62 GHz (0,524 dB) et de l'angle entre le grand axe de l'ellipse avec l'horizontale (angle  $\tau$  sur la figure 5.11, page 118). L'angle  $\tau$  mesuré était de  $105^\circ$  et le gain obtenu avec le cornet était de 3,5 dBi. En utilisant l'équation (5.14), on calcule les pertes associées à la désadaptation entre la polarisation de l'onde incidente et celle de l'antenne réceptrice. Ces

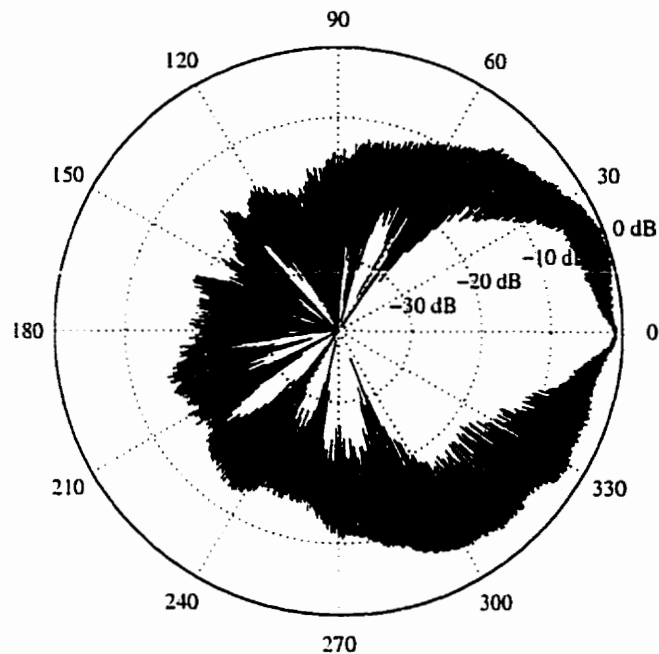


Figure 4.12: Diagramme de rayonnement (plan A) par dipôle rotatif à une fréquence de 30,62 GHz (polarisation circulaire droite).

pertes sont égales à 2,79 dB et le gain final vaut :  $3,5 \text{ dBi} + 2,79 \text{ dB} = 6,28 \text{ dBic}$ .

On remarque que la figure 4.12 n'est pas totalement symétrique par rapport l'axe horizontal ( $180^\circ-0^\circ$ ). Il est possible que cette asymétrie provienne du circuit (désalignement des masques), mais nous croyons qu'il est plus probable qu'elle provienne de la structure entourant l'antenne. Le choix des connecteurs nous a forcé à utiliser un cadre de laiton pour la supporter. Ce cadre influence grandement les mesures (rapport axial et diagramme de rayonnement). Nous avons placé de l'absorbant (C-RAM SFC-8 de Cuming Corporation) afin de minimiser son effet. Sans cet absorbant, les figures 4.11 et 4.12 auraient été bien différentes. Le rapport axial minimal aurait été de 2 dB (avec une largeur de bande 0,3 %) et les lobes arrière auraient été beaucoup plus importants. Nous avons également placé une plaque de cuivre à l'arrière du cadre pour observer son effet sur le rayonnement.

L'arrière de l'antenne était donc complètement enfermée à l'intérieur d'une cavité de métal. Cette dernière venait grandement influencer le diagramme de rayonnement et le rapport axial. Les lobes arrière n'étaient par contre pas éliminés pour autant. Cela signifie que le rayonnement de la fente n'est pas l'unique responsable des lobes arrière et que la contribution de la diffraction des ondes sur les bords est significative. Cet effet pourrait être réduit en formant un réseau d'antennes micro-rubans.

Les rapports axiaux de la polarisation circulaire gauche sont présentés à la figure 4.13. On remarque la présence de deux bandes situées en dessous de 3 dB. La première, centrée 29,4 GHz, possède une largeur de bande de 0,73 % tandis que

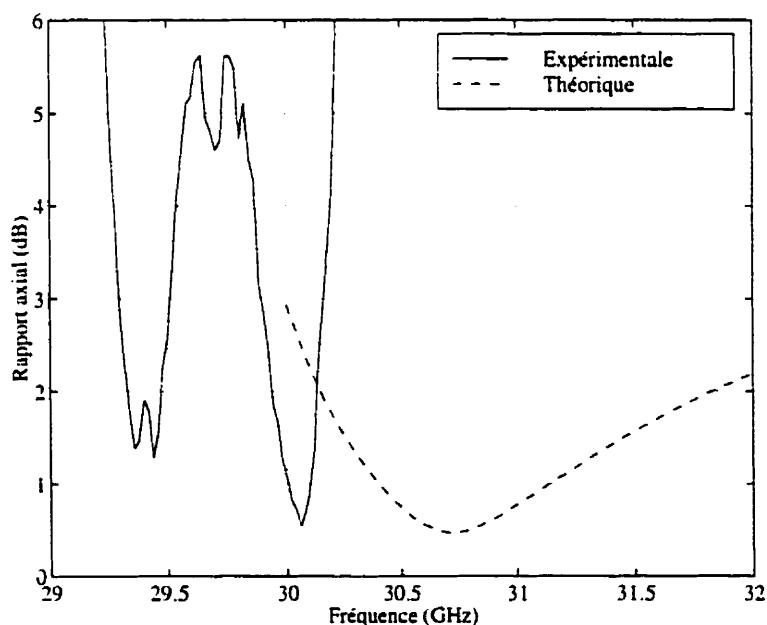


Figure 4.13: Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire gauche.

la largeur de la deuxième, centrée à 30,05 GHz, est de 0,91 %. Le rapport axial minimal de 0,54 dB obtenu en pratique est presque égale à la valeur théorique sauf qu'il est décalé en fréquence de 0,67 GHz vers le bas. Encore une fois, ces résultats

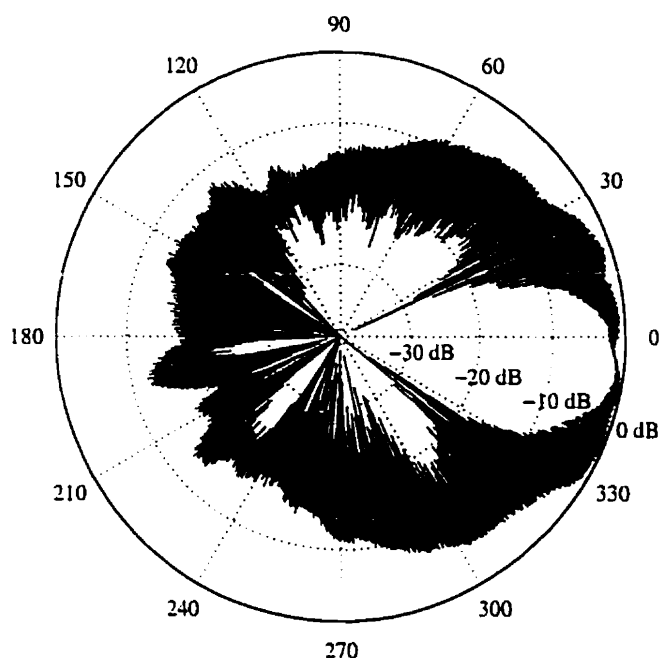


Figure 4.14: Diagramme de rayonnement (plan B) par dipôle rotatif à une fréquence de 30,05 GHz (polarisation circulaire gauche).

ont été obtenus en plaçant de l'absorbant dans le cadre supportant l'antenne.

Le diagramme de rayonnement à 30,05 GHz (rapport axial minimal) est tracé à la figure 4.14. La forme du lobe principal est légèrement plus symétrique que celui obtenu pour la polarisation circulaire droite. À 30,05 GHz, nous avons mesuré le gain à  $0^\circ$  à l'aide du cornet à gain standard. La valeur obtenue est de 3,9 dBi. Les valeurs expérimentales  $RA = 0,54$  dB et  $\tau = 20^\circ$  nous ont permis de calculer le facteur de pertes (éq. (5.14)) dues à la désadaptation entre la polarisation de l'onde incidente et celle de l'antenne à gain standard : 3,22 dB. Le gain réel est donc de 7,12 dBic.

Les résultats de polarisation circulaire présentés dans cette sous-section démontrent qu'il reste encore du travail à faire avant d'obtenir des résultats compa-

rables à ceux de 10 GHz. De nombreux aspects doivent être modifiés pour y arriver. L'alignement des masques est l'un de ceux-ci. Tel qu'expliqué au chapitre 5, les deux côtés du substrat de céramique sont réalisés à partir de deux masques. On vient insérer le substrat entre ces masques après les avoir alignés et collés avec du ruban adhésif. Cette façon de faire semble offrir une précision suffisante à 10 GHz, mais elle ne semble pas garantir un alignement adéquat pour une fréquence d'opération de 30 GHz. Une nouvelle technique plus précise devrait être mise sur pied pour obtenir un meilleur alignement à plus hautes fréquences.

Un problème beaucoup plus important est celui des connecteurs reliant les câbles d'alimentation coaxiaux à la ligne micro-ruban. Une structure de métal est requise pour supporter ces connecteurs et elle influence significativement le rayonnement de l'antenne. De nouveaux connecteurs et/ou une nouvelle structure devraient être utilisés pour éliminer ces effets. On doit garder à l'esprit que le type de connexion doit être facilement utilisable en chambre anéchoïde. L'utilisation de montures (comme la monture Wiltron, modèle 3680V, du centre de recherche Poly-Grames) est souvent inutilisable à cause de leur poids élevé et de leurs parois métalliques.

La structure et les connecteurs que nous avons utilisés rendent également critique la transition entre la ligne micro-ruban et les câbles coaxiaux. Cette situation rend l'utilisation de la charge  $50 \Omega$  (au port non excité) presque inutile puisqu'une bonne partie de la puissance qui demeure sur la ligne micro-ruban après de passage de la fente est réfléchiée par la transition au lieu d'être transmise à la charge  $50 \Omega$ . Pour vérifier cette affirmation, nous avons fait des tests en alimentant une des portes de l'antenne et en laissant l'autre porte sans charge (circuit-ouvert). Le niveau de rapport axial mesuré sans charge était généralement entre 0,3 dB et 0,5 dB plus haut qu'avec la charge  $50 \Omega$ . Cette dernière ne joue donc pas un grand rôle. On doit également noter que la puissance sur la ligne micro-ruban après le

passage de la fente est assez significative si on regarde les courbes de la figure 4.3. Une perte d'insertion de près de 10 dB en pratique (30 GHz) signifie que 10 % de la puissance n'est pas couplée à la fente et devrait normalement se retrouver dans la charge. Puisque la transition avec les connecteurs est mauvaise, cette puissance sera en grande partie réfléchiée et contribuera à la contre-polarisation. Cette transition est très probablement responsable de la différence entre la largeur de bande théorique et pratique.

Cette allégation pourrait être vérifiée en fabriquant une antenne à un seul connecteur, c'est-à-dire en terminant la deuxième porte par une charge  $50 \Omega$  imprimée directement sur le substrat de céramique. On éliminerait ainsi l'effet indésirable du deuxième connecteur et on pourrait vérifier si la largeur de bande est aussi bonne qu'en théorie. Par contre, l'antenne pourrait alors émettre un seul des deux types de polarisation circulaire.

Pour obtenir une antenne à polarisation variable, l'utilisation d'un interrupteur absorbant ou de deux interrupteurs réfléchifs (dont une des deux portes de sortie est terminée par une charge  $50 \Omega$  imprimée sur le circuit) pourrait grandement contribuer à l'amélioration des performances. L'interrupteur absorbant requerrait un seul connecteur tandis que le système avec les interrupteurs réfléchifs en utiliserait deux. Ces derniers ne serviraient qu'à alimenter l'antenne et la puissance non couplée à la fente serait absorbée par les charges imprimées décrites ci-dessus.

Nous n'avons cependant pas trouvé sur le marché d'interrupteur absorbant fonctionnant à 30 GHz. Hewlett-Packard fabrique (pour un prix astronomique) ce type d'interrupteur, mais sa fréquence maximale est de 26,5 GHz (modèle HMMC-2027). Il existe par contre des interrupteurs réfléchifs large-bandes opérant à 30 GHz (par exemple, le modèle AP640R2-00 de Ai Alpha). Le système à deux interrupteurs réfléchifs aurait néanmoins été beaucoup plus complexe à fabriquer en plus d'oc-

cuper un plan grand espace sur le substrat de céramique. Cet aspect est critique puisque la taille maximale des substrats MHMIC disponibles au laboratoire est de 5,08 cm et que l'on doit laisser un maximum d'espace libre pour ne pas nuire au rayonnement de l'antenne micro-ruban.

Nous croyons que les résultats que nous avons obtenus ont utilisé au maximum les ressources disponibles au Centre Poly-Grames. La conception et la fabrication d'antenne à 30 GHz étant à ses débuts, l'équipement et les instruments en place ne sont pas entièrement adaptés aux fréquences plus élevées. Le développement de matériels plus sophistiqués, notamment une monture pour tester les antennes planaires en chambre anéchoïde, pourrait améliorer la situation actuelle et ainsi fournir de meilleurs résultats en pratique. L'existence de ce type de montures dans le domaine commercial reste par contre à vérifier.

## CHAPITRE 5

### TECHNIQUES DE FABRICATION ET DE MESURES

Une bonne partie de ce projet de maîtrise a été consacrée à la mise sur pied d'une méthode d'assemblage des antennes multicouches. La prise de mesures pour vérifier la qualité de la polarisation circulaire a également monopolisé de nombreuses heures de travail. Ces deux aspects pratiques sont souvent passés sous silence dans les nombreux ouvrages traitant du sujet. Puisqu'ils sont une partie intégrante de ce projet, nous avons jugé qu'il était important de les aborder.

L'aspect pratique est tout aussi important que la conception théorique. Par contre, le développement d'un savoir-faire est souvent beaucoup plus laborieux puisqu'on doit procéder par essais et erreurs jusqu'à ce que le résultat soit satisfaisant. Il peut être parfois difficile de trouver les ingrédients qui vont aboutir à une recette gagnante. C'est probablement la raison pour laquelle le côté pratique n'est souvent pas traité : les auteurs préfèrent garder pour eux-mêmes le secret de leur réussite.

Nous avons bien l'intention de fournir une partie importante des aspects qui sont entrés en ligne de compte dans la fabrication des antennes conçues. Cependant, nous ne pouvons donner tous les petits détails puisqu'il faudrait mettre sur pied des listes exhaustives décrivant les étapes à suivre pour mener à bien la fabrication d'une antenne multicouches. Nous allons quand même tenter de fournir, au moyen de descriptions et de dessins, les grandes lignes des procédés de fabrication et de mesures qui ont été utilisés pendant ce projet de recherche. Ces grandes lignes permettront aux lecteurs de reproduire les résultats expérimentaux obtenus.



## 5.1 Techniques de fabrication

### 5.1.1 Réalisation des circuits imprimés

Les circuits MIC et MHMIC utilisés dans la fabrication des antennes ont tous été réalisés au centre de recherche Poly-Grames de l'École Polytechnique. Nous allons décrire brièvement le procédé photolithographique utilisé pour réaliser les circuits imprimés. Il est important de bien comprendre ce procédé puisque la qualité du produit fini y est directement reliée.

Les substrats vendus sur le marché sont généralement faits de céramique ou de Téflon. On retrouve plusieurs types de substrats et de fabricants tels que Rogers, Polyflon et Taconic. Les substrats que nous avons utilisés avec la technologie MIC sont ceux avec une couche de métallisation de chaque côté du diélectrique. Cette couche de cuivre peut avoir différentes épaisseurs, mais nous avons eu recours à l'épaisseur généralement utilisée soit 0,018 mm (0,5 oz/pied<sup>2</sup> ou 0,7 mil). Le substrat de mousse utilisé avec l'antenne à fente cruciforme ne possédait pas ces couches de métallisation. Pour être en mesure d'appliquer le procédé photolithographique, nous avons dû imprimer l'antenne micro-ruban sur un substrat avec cuivre. Ce dernier (appelé substrat de support d'antenne) est par la suite collé sur la mousse.

En technologie MHMIC, les couches de métallisation sont appliquées au centre de recherche Poly-Grames. On achète un substrat de céramique sur lequel on applique une couche de titane qui sert à la fois de couche d'adhésion et de couche résistive. Une couche conductrice en or est par la suite appliquée par-dessus le titane. Lorsqu'un circuit requiert une résistance, cette dernière est créée en omettant d'appliquer la couche d'or à l'endroit désiré. Une fois les deux couches appliquées,

le circuit est soumis au même procédé photolithographique que dans le cas des substrats MIC.

Ce procédé est montré à la figure 5.1. On peut y voir le substrat avec ses deux couches de métallisation par-dessus lesquelles on vient appliquer de la photorésine et finalement les masques. Ces derniers ressemblent à des pellicules transparentes

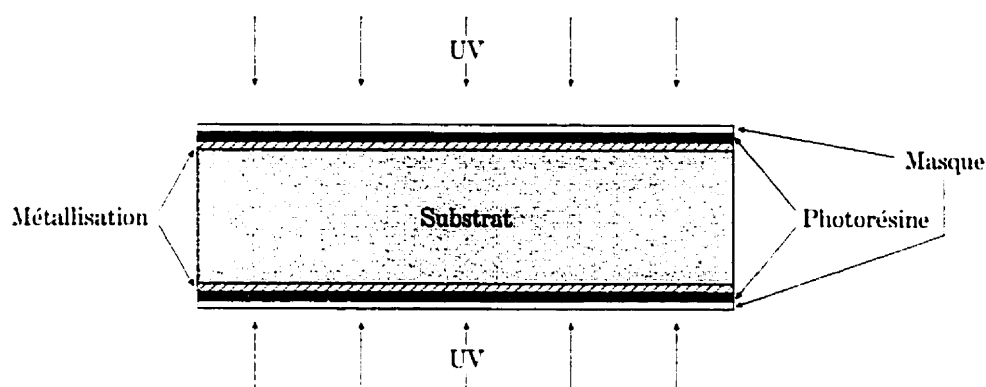


Figure 5.1: Procédé photolithographique

sur lesquelles sont imprimées les circuits à réaliser. Le tout est par la suite exposé aux rayons ultraviolets (UV). Après cette exposition, le circuit est placé dans un acide (chlorure ferrique,  $\text{Fe}_2\text{Cl}_3$ ) qui va attaquer et enlever le cuivre aux endroits exposés aux rayons UV (endroits non protégés par les traces du circuit sur les masques). Autrement dit, la photorésine non exposée aux rayons UV protège le cuivre de l'acide tandis que celle exposée perd cette propriété de protection.

L'alignement des masques est l'étape la plus critique du procédé. Sur le substrat du circuit d'alimentation (que nous avons appelé précédemment *substrat de la ligne* e.g. à la figure 3.9, page 52), on imprime la ligne micro-ruban sur la couche inférieure de cuivre et la fente sur la couche supérieure. On doit donc aligner le masque du dessus et du dessous. Pour ce faire, on place des lignes de coupe et des rondelles d'alignement sur chacun des masques tel que montrés à la figure 5.2. Les rondelles serviront également à aligner les étages supérieurs de l'antenne (voir

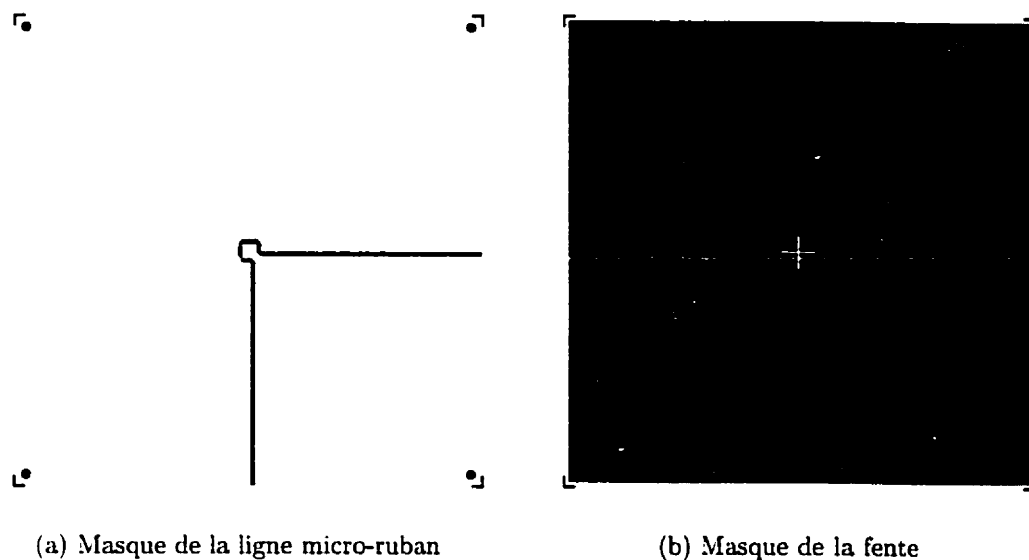


Figure 5.2: Exemple de masques

sous-section suivante). Une fois les masques alignés, on en colle deux côtés avec du ruban adhésif et on vient insérer le substrat (enduit de photorésine) entre eux. On doit essayer de coller les rubans adhésifs de façon similaire de chaque côté afin de réduire les erreurs d'alignement qui peuvent survenir lorsqu'on place le substrat entre les deux masques. Finalement, on expose le tout aux rayons ultraviolets pour ensuite le tremper dans l'acide. Mentionnons que la technique d'alignement des substrats est loin d'être très précise malgré que nous utilisons un microscope. Le fait d'insérer le substrat entre les deux masques vient bomber ces derniers, ce qui entraîne une erreur d'alignement. Cette erreur est critique surtout à 30 GHz. Cette technique d'alignement peut sembler approximative, mais c'est la seule disponible au laboratoire.

### 5.1.2 Assemblage et alignement des substrats

Nous venons de voir comment aligner les masques qui servent à imprimer la ligne micro-ruban ainsi que la fente sur le substrat du circuit d'alimentation. Une fois cette étape terminée, on doit réaliser l'antenne micro-ruban sur le substrat de support d'antenne. D'un côté du substrat, on met le masque de l'antenne micro-ruban et de l'autre on laisse le cuivre tel quel. Sans la protection de la photorésine, celui-ci sera complètement enlevé par l'acide. Notons que le masque du support d'antenne possède les mêmes lignes de coupe et les mêmes rondelles d'alignement que celui de la ligne micro-ruban (figure 5.2(a)). Ceci est nécessaire pour aligner la fente avec l'antenne imprimée tel que montrée à la figure 5.3. Des trous sont percés

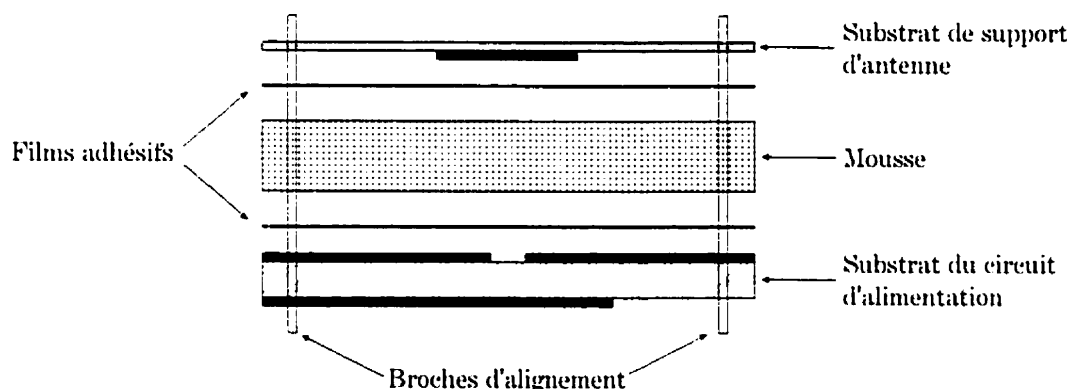


Figure 5.3: Alignement des substrats (l'épaisseur de la métallisation a été exagérée pour plus de clarté)

dans les rondelles d'alignement et on peut ainsi aligner le substrat de support d'antenne et celui de l'alimentation à l'aide de quatre broches. Entre les substrats, on insère la mousse et les films adhésifs qui maintiennent la structure ensemble. Ces films adhésifs sont fabriqués par la compagnie 3M. Ils sont vendus sous forme de ruban et possèdent l'avantage d'être autocollants des deux faces. Celui que nous avons utilisé, modèle 9671LE, possède une largeur de 10,16 cm (4 pouces) et une épaisseur de 0,05 mm (2 mil). Nous aurions pu utiliser le modèle 9770 qui

est équivalent. Des tests réalisés au laboratoire à l'aide de l'analyseur de réseaux (HP8510C) et d'une sonde diélectrique (HP85070B) ont révélé qu'à 10 GHz le 9671LE possède une permittivité de  $6,5 - j1,4$ . Nous n'avons pu obtenir de résultats à 30 GHz puisque la fréquence maximale de la sonde est de 26 GHz.

Le film adhésif utilisé est translucide, mais il n'est pas totalement uniforme. Lorsqu'on le colle sur un objet, de petites bulles d'air se forment à la surface. Ces bulles ont généralement un diamètre inférieur à un millimètre. Une fois collé, on peut chauffer le matériel afin d'uniformiser la surface du film adhésif. Des tests ont été effectués avec un substrat Duroid ( $\epsilon_r = 2,33$ ) d'épaisseur 0,254 mm (10 mil). Nous avons collé le film sur le Duroid et nous l'avons chauffé à 60°C pendant 3 heures. Après cette période, la taille des petites bulles d'air était réduite de façon très significative. Par contre, lorsque nous avons chauffé l'antenne avec fente cruciforme opérant à 10 GHz, ses caractéristiques (impédance d'entrée, etc.) sont restées presque les mêmes avant et après le chauffage. Le fait de presser les films adhésifs entre deux substrats contribue à éliminer les petites bulles et c'est probablement pour cette raison que le chauffage a peu d'effet dans ce cas.

À la figure 5.3, on remarque que l'antenne micro-ruban est mise directement sur la mousse (le film adhésif est entre les deux). De cette façon, on s'approche du cas où l'antenne serait imprimée directement sur la mousse sans substrat de support. Ce dernier doit donc être le plus mince possible afin de s'approcher de ce cas idéal. Le fait de mettre l'antenne micro-ruban « à l'envers » protège également cette dernière des attaques extérieures.

## 5.2 Configuration des antennes et mesure de l'impédance d'entrée

La figure 5.3 montre la façon générale d'assembler une antenne couplée par fente. Elle ne tient pas compte d'un facteur important : les connecteurs. Ces derniers sont en grande partie responsables de l'aspect final de la structure. Nous allons donc maintenant présenter la forme exacte des antennes fabriquées. Nous allons également discuter des méthodes utilisées pour mesurer leur impédance d'entrée.

### 5.2.1 Antenne fonctionnant à 10 GHz

Pour l'antenne opérant à 10 GHz, nous avons choisi un type de connexion se fixant directement sur le substrat d'alimentation tel que montré à la figure 5.4.

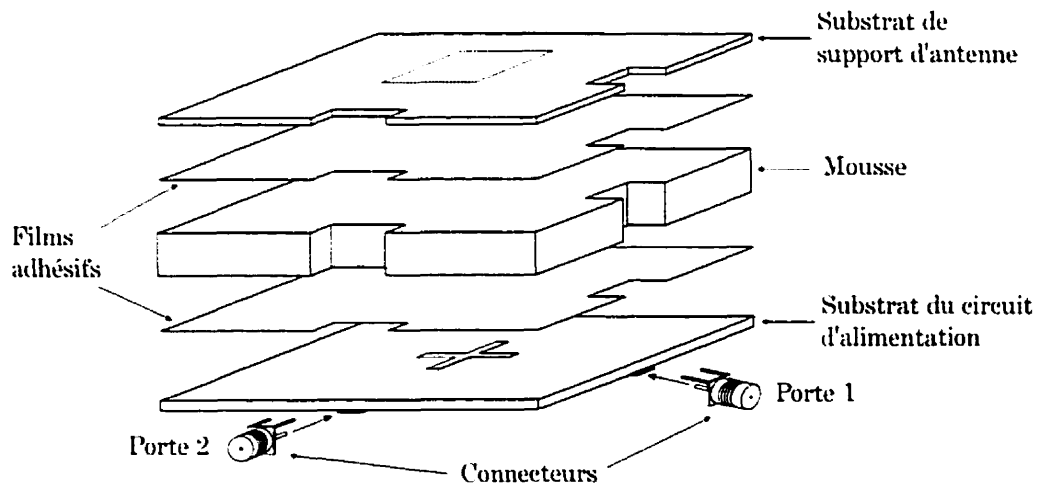


Figure 5.4: Croquis de l'antenne à 10 GHz (pas à l'échelle)

Ce sont des connecteurs SMA de type *straight jack* fabriqués par Huber & Suhner (modèle 82 SMA-50-0-41). Pour être en mesure de d'accéder aux connecteurs, on doit pratiquer de petites entailles dans les couches supérieures.

Les mesures d'impédances et de rapport axial présentées au chapitre 3 ont été effectuées à l'aide d'une calibration coaxiale SOLT (12 termes d'erreurs, sans isolation) sur un analyseur de réseaux HP8510C. La fréquence maximale d'opération des connecteurs SMA est théoriquement de 18 GHz. À partir de notre expérience acquise au cours de ce projet, nous pouvons affirmer que les effets transitoires entre la ligne micro-ruban et le câble coaxial deviennent importants à partir d'une fréquence légèrement supérieure à 10 GHz. L'utilisation d'une calibration TRL [9] devient alors nécessaire afin d'éliminer ces effets. Ce type de calibration permet de placer le plan de référence (plan de mesures) après la transition. Pour une fréquence plus élevée, une calibration TRL aurait dû être utilisée à la place d'une calibration coaxiale. Même à 10 GHz, des résultats légèrement meilleurs auraient probablement été obtenus avec une calibration TRL puisque le logiciel de simulation ne tient pas compte des transitions coaxiales à micro-rubans.

Avec les connecteurs Huber & Suhner, nous avons dû usiner légèrement la broche centrale pour réduire son diamètre à environ la largeur de la ligne micro-ruban (0,98 mm) afin de minimiser les effets transitoires avec celle-ci. Une attention particulière doit également être portée aux soudures d'étain, surtout celles localisées sur le plan de masse. Ces soudures doivent être le plus près possible du connecteur pour éviter les inductances parasites du retour de masse. Notons aussi la fragilité de la structure proposée. Puisque les connecteurs sont directement fixés sur le substrat d'alimentation, il est très facile de briser ce dernier en branchant l'antenne à un câble d'alimentation. Le substrat d'alimentation est mince et fragile malgré qu'une couche de métallisation recouvre sa surface supérieure (plan de masse).

### 5.2.2 Antenne fonctionnant à 30 GHz

À plus hautes fréquences, il n'y a aucun connecteur *straight jack* possédant une broche centrale assez petite pour accommoder une ligne micro-ruban de faible largeur (cette dernière est de 0,25 mm sur le substrat de céramique). La largeur de cette broche doit être plus petite ou égale à celle de la ligne. De plus, le substrat de céramique possède une épaisseur de 0,254 mm (10 mil), ce qui fait en sorte qu'il est très fragile et ne peut supporter adéquatement un connecteur *straight jack*. Nous avons donc utilisé un type plus conventionnel, soit le modèle 23 PC3.5-50-0-53 d'Huber & Suhner. Il s'agit d'un connecteur K (fréquence maximale théorique de 33 GHz) sur lequel il est possible d'utiliser des broches centrales de diamètres différents. Nous avons choisi la broche possédant la plus faible largeur (modèle 73 Z-0-0168), soit 0,3 mm (11,8 mil). Cette dernière est comparable à celle de la ligne micro-ruban qui est de 0,25 mm.

Le fait d'utiliser des connecteurs conventionnels nous a forcé à monter ceux-ci sur une structure rigide puisqu'on ne pouvait plus les fixer directement sur le substrat d'alimentation. De plus, à partir de notre expérience à 10 GHz, il nous a d'abord semblé que des mesures avec calibration coaxiale seraient irréalisables à 30 GHz puisque les effets de transition entre la broche centrale du connecteur et la ligne micro-ruban seraient beaucoup trop importants. L'utilisation d'une calibration TRL devient alors nécessaire. Nous avons vu au chapitre 4 que, malgré cette calibration, il est difficile d'obtenir de bons résultats expérimentaux. Nous avons tenté par plusieurs moyens d'améliorer ces résultats à l'aide d'un certain nombre de structures. Les configurations de ces dernières sont présentées dans les pages qui suivent.



### 5.2.2.1 Antenne montée sur un cadre de laiton (1er modèle)

Une des structures est présentée à la figure 5.5 (pour alléger le dessin, nous avons omis les films adhésifs). Il s'agit d'un cadre de laiton mince (environ 1 mm) sur lequel on vient fixer la mousse, les connecteurs et le substrat d'alimentation. Notons que ce dernier est collé sur le cadre à l'aide de colle d'argent. Le substrat de support d'antenne et la mousse sont fixés avec les films adhésifs. Sur la figure 5.5,

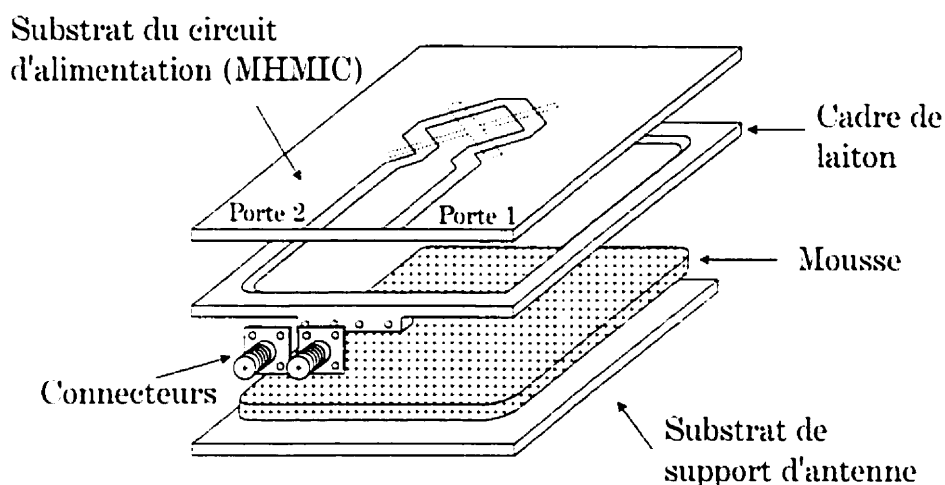


Figure 5.5: Croquis d'une structure d'antenne à 30 GHz (pas à l'échelle). Les films adhésifs ont été omis pour plus de clarté.

la fente rayonne vers le bas et alimente l'antenne micro-ruban sur le support d'antenne. Le cadre de laiton est relativement facile à usiner et l'interface entre les connecteurs et la ligne micro-ruban semble facilement répétable. Le désavantage de la structure se situe au niveau de la cavité formée par le cadre. La mousse ayant la même épaisseur que le cadre, celui-ci vient influencer le rayonnement de l'antenne. D'autres types de structures en laiton auraient pu éliminer la cavité, mais elles sont plus difficiles à usiner et donc difficiles à reproduire. Nous avons jugé que le critère de répétabilité était beaucoup plus important. En concevant un cadre de grandes dimensions (5,08 cm x 5,08 cm), nous avons tenté de minimiser l'effet de la cavité

formée par les bords de laiton en éloignant ces derniers de la structure rayonnante. La dimension du cadre correspond à la taille maximale des substrats de céramique (MHMIC). Nous avons également placé du matériel absorbant (Eccosorb GDS fabriqué par Emerson & Cuming, 0,762 mm d'épaisseur et de la mousse absorbante C-RAM SFC-8 de Cuming Corporation) sur les bords de laiton afin d'éliminer les réflexions au maximum.

Tel que vu au chapitre 4, cette structure a fourni de piètres résultats au niveau du rapport axial tandis que ceux obtenus pour l'adaptation d'entrée étaient plutôt mitigés. Malgré la grande distance entre le centre de l'antenne imprimée et le bord du cadre de laiton (en plus de l'absorbant placé entre les deux), le rapport axial minimal est demeuré autour de 0,8 dB pour la polarisation circulaire gauche et de 2 dB pour la polarisation circulaire droite. Dans les deux cas, la largeur de bande était inférieure à 1 %. Ces résultats nous portent à croire que la cavité formée par le cadre est très nuisible à la qualité de la polarisation circulaire malgré les efforts que nous avons déployés pour minimiser les effets de diffractions sur les bords.

Les résultats obtenus pour l'adaptation d'entrée ont été plus encourageants. À l'aide de la trousse TRL présentée à la figure 5.6, nous avons déplacé le plan de référence et nous avons mesuré l'impédance sur la ligne micro-ruban évitant ainsi la transition des connecteurs. Nous avons choisi de déplacer le plan de référence

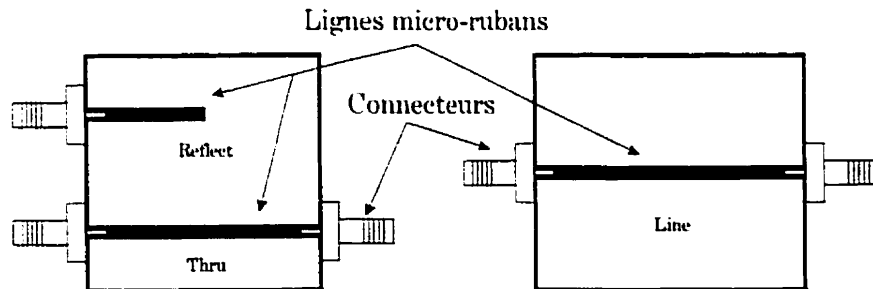


Figure 5.6: Trousse TRL utilisée pour mesurer l'impédance d'entrée de la structure présentée à la figure 5.5.

le plus loin possible des connecteurs et le plus près possible de l'antenne pour éviter les pertes et les transitoires. Puisque la taille standard des circuits MHMIC fabriqués au centre de recherche Poly-Grames est de 22,86 mm x 22,86 mm (900 mil x 900 mil), nous avons fixé la longueur du *line* à cette dimension. La longueur du *thru* est établie en retranchant  $\lambda_g/4$  de celle du *line* [12] ( $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée). Puisque la permittivité effective de la ligne micro-ruban sur le substrat de céramique (MHMIC) est de 7,06 (valeur obtenue avec l'utilitaire Line Calc de MDS), la valeur de  $\lambda_g/4$  à 30 GHz est donc de 0,94 mm (37 mil). On obtient ainsi un *thru* d'une longueur de 21,92 mm (863 mil) avec un plan de référence situé au milieu. La ligne *reflect* possède la moitié de la longueur du *thru*. Les trois lignes micro-rubans possèdent la même largeur que celle alimentant l'antenne, soit 0,25 mm. Précisons finalement que la trousse TRL possède une fréquence centrale de 30 GHz et qu'elle a été définie sur la plage de fréquences 25 GHz - 35 GHz. Les détails sur la définition de la trousse TRL sont fournis dans une note d'application de Hewlett-Packard [12].

Les deux circuits présentés à la figure 5.6 ont été montés sur des bases de laiton tout comme la structure de la figure 5.5. Le type de substrat de céramique est évidemment le même pour les deux circuits. Pour s'assurer que toutes les transitions soient identiques, on doit aligner les broches centrales des connecteurs avec les lignes micro-rubans à l'aide d'un microscope. On doit également vérifier (avec un multimètre) qu'il y a bel et bien un contact DC entre les broches et les lignes. En regardant les transitions à l'oeil nu, on peut souvent avoir l'impression qu'il y a contact entre les deux alors que ce n'est pas le cas. Cette vérification est donc très importante.

Les transitions semblent, à première vue, facilement répétables. Les connecteurs sont vissés sur la base de laiton et leur broche centrale est simplement appuyée

sur la ligne micro-ruban. Il n'y a pas de soudure entre les deux puisque celle-ci devrait être très petite (irréalisable en pratique). Il serait également difficile d'obtenir des soudures identiques, ce qui diminuerait le degré de répétabilité. À partir des résultats sur l'impédance obtenus au chapitre 4, on doit se rendre à l'évidence : la répétabilité n'est peut-être pas aussi facile à obtenir. Même si elle n'est peut-être pas l'unique cause de ces résultats, elle y contribue sûrement tel que nous avons déjà discuté au chapitre 4.

### 5.2.2.2 Antenne montée sur un cadre de laiton (2e modèle)

La structure présentée à la figure 5.5 a été réalisée puisque nous avons cru possible au départ de mesurer avec la même antenne le rapport axial et l'impédance d'entrée. Les transitions des connecteurs nous semblaient facilement répétables et l'effet de la cavité semblait pouvoir être éliminé à l'aide d'absorbant. Dans le cas des transitions, la répétabilité n'est pas aussi bonne qu'on l'aurait espérée tandis que l'effet de la cavité ne semble pas être éliminé par l'absorbant.

Nous avons dû nous résigner à fabriquer un circuit pour mesurer l'adaptation d'entrée et un autre pour le rapport axial. Chaque circuit sera alors optimal pour l'application qui lui est destinée. La configuration retenue pour mesurer le rapport axial est montrée à la figure 5.7. Les connecteurs utilisés sont les mêmes que ceux du premier modèle de cadre. Ces connecteurs sont une nécessité pour mesurer la polarisation circulaire puisque la connexion coaxiale est le seul moyen de branchement dans la chambre anéchoïde du centre de recherche Poly-Grames. On remarque qu'une entaille a été pratiquée dans le cadre de laiton afin de permettre à la broche centrale des connecteurs d'accéder à la ligne micro-ruban. La fente et l'antenne imprimée peuvent donc rayonner librement vers le haut sans être pris à l'intérieur d'une cavité. Par contre, puisque la fente rayonne également vers l'arrière (de fa-

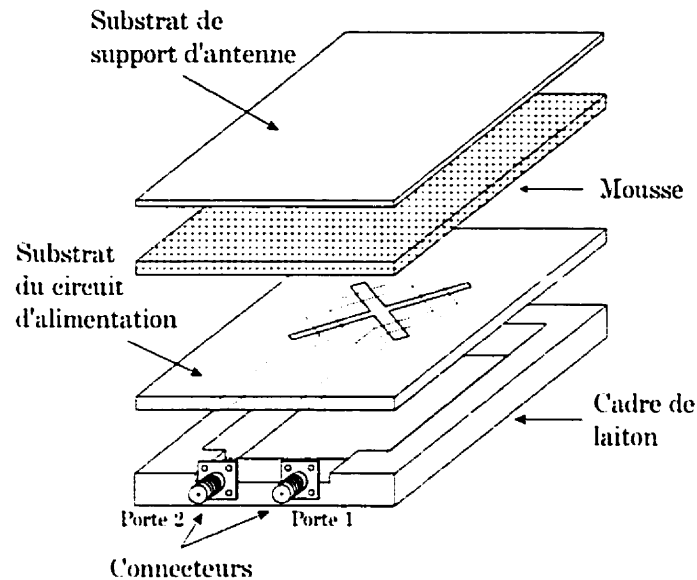


Figure 5.7: Croquis de la structure d'antenne utilisée pour mesurer la polarisation circulaire (pas à l'échelle, films adhésifs omis pour plus de clarté).

çon moins importante), le cadre de laiton influence légèrement le comportement de l'antenne. Nous avons donc placé un morceau d'absorbant C-RAM SFC-8 (Cuming Corporation) dans le cadre afin de minimiser cet effet et réduire par le fait même l'importance des lobes arrières. Notons que le cadre de cette structure peut être fabriqué en Téflon (ou un autre matériau), ce qui évite les effets métalliques. Le retour de courant est effectué en reliant chaque connecteur (pas leur broche centrale) au plan de masse à l'aide d'une petite soudure en colle d'argent.

La structure présentée n'a pas été choisie pour être utilisée avec une trousse TRL puisque l'entaille pratiquée dans le cadre nous a semblé difficile à répéter. Nous avons donc choisi une structure plus sûre, celle de la figure 5.5, qui offre un degré de répétabilité plus élevée au niveau des connecteurs. Le dispositif de la figure 5.7 a donc été branché dans la chambre anéchoïde sans faire de calibration pour éliminer l'effet des transitions. L'impédance d'entrée a peu d'importance lorsqu'on mesure la polarisation circulaire puisqu'on désire seulement qu'une partie de la puissance

se rende à l'antenne. Nous avons vérifié l'impédance d'entrée de l'antenne à l'aide d'une calibration coaxiale à 30 GHz (plan de mesures à l'extrémité des câbles de l'analyseur). Le coefficient de réflexion était de -8 dB à la porte 1 de l'antenne et de -10 dB à la porte 2. Malgré que ces valeurs ne soient pas mauvaises, nous avons vu au chapitre 4 que la transition au niveau des connecteurs contribuait grandement à réduire la qualité de la polarisation circulaire puisqu'une bonne partie du signal non couplé à la fente est réfléchi sur la transition au lieu d'être absorbé par la charge  $50 \Omega$ .

### 5.2.2.3 Antenne utilisant la station de mesures sous pointes

Nous avons tenté d'améliorer les mesures d'impédance obtenues avec la trousse TRL (figure 5.6) à l'aide de la station de mesures sous pointes du centre de recherche Poly-Grames. Cette station permet de mesurer des lignes coplanaires à l'aide deux sondes possédant trois pointes. Ces dernières sont reliées à des câbles coaxiaux qui sont branchés aux deux portes de l'analyseur de réseaux (HP 8510C). Puisque la fente cruciforme est alimentée par une ligne micro-ruban, on doit effectuer une transition entre les deux types de lignes, c'est-à-dire coplanaires et micro-rubans. De plus, lorsqu'on mesure un circuit avec la station, celui-ci est déposé sur une base de métal. On doit surélever légèrement le circuit à l'aide d'un morceau d'isolant (nous avons utilisé du Téflon) afin qu'il ne touche pas directement au métal. Malgré cette légère élévation, on ne peut permettre à la fente de rayonner en direction de la base de métal. La fente doit donc rayonner en direction opposée (vers le haut).

La solution que nous avons mise de l'avant est présentée à la figure 5.8. On peut y voir le croquis des masques du circuit d'alimentation utilisés avec la station sous pointes. Les dimensions du substrat sont de 5,08 cm x 5,08 cm (2 pouces x 2 pouces). La métallisation inférieure du circuit est déposée sur le morceau de Téflon. La

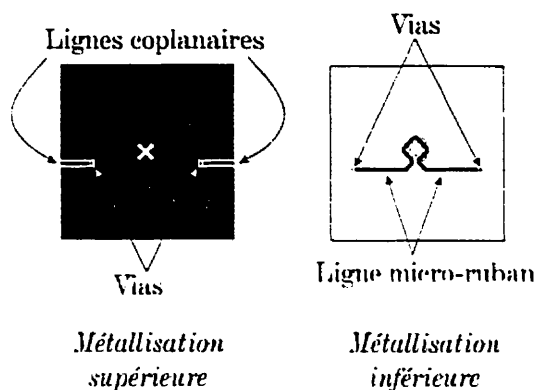


Figure 5.8: Croquis des masques du substrat d'alimentation pour la station de mesures sous pointes (pas à l'échelle).

fente étant imprimée de l'autre côté du circuit (métallisation supérieure), elle peut rayonner librement vers le haut. On vient appliquer les sondes de la station sur les lignes coplanaires situées sur la métallisation supérieure. Ces lignes sont situées sur les bords du circuit et leur courte longueur permet de ne pas nuire au rayonnement de la fente. Cette dernière est toujours alimentée par une ligne micro-ruban située sur la métallisation inférieure.

Nous avons testé deux types de transitions entre les lignes coplanaires et la ligne micro-ruban. La première employait des vias reliant directement le conducteur central des lignes coplanaires à la ligne micro-ruban. La seconde utilisait le couplage électromagnétique existant entre les deux types de lignes (aucun contact direct). Cette seconde méthode s'est avérée plus efficace à cause d'une meilleure répétabilité.

Cet aspect est de nouveau important puisqu'on doit encore une fois utiliser une trousse TRL pour éliminer les différents types de transitions existant dans les mesures : transition entre les câbles coaxiaux et les sondes, entre les sondes et les lignes coplanaires et entre les lignes coplanaires et micro-rubans. Le croquis de cette trousse est présenté à la figure 5.9. La station sous pointes était munie

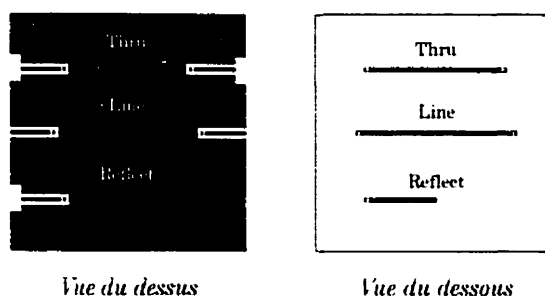


Figure 5.9: Croquis des masques de la trousse TRL pour la station de mesures sous pointes (pas à l'échelle).

de sondes fabriquées par GGB Industries. L'espacement entre les pointes est de  $250 \mu\text{m}$ . Nous devons tenir compte de cette dimension pour réaliser des lignes coplanaires d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ . En utilisant l'utilitaire Line Calc de MDS, nous avons retenu la solution  $w = 200 \mu\text{m}$  et  $s = 80 \mu\text{m}$  où  $w$  est la largeur du conducteur central et  $s$  est la largeur de l'un des deux espacements situés de chaque côté. Le substrat utilisé pour la fabrication de la trousse TRL mesure  $22,86 \text{ mm} \times 22,86 \text{ mm}$  (900 mil x 900 mil). Ceci correspond à la dimension usuelle des circuits hybrides au laboratoire. La définition des standards de la calibration TRL sont les mêmes que pour la trousse de la figure 5.6 (même  $\lambda_g/4$ , etc.).

Dans le cas du circuit avec via, la longueur de chaque ligne coplanaire a été fixée à un peu plus du quart de la dimension du substrat, soit  $6,2 \text{ mm}$ . La ligne micro-ruban débutait un peu avant la fin du conducteur central de la ligne coplanaire (terminaison en circuit-ouvert) afin de laisser un espace suffisant pour percer le via qui possède un diamètre de  $254 \mu\text{m}$  (10 mil). Notons que le conducteur central a été élargi à  $250 \mu\text{m}$  vers la fin de la ligne afin d'accommoder le via. La longueur de la ligne coplanaire est demeurée identique dans le circuit sans via. La terminaison est également restée la même, c'est-à-dire en circuit-ouvert. Le paramètre important devient alors la longueur de la ligne micro-ruban se trouvant en dessous du conducteur central. Cette longueur détermine la qualité du couplage entre les



deux lignes. Nous avons fixé cette longueur à  $\lambda_g/2$  (2192  $\mu\text{m}$ ) où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée sur la ligne coplanaire à 30 GHz. On obtient ainsi un bon couplage puisque cette longueur correspond à deux maximum de tensions sur la ligne coplanaire. Un premier au bout de la ligne (à cause du circuit-ouvert) et l'autre à une distance de  $\lambda_g/2$ .

Les résultats obtenus avec la trousse possédant des vias ont été catastrophiques. Leur non répétabilité est due à la façon dont ils sont fabriqués. On perce un trou entre le conducteur central de la ligne coplanaire et la ligne micro-ruban à l'aide d'un jet de sable (*sandblast*) et on remplit le trou à l'aide de colle d'argent. Le trou est très petit (0.254 mm) et il est impossible de ne pas faire déborder de la colle à l'extérieur. Cette façon un peu artisanale de faire des vias les rend peu similaires les uns aux autres malgré les bonnes intentions du technicien. Cette situation rend une trousse TRL inutilisable. Le couplage électromagnétique entre les deux types de lignes ne requiert aucun trou et aucune colle. Son degré de répétabilité est donc beaucoup plus élevé. Malgré cette répétabilité accrue, nous avons vu au chapitre 4 qu'elle n'était toujours pas suffisante pour assurer le bon fonctionnement de la trousse TRL.

### 5.3 Mesure de la polarisation circulaire

Le montage utilisé pour mesurer la polarisation circulaire est montré à la figure 5.10. Cette façon de mesurer le rapport axial est décrite dans [13]. Ce montage est similaire à celui utilisé pour tracer le diagramme de rayonnement d'une antenne émettant une polarisation linéaire. L'antenne sous test est fixée sur le support A tandis que l'antenne réceptrice (on utilise souvent des antennes de type cornet) est fixée au support B. L'antenne cornet est placée en champ lointain de l'antenne

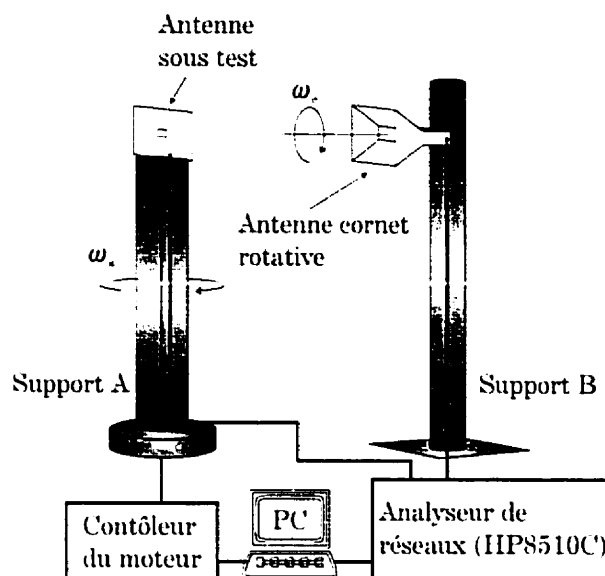


Figure 5.10: Montage de la mesure du rapport axial

sous test. Par contre, on ne doit pas la placer à une trop grande distance, car le signal reçu sera faible. Dans le cas des mesures à 30 GHz, nous avons dû ajouter un amplificateur de puissance (Miteq modèle JS000095, 45 dB de gain à 30 GHz) avant l'antenne sous test afin de compenser les pertes dans les câbles de la chambre anéchoïde. Ces câbles SMA peuvent théoriquement opérer jusqu'à 18 GHz et leur utilisation à 30 GHz induit de grandes pertes au signal (les câbles de la chambre anéchoïde de Poly-Grames sont fixes et on ne peut les enlever facilement).

Le support A est relié à un moteur DC qui est branché à un contrôleur commandé par un ordinateur. Cette interconnexion permet de contrôler l'angle et la vitesse de balayage ( $\omega_s$ ) du support A autour de son axe vertical. L'antenne sous test est fixée tout en haut en prenant soin d'aligner le centre du cornet avec le centre de l'antenne micro-ruban. L'antenne cornet est attachée après le support B qui, lui, est fixe. Cependant, cette antenne est reliée à un joint rotatif et un moteur à courant alternatif qui permettent de faire tourner le cornet autour de son axe principal à une vitesse constante  $\omega_c$  (voir figure 5.10). La rotation du cornet n'est

pas contrôlable comme celle du support A. Pour les tests à 10 GHz, nous avons utilisé une antenne cornet pyramidale de la compagnie FXR (modèle X638S) tandis que pour ceux à 30 GHz, nous avons eu recours à une antenne pyramidale EMCO (modèle 3160-10).

Toute la prise de mesures est contrôlée par une routine programmée avec le logiciel VEE de Hewlett Packard. Ce logiciel contrôle le balayage du support A et la prise de mesures. Ces dernières sont effectuées à l'aide de l'analyseur de réseaux qui mesure le paramètre  $S_{21}$ . La porte 1 de l'analyseur est reliée à l'antenne sous test tandis que la porte 2 est reliée à l'antenne cornet. Le signal reçu par celle-ci est significatif lorsqu'on excite le mode  $TE_{10}$  du guide d'onde relié au cornet. Pour cette raison, le cornet agit un peu à la manière d'un dipôle : le signal reçu est élevé seulement lorsque le champ électrique incident est parallèle au dipôle. Lorsqu'une onde plane incidente possède une polarisation circulaire et que l'ouverture de l'antenne cornet est située dans un plan parallèle à l'onde plane, la rotation de l'antenne autour de l'axe montré à la figure 5.10 n'affectera pas le signal reçu puisque la pointe du vecteur champ électrique décrit un cercle dans l'espace à une fréquence correspondant à celle de l'onde incidente.

Pour mesurer la polarisation circulaire, la vitesse de rotation du cornet doit être beaucoup plus grande que celle du support A ( $\omega_c \gg \omega_s$ ). Les résultats présentés dans ce mémoire ont été obtenus en faisant effectuer au support A un balayage de  $\theta = -180^\circ$  à  $\theta = +180^\circ$  avec un pas de  $0,25^\circ$  à une vitesse d'environ 0,02 tour/minute. Pendant ce temps, le cornet effectuait ses rotations à une vitesse approximative de 60 tours/min. Entre chaque angle de balayage selon  $\theta$ , l'analyseur de réseaux effectuait un échantillonnage en 201 points du signal reçu à l'antenne cornet. Sur ces points, seulement la valeur minimale et maximale étaient retenues. Le rapport axial (en dB) est simplement obtenu en convertissant ces deux valeurs

en décibel et en les soustrayant. Lorsque la polarisation est parfaitement circulaire, la valeur minimale et maximale sont identiques ( $RA = 0$  dB). Sur les diagrammes de rayonnement (comme par exemple la figure 3.6), la courbe en dents de scie a été obtenue en reliant la valeur minimale d'un certain angle  $\theta$  à la valeur maximale de l'angle suivant, c'est-à-dire  $\theta + 0,25^\circ$  (ainsi de suite). Lorsque les deux valeurs s'approchent l'une de l'autre, normalement autour de  $\theta = 0^\circ$ , cela signifie que la polarisation est presque circulaire.

La technique de mesures employant une antenne rotative permet de mesurer la qualité de la polarisation circulaire, mais ne permet pas de déterminer son sens (gauche ou droite). Pour ce faire, on doit remplacer le cornet par une antenne dont le sens de la polarisation est connu. Par exemple, lorsqu'on met une antenne à polarisation circulaire gauche devant l'antenne sous test et que cette dernière émet en circulaire gauche alors le signal reçu sera beaucoup plus grand que si l'antenne réceptrice avait été de type circulaire droite. La situation inverse se serait produite si l'antenne sous test avait émis l'autre polarisation circulaire.

Le sens de la polarisation de l'antenne à fente cruciforme et à fentes indépendantes a été établi et justifié théoriquement aux sections 3.1 et 3.2. Nous avons quand même vérifié expérimentalement le sens de la polarisation des antennes conçues à 10 GHz. Pour ce faire, une antenne à polarisation gauche et une autre à polarisation droite ont été construites. Nous avons utilisé des antennes micro-rubans à coins tronqués puisqu'en coupant les coins d'une diagonale on obtient une des deux polarisations circulaires et en coupant les coins de la diagonale opposée on obtient l'autre polarisation circulaire. Elles ont été imprimées sur des substrats Duroid ( $\epsilon_r = 2,33$ , épaisseur de 1,57 mm) et leur alimentation était effectuée par câble coaxial. Cette topologie a été choisie pour sa simplicité.

Pour les deux antennes conçues à 10 GHz (fente cruciforme et indépendante),

nous avons obtenu expérimentalement un signal d'environ 10 dB plus grand lorsque l'antenne sous test et l'antenne réceptrice possédaient le même type de polarisation. Cette différence n'est pas énorme, mais nous jugeons qu'elle est assez significative pour prouver la validité du sens polarisation décrit aux sections 3.1 et 3.2.

On peut calculer théoriquement l'isolation entre la polarisation circulaire gauche et la polarisation circulaire droite à partir du rapport axial de l'antenne. Ce rapport est le critère généralement utilisé pour décrire une antenne émettrice alors que l'isolation est celui utilisé pour une antenne réceptrice. Ces deux critères quantifient cependant le même phénomène physique. Supposons qu'une antenne émet une polarisation elliptique (orientation quelconque) dont le champ  $\vec{E}$  est donné par :

$$\vec{E} = a \hat{x} + jb \hat{y} \quad (5.1)$$

où  $a$  et  $b$  sont réels positifs alors que  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$  sont respectivement les vecteurs directeurs du grand axe et du petit axe de l'ellipse. Le rapport axial (RA) est donc égal à  $a/b$ . Nous allons tenter d'exprimer cette onde comme une combinaison linéaire d'une polarisation circulaire gauche et droite. Posons :

$$\hat{D} = \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad \hat{G} = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}}$$

où  $\hat{D}$  est le vecteur directeur de la polarisation droite et  $\hat{G}$  est celui de la polarisation gauche. En isolant  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$  dans les deux dernières équations et en insérant le résultat dans (5.1), on obtient :

$$\vec{E} = \frac{(a+b)}{\sqrt{2}} \hat{D} + \frac{(a-b)}{\sqrt{2}} \hat{G} \quad (5.2)$$

L'isolation d'une polarisation par rapport à l'autre est simplement :

$$\text{Isolation de la contre-polarisation} = \frac{a + b}{a - b} = \frac{RA + 1}{RA - 1} \quad (5.3)$$

#### 5.4 Mesure du gain

Il nous a été possible de mesurer le gain de l'antenne opérant à 30 GHz puisque nous avons à notre disposition une antenne à gain standard (antenne pyramidale EMCO, modèle 3160-10). Puisque cette antenne a été calibrée, on connaît son gain avec précision et on peut ainsi déterminer le gain de l'antenne construite (antenne sous test). Pour ce faire, on doit utiliser une troisième antenne (que nous appellerons antenne source) qui viendra illuminer les deux autres. L'antenne source utilisée est un cornet de modèle FR6413 fabriqué par Orbit Advanced Technologies Inc. La technique de mesure de gain que nous avons utilisée est appelée couramment : technique de mesures à trois antennes [13].

L'antenne source demeure fixe tout au long des mesures. Dans la chambre anéchoïde, on aligne premièrement l'antenne sous test avec l'antenne source et on mesure le paramètre de transmission  $S_{21}$  à l'aide de l'analyseur de réseaux (HP 8510C). Par la suite, on remplace l'antenne sous test par l'antenne à gain standard et on refait le même type de mesure. Le gain de l'antenne sous test est simplement égal celui de l'antenne à gain standard plus la différence entre la première et la deuxième mesure de  $S_{21}$ . Cette différence est négative si l'antenne sous test possède un gain plus faible que l'antenne standard et elle est positive dans le cas contraire. Lorsqu'on effectue le changement d'antenne, le montage doit demeurer exactement le même et toutes les antennes doivent occuper les mêmes positions.

Si l'antenne sous test est à polarisation circulaire, l'antenne à gain standard

doit l'être également. Dans notre cas, l'antenne EMCO est un cornet à polarisation linéaire. Si notre antenne micro-ruban avait émis une polarisation parfaitement circulaire (RA = 0 dB), on aurait calculé la gain avec la méthode décrite au paragraphe précédent et on y aurait simplement ajouté 3 dB puisque l'antenne cornet mesure seulement 50 % de la puissance d'une onde à polarisation circulaire. Puisque notre antenne émettait une polarisation légèrement elliptique, on doit apporter un facteur de correction différent de 3 dB.

Prenons le cas d'une onde à polarisation elliptique en  $z = 0$ . Le champ électrique nous est donné par :

$$\vec{\xi} = \xi_x \hat{x} + \xi_y \hat{y} = E_1 \cos \omega t \hat{x} + E_2 \cos(\omega t + \delta) \hat{y} \quad (5.4)$$

Si l'onde est parfaitement circulaire,  $\delta = \pm\pi/2$  (positif pour circulaire gauche et négatif pour droite) et  $E_1 = E_2$ . Le cas d'une onde à polarisation elliptique est représenté à la figure 5.11. À partir de cette dernière, on obtient :

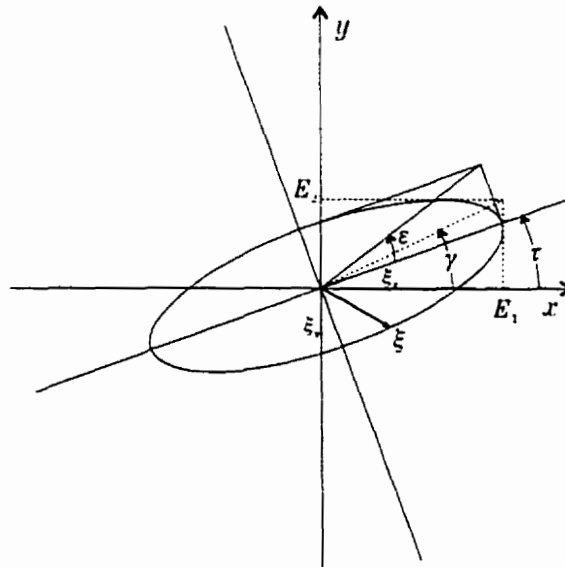


Figure 5.11: Paramètres d'une onde à polarisation elliptique.

$$\epsilon = \arctg \left( \frac{1}{RA} \right), \quad -45^\circ \leq \epsilon \leq 45^\circ \quad (5.5)$$

$$\gamma = \arctg \left( \frac{E_2}{E_1} \right), \quad 0^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ \quad (5.6)$$

La valeur de  $\epsilon$  s'obtient donc facilement à partir du rapport axial calculé en chambre anéchoïde. On peut relier les angles  $\epsilon$  et  $\tau$  à  $\gamma$  et  $\delta$  [3] :

$$\gamma = \frac{1}{2} \arccos(\cos 2\epsilon \cos 2\tau) \quad (5.7)$$

$$\delta = \arctg \left( \frac{\operatorname{tg} 2\epsilon}{\sin 2\tau} \right) \quad (5.8)$$

La valeur de  $\tau$  s'obtient aussi de façon expérimentale puisqu'on n'a qu'à mettre l'antenne sous test devant un cornet et faire tourner celui-ci sur lui-même jusqu'à ce qu'un maximum de signal soit reçu. On mesure ensuite l'angle entre le côté du cornet et l'horizontale. Puisque les valeurs de  $\tau$  et  $\epsilon$  sont maintenant connues, on peut utiliser les équations (5.7) et (5.8) pour obtenir  $\gamma$  et  $\delta$ .

À partir de ces paramètres, on peut déterminer la quantité de puissance non captée par l'antenne à polarisation linéaire. Celle-ci captera uniquement la composante  $\hat{x}$  ou la composante  $\hat{y}$  de l'onde incidente (équation (5.4)). Le cas général d'une onde à polarisation elliptique est difficile à traiter. On doit avoir recours à la sphère de Poincaré (figure 5.12) afin de déterminer le facteur de correction s'appliquant au cas où le type de polarisation reçue et celui de l'antenne sont différents. Cette sphère permet de représenter tous les types de polarisation à partir des couples  $(\gamma, \delta)$  ou  $(\tau, \epsilon)$ . Notons que  $2\tau$  est l'angle longitudinal,  $2\epsilon$  est l'angle de latitude,  $2\gamma$  est l'angle sous-tendu entre le point de référence (R) et le point de l'état de polarisation (P) et  $\delta$  est l'angle entre l'arc sous-tendu et l'équateur.

Si on définit l'état de polarisation de l'onde incidente comme étant  $P_i$  et celui



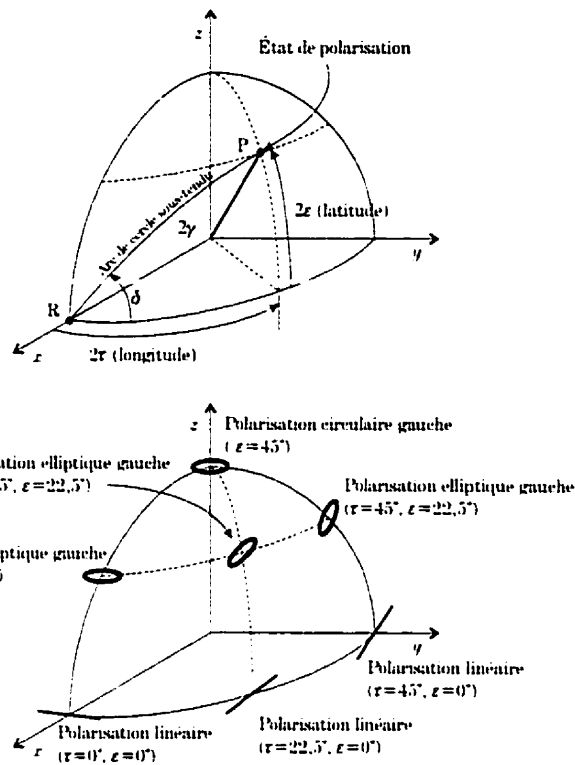


Figure 5.12: Schéma représentant un huitième de la sphère de Poincaré.

de l'antenne comme étant  $P_a$ , la tension aux bornes de l'antenne réceptrice sera donné par [3] :

$$V = C \cos \left( \frac{\theta_{P_i P_a}}{2} \right) \quad (5.9)$$

La constante  $C$  est fonction des dimensions de l'antenne et de l'intensité de l'onde incidente. Le paramètre  $\theta_{P_i P_a}$  est l'angle sous-tendu par les points  $P_i$  et  $P_a$  sur la sphère (de la même manière que  $2\gamma$  est l'angle sous-tendu aux points R et P à la figure 5.12). Lorsque l'antenne et l'onde incidente sont du même type de polarisation, l'angle  $\theta_{P_i P_a}$  est nul et la tension reçue par l'antenne est maximale. Les pertes associées à la différence de polarisation sont exprimées par le facteur en cosinus.

Le produit scalaire est la façon la plus simple de déterminer l'angle sous-tendu entre deux vecteurs :  $\vec{a} \cdot \vec{b} = |\vec{a}||\vec{b}| \cos(\psi_{\text{sous-tendu}})$ . En utilisant la sphère dans un système à coordonnées sphériques, on peut faire correspondre les angles  $2\tau$  et  $2\epsilon$  à  $\phi$  et  $\theta$ . Les coordonnées cartésiennes du point représentant l'onde incidente ( $\vec{p}_i$ ) sera (en supposant une sphère de rayon 1) :

$$x_i = \sin \theta \cos \phi = \cos(2\tau) \cos(2\epsilon) \quad (5.10)$$

$$y_i = \sin \theta \sin \phi = \sin(2\tau) \cos(2\epsilon) \quad (5.11)$$

$$z_i = \cos \theta = \sin(2\epsilon) \quad (5.12)$$

En supposant que notre antenne réceptrice possède une polarisation verticale parfaite ( $\epsilon = 0^\circ, \tau = 90^\circ$ ), ses coordonnées cartésiennes sont :  $\vec{p}_a = (-1, 0, 0)$ . En effectuant le produit scalaire  $\vec{p}_i \cdot \vec{p}_a$  et en utilisant l'équation (5.7), on obtient un facteur de pertes (en dB) exprimé par :

$$20 \text{ Log} \left( \cos \left( \frac{\text{arc cos}(-\cos 2\gamma)}{2} \right) \right) \quad (5.13)$$

En utilisant la propriété :

$$\text{arc cos}(-x) = \pi - \text{arc cos}(x)$$

On obtient finalement :

$$\text{Facteur de pertes (dB)} = 20 \text{ Log}(\sin \gamma) \quad (5.14)$$

## CONCLUSION

Le but premier de ce projet de maîtrise était la conception et la fabrication d'une antenne micro-ruban à 30 GHz pouvant fonctionner en polarisation circulaire gauche et circulaire droite. Les difficultés associées à la fréquence d'opération nous ont conduit à réaliser préalablement deux antennes à 10 GHz. Cette conception « basses fréquences » nous a permis de valider leur principe de fonctionnement.

Le premier prototype à 10 GHz était couplé par deux fentes indépendantes qui sont chacune couplée à une ligne micro-ruban. Le changement de la polarisation est effectué en commutant la ligne alimentée et celle demeurant en circuit-ouvert. La largeur de bande était de quelques pour cent dans le cas de l'adaptation d'entrée et de moins d'un pour cent pour le rapport axial. Ces performances plus ou moins bonnes ne rencontrent pas les exigences des systèmes de télécommunication d'aujourd'hui. Nous n'avons pas tenté de les améliorer puisque le fait d'utiliser deux fentes décentrées limite la largeur de bande (tant au niveau de l'impédance d'entrée que du rapport axial). Le faible couplage offert par ce type de fentes ne permet pas d'utiliser de substrat d'antenne de grande épaisseur électrique qui est la clé des conceptions large-bandes.

La deuxième antenne à 10 GHz utilisait une seule fente en forme de croix. Celle-ci était centrée sur l'antenne imprimée maximisant ainsi le facteur de couplage entre les deux. Ce type de configuration permet l'utilisation d'un substrat de mousse (faible permittivité, grande épaisseur) qui permet d'élargir considérablement la bande d'opération. Le prototype utilisait une seule ligne micro-ruban effectuant un parcours autour de la fente et couplant ainsi de la puissance à chacune des quatre branches. Le déphasage de  $90^\circ$  entre chacun des points de couplage est responsable du rayonnement à polarisation circulaire émis par l'antenne. La commutation d'une

polarisation à l'autre s'effectue en interchangeant le bout de ligne alimenté et celui terminé une charge  $50 \Omega$ . Des largeurs de bande de près de 18 % ont été obtenues pour l'impédance d'entrée et de l'ordre de 10 % pour le rapport axial.

Ces bonnes performances nous ont conduit à choisir ce prototype pour la conception à 30 GHz. Cette dernière est beaucoup plus complexe au niveau de la fabrication surtout à cause de la présence de connecteurs ne pouvant se fixer directement sur le substrat. Ce type de connecteur requiert une structure pouvant les supporter. Nous avons au départ tenté de fabriquer une seule antenne sur laquelle on mesurerait principalement les critères d'impédance et le rapport axial. La complexité de ces mesures nous a forcé à fabriquer plusieurs structures adaptées à leur critère.

La mesure du rapport axial en chambre anéchoïde a été obtenue à l'aide d'une antenne montée sur un cadre de laiton et alimentée par des connecteurs coaxiaux. La mauvaise transition entre la broche centrale des connecteurs et la ligne micro-ruban dégrade significativement la largeur de bande du rapport axial. De plus de 10 % en théorie, il passe à moins de 3 % en pratique. Cette technique de branchement est loin d'être optimale et un autre type devrait être mis sur pied. Avec des connecteurs coaxiaux, de meilleurs résultats de rapport axial auraient peut-être été obtenus si on avait relié l'antenne micro-ruban à un interrupteur absorbant qui aurait fait éviter le rebond du signal sur la transition entre la ligne micro-ruban et le connecteur (on parle du signal qui a déjà été couplé à la fente). Cet interrupteur absorbant aurait pu être remplacé par un système de deux interrupteurs réfléchissants dont un des ports de sortie est terminé par une charge  $50 \Omega$ .

La mesure de l'impédance d'entrée s'est premièrement effectuée à l'aide d'une antenne montée sur un cadre de laiton un peu différent de celui utilisé pour mesurer le rapport axial. La mauvaise transition entre les connecteurs et la ligne micro-ruban nous a forcé à utiliser une calibration TRL. Les résultats obtenus avec

cette méthode étaient relativement bons au niveau de la perte d'insertion, mais beaucoup moins convaincant pour l'adaptation d'entrée. Cette dernière tourne autour de 12 %. Nous avons tenté d'améliorer ces résultats à l'aide de mesures avec une station sous pointes. Cet appareil est réputé pour la qualité de ses mesures à hautes fréquences. La station mesure par contre des lignes coplanaires et nous avons dû effectuer une transition entre cette ligne et une ligne micro-ruban. Encore une fois, une trousse TRL était nécessaire afin d'éviter les transitions sur le circuit. Après plusieurs essais avec des troussees TRL et une procédure d'épluchage (*de-embedding*), nous avons conclu que les circuits avec transitions coplanaires—micro-rubans sont loin de fournir la précision nécessaire au bon fonctionnement de telles techniques de mesures. Le mauvais alignement entre les masques du circuit est probablement la cause de cette contre-performance. Des études plus poussées devraient être effectuées dans ce domaine pour déterminer la cause exacte du problème.

On peut affirmer que l'objectif principal de ce projet a été atteint. Le principe de fonctionnement de l'antenne à 30 GHz a été prouvé à 10 GHz. Cette conception à plus basse fréquence nous a permis de mesurer facilement ses bonnes performances. La vérification des caractéristiques du prototype à plus haute fréquence a été plus difficile à cause du matériel et des techniques de mesures qui ne sont pas encore tout à fait optimisés pour la mesure des antennes planaires multicouches. Malgré cette situation, nous croyons avoir tiré le maximum des ressources disponibles afin de démontrer le bon fonctionnement de l'antenne à 30 GHz. Un meilleur accord entre les résultats théoriques et expérimentaux pourrait facilement être obtenu à l'aide de meilleures techniques de mesures et de fabrication.

## RÉFÉRENCES

- [1] AKSUN, M.I., WANG, Z.H., CHUANG, S.L. et LO, Y.T. (1989). Circular Polarization Operation of Double-Slot Fed Microstrip Antennas. *International Symposium Digest Antennas and Propagation*, 640-643.
- [2] ALONI, E. et KASTNER, R. (1994 Août). Analysis of a Dual Circularly Polarized Microstrip Antenna Fed by Crossed Slots. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 42, 1053-1058.
- [3] BALANIS, C.A. (1989). *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, New York.
- [4] CARVER, K.R. et MINK, J.W. (1981 Janvier). Microstrip Antennas Technology. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-29, 2-24.
- [5] COHN, S.B. (1969 Octobre). Slot Line on a Dielectric Substrate. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-17, 768-778.
- [6] COLLIN, R.E. (1966). *Foundations for Microwave Engineering*. McGraw-Hill, New York.
- [7] COLLIN, R.E. (1991). *Field Theory of Guided Waves*, 2<sup>e</sup> ed. IEEE Press, New York.
- [8] DESCHAMPS, G.A. (1953). Microstrip Microwave Antennas. *3rd USAF Symp. Antennas*.
- [9] ENGEN, G.F. et HOER, C.A. (1979 Décembre). Thru-Reflect-Line : An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer. *IEEE Transaction Microwaves Theory and Techniques*, MTT-27, 987-992.
- [10] GRIEG, D.D. et ENGLEMAN, H.F. (1952). Microstrip - A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range. *Proc. IRE*, 40, 1644-1650.

- [11] HANEISHI, M. et YOSHIDA, S. (1981). A Design Method of Circularly Polarized Rectangular Microstrip Antenna by One-Point Feed. *Electronics and Communications in Japan*, 64-B, 46–54.
- [12] Hewlett-Packard Compagny. *Product Note 8510-8A, Applying the HP 8510 TRL calibration for non-coaxial measurements*, (1992).
- [13] IEEE Subcommittee 2.11 on Methods of Testing Antennas of the IEEE Antenna Standards Committee. (1979). *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*. IEEE Inc., New York.
- [14] ITOH, T. (1989). *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. John Wiley-Interscience, New York.
- [15] JAMES, J.R. et HALL, P.S. (1989). *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus Ltd., Londres.
- [16] KIRSHNING, M., JENSEN, R.H. et KOSTER, N.H.L. (1981 Février). Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines. *Electronics Letters*, 17, 123–126.
- [17] POZAR, D.M. (1985 Janvier). Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline. *Electronics Letters*, 21, 49–50.
- [18] POZAR, D.M. (1986 Décembre). A Reciprocity Method of the Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-34, 1439–1446.
- [19] POZAR, D.M. et SCHAUBERT, D.H. (1995). *Microstrip Antennas, The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. IEEE Press, New York.
- [20] POZAR, D.M. et TARGONSKI, S.D. (1991). A Novel Wideband Circularly Polarized Aperture Coupled Microstrip Antenna. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, 1098–1101.

- [21] POZAR, D.M. et TARGONSKI, S.D. (1993 Février). Design of Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 41, 214–220.
- [22] RAO, J.S., JOSHI, K.K. et DAS B.N. (1981 Février). Analysis of Small Aperture Coupling Between Rectangular Waveguide and Microstrip Line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-29, 768–778.
- [23] RICHARDS, W.F., LO, Y.T. et SIMON P. (1979). Design and Theory of Circularly Polarized Microstrip Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, 117–120.
- [24] SAINATI, Robert A. (1996). *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*. Artech House, Norwood, MA.
- [25] SANFORD, J.R. et TENGS, A. (1996). A Two Substrate Dual Polarised Aperture Coupled Patch. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, 1544–1547.
- [26] SCHAUBERT, D.H. et ADRIAN, A. (1987 Novembre). Dual Aperture-Coupled Microstrip Antennas for Dual or Circular Polarisation. *Electronics Letters*, 23, 1226–1228.
- [27] SCHAUBERT, D.H., FARRAR, G.F., SINDORIS, A. et HAYES, S.T. (1981 Janvier). Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarisation Diversity. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-29, 118–123.
- [28] SHARMA, P.C. et KULDIP, C.G. (1983 Novembre). Analysis and Optimized Design of Single Feed Circularly Polarized Microstrip Antennas. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-31, 949–955.
- [29] SULLIVAN, P.L. et SCHAUBERT, D.H. (1986 Août). Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-34, 977–984.



- [30] TSAO, C.H., HWANG, Y.M., KILBURG, F. et DIETRICH, F. (1988). Aperture-Coupled Patch Antennas with Wide-bandwidth and Dual-polarization Capabilities. *International Symposium Digest Antennas and Propagation*, 936–939.
- [31] ZÜRCHER, J.F. et GARDIOL, F.E. (1995). *Broadband Patch Antennas*. Artech House, Norwood, MA.