



**Titre:** Conception, réalisation pratique et test des composantes passives  
Title: utilisées dans les circuits six-port à 94 GHZ

**Auteur:** Tamara Gaman  
Author:

**Date:** 2003

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

**Référence:** Gaman, T. (2003). Conception, réalisation pratique et test des composantes  
Citation: passives utilisées dans les circuits six-port à 94 GHZ [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7247/>

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

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7247/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:** Rénato Bosisio  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

**UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL**

**CONCEPTION, RÉALISATION PRATIQUE ET TEST DES COMPOSANTES  
PASSIVES UTILISÉES DANS LES CIRCUITS SIX-PORT À 94 GHZ**

**TAMARA GAMAN**

**DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES**

**(M.SC.A.)**

**(GÉNIE ÉLECTRIQUE)**

**MAI 2003**



National Library  
of Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

Acquisitions et  
services bibliographiques

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file    Votre référence*

*ISBN: 0-612-89201-8*

*Our file    Notre référence*

*ISBN: 0-612-89201-8*

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.

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.

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 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.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

**Canada**

**UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL**  
**ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**Ce mémoire Intitulé :**

**CONCEPTION, RÉALISATION PRATIQUE ET TEST DES COMPOSANTES  
PASSIVES UTILISÉES DANS LES CIRCUITS SIX-PORT À 94 GHZ**

**présenté par : GAMAN Tamara**

**en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées**

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

**M. AKYEL Cevdet , Ph.D., président**

**M. BOSISIO Renato G., MSc.A., membre et directeur de recherche**

**M. WU Ke, Ph.D., membre**

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au centre de recherche en micro-ondes PolyGrames (Groupe de Recherche en Micro-ondes et Électronique Spatiale), de l'École Polytechnique de Montréal. Je tiens tout d'abord à remercier le professeur Renato G. Bosisio d'avoir accepté de diriger mes travaux de maîtrise. Je lui exprime ma profonde gratitude d'une part pour l'aide financière qu'il m'a accordée et surtout pour tous ses conseils, son soutien et sa disponibilité.

J'exprime tous mes remerciements et ma reconnaissance aux professeurs Cevdet Akyel et Ke Wu d'avoir voulu examiner ce mémoire et participer au jury. Je leur suis très reconnaissante d'y avoir consacré une partie de leur temps si précieux.

Le travail effectué au centre de recherche PolyGrames a souvent nécessité la résolution de nombreux problèmes mécaniques, résolus grâce à l'aide efficace et toujours très aimable de Steve Dubois.

J'adresse aussi mes remerciements à Serioja Tatu et Emilia Moldovan pour leurs discussions bénéfiques concernant l'étude et la caractérisation des jonctions six-port et leur applicabilité dans les récepteurs radar.

Mes remerciements s'adressent, enfin, à tous les membres du laboratoire pour la sympathie qu'ils ont su me témoigner. J'associe à ces remerciements Nathalie Lévesque, secrétaire des études supérieures pour sa gentillesse, ses conseils et sa disponibilité.

## RÉSUMÉ

Ces dernières années, avec le développement des communications, il est indispensable de s'orienter vers des bandes de fréquence plus hautes et vers de nouvelles technologies. L'utilisation des fréquences de plus en plus élevées, a modifié les contraintes de conception avec des répercussions évidentes sur le choix des technologies, les coûts d'implémentation et la fiabilité des composants. L'avancement des applications commerciales en micro-ondes et ondes millimétriques a permis de lancer plusieurs travaux de recherche qui visent à développer des composants passifs, peu coûteux, qui répondent aux besoins du marché.

Une jonction six-port conçue à la fréquence de 94 GHz est étudiée dans ce mémoire. L'objectif principal a été de concevoir un tel circuit en utilisant la technologie du guide d'onde rectangulaire.

Tout d'abord, on fait une courte revue sur le développement du six-port ces dernières années afin de présenter le contexte du travail de recherche. Après une analyse du six-port dans sa configuration de base, c'est à dire en réflectomètre, on explique son principe de fonctionnement et ses avantages par rapport aux autres systèmes de mesure. Leur emploi dans des produits commercialisés est très faible et concerne principalement des applications très spécialisées. Il existe toutefois des applications pour le six-port où les mesures de phase sont importantes et où la structure simple de la jonction représente un avantage face à d'autres solutions. Par la suite, la jonction six-port modifiée conçue spécialement pour ce type d'applications (la démodulation numérique, le radar anticollision pour automobiles) a été présentée. Son architecture, simplifiée pour ne discriminer que la phase est différente de l'architecture de la jonction six-port conventionnelle. On a pris en considération quelques caractéristiques importantes dans le fonctionnement du six-port modifié.

Dans une deuxième étape, une analyse théorique de la composante de base de la jonction six-port, le coupleur hybride  $90^\circ$  a été faite. Les limitations rencontrées en ce qui concerne la conception et le procédé de fabrication sont analysées et certaines solutions

ont été proposées. À très hautes fréquences, les dimensions du coupleur diminuent beaucoup et les contraintes de conception deviennent très serrées. Les structures en guide d'onde sont plus utilisées à ces fréquences grâce à leurs avantages face aux lignes micro-ruban, qui présentent des pertes importantes dans le substrat diélectrique. Remplis avec un diélectrique sans pertes ou avec des pertes très faibles (l'air) les guides d'ondes sont plus performants que les lignes micro-ruban, qui ne produisent pas une bonne propagation à hautes fréquences.

Un coupleur hybride  $90^\circ$  en technologie du guide d'onde rectangulaire a été conçu, fabriqué et testé à la fréquence de 94 GHz. Sa structure est constituée de quatre lignes de longueur  $5 \cdot \lambda/4$ . Pour étudier les performances du coupleur, il a été nécessaire de faire appel à un logiciel de simulation hyperfréquence, HP-HFSS (High-Frequency Structure Simulator) qui a permis de calculer ses paramètres de dispersion. Les résultats de simulation montrent que le coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire a de bonnes performances. Le coupleur a été fabriqué en laiton, un alliage de Zn et Cu en utilisant une fraiseuse à commande numérique (CNC). Les résultats de mesure obtenus sont présentés et discutés en détail. Ils mènent à la conclusion que, le coupleur hybride  $90^\circ$  réalisé dans cette technologie a de très bonnes performances et les courbes des mesures sont quasiment identiques à celles des simulations. Ses principaux désavantages sont ses larges dimensions et la bande d'opération réduite, due à l'utilisation des lignes, de longueur  $5 \cdot \lambda/4$ .

Ensuite, la prochaine étape a été d'implémenter, à l'aide du logiciel HP-ADS (Advanced Design System-2002), deux modèles de la jonction six-port modifiée. Le premier modèle ADS du six-port est basé sur les résultats de simulations et le deuxième sur les résultats de mesures du coupleur. Les performances du six-port sont évaluées à partir des simulations de paramètres  $S$  et par la méthode d'équilibrage harmonique (Harmonic Balance). Les simulations ont permis l'étude du fonctionnement de la jonction six-port dans plusieurs cas: dans le cas d'un déphasage variable entre les deux signaux

d'entrée, pour une variation de la puissance du signal RF (sur une plage dynamique de 40 dB) et pour une variation de fréquence sur une bande de 1.6 GHz.

Dans la dernière étape de la recherche on a décrit la méthode de fabrication du six-port en guide d'onde rectangulaire, une méthode facile et précise qui utilise une fraiseuse à commande numérique (CNC). Ensuite, on a présenté la technique et le système de mesure de paramètres  $S$  mis en place à PolyGrames en vue de la caractérisation du six-port ainsi réalisé. Les résultats de mesure de paramètres de dispersion  $S$  lui confèrent de très bonnes performances dans une bande de fréquence de 400 MHz. Les résultats de mesure dans la plage de fréquence ciblée sont très proches des résultats de simulation.

Réalisée à la fréquence de 94 GHz, la jonction six-port a été utilisée dans notre laboratoire dans la partie réceptrice d'un radar automobile anticollision, pour déterminer la distance jusqu'à l'objet ciblé. Une erreur de 4% a été obtenue dans ces premiers essais.

Le mémoire s'achève par une synthèse de l'ensemble des travaux effectués ainsi que des recommandations et suggestions pour des travaux futurs qui pourront être développées à partir des résultats obtenus dans cette étude.

## ABSTRACT

In recent years, with the development of communications, it is indispensable to orient ourselves towards high frequency bandwidths and towards new and more efficient technologies. The use of higher and higher frequencies had modified the constraints of design with evident repercussions on the technology choices and the implementation costs of components. Intense researches aimed developing low cost compact passive components for microwave and millimetre-wave systems for commercial applications.

In this thesis a 94 GHz frequency six-port junction is analysed. The main research goal was to design such a circuit in rectangular waveguide technology.

First of all, we make a close review over the development these last years of the six-port junction within a research work context. After analysing the six-port from its basic configuration, we explain how the reflectometer can be used and what are its advantages compared to other measurement systems. They are used very seldom in commercial products, except very specialized applications. However, there can be applications where phase measurements are important and where the simple structure of the six-port junction can be an advantage over alternative solutions. The modified six-port junction created especially for this type of applications such as digital demodulators and collision avoidance radar, was presented. To discriminate only the phase, we use a simplified architecture of six-port different than the conventional architecture. Some important characteristics within the function of the modified six-port junction are taken in consideration.

Second of all, we made a theoretical analysis of a  $90^\circ$  hybrid coupler, the basic element of the six-port junction. A generalized design formulation is derived. At high frequencies the coupler dimensions are getting smaller and we have more design restrictions. The waveguide structures are widely used in millimetre-wave due to their advantages compared to microstrip lines. They provide better performances than microstrip ones which have bigger losses in dielectric substrate. Filled with a dielectric of permittivity  $\epsilon_r=1$ (air) a rectangular waveguide allows a good propagation at high

frequencies. Main features and design criteria for a 94 GHz rectangular waveguide hybrid coupler are summarized.

To verify the proposed design theory a rectangular waveguide hybrid coupler is developed and tested. Its structure consists of four five-quarter-wavelength sections. We studied the coupler performances, using the HP-HFSS software, version 5.6, which allows calculating its scattering parameters. The calculated results show that the proposed hybrid coupler has a good performance. The coupler was fabricated in a small block of brass using a Computer Numerical Controlled milling machine. It was tested and experimental results are presented and discussed in detail. The experimental results led to the conclusion that the 90° rectangular waveguide hybrid coupler has very good performances; the experimental results agree well with the numerical ones. Its main drawbacks are large the size and a limited usable bandwidth due to the five-quarter-wavelength sections.

The next step was to generate two six-port phase discriminator computer models using the HP-ADS software (Advanced design System-2002). The first model is based on the numerical  $S$  parameter results on a 90° hybrid coupler simulated using HFSS software. The second is based on  $S$  parameter measurement results on the 90° hybrid coupler fabricated in the technology presented above. The waveguide six-port performances are evaluated using the scattering parameters simulation and the harmonic balance method. A study was made on the behaviour of the SPD under several conditions: for a phase shift between the two inputs signals, than for a variable RF signal power (in a 40 dB dynamic range) versus a 1.6 frequency band.

In the last step of the research, a rectangular waveguide six-port was fabricated in a small metal block of brass using a Computer Numerical Controlled (CNC) milling machine. Furthermore, we presented the scattering parameter measurements set-up used in the PolyGrames laboratory in order to perform  $S$  parameter six-port measurements. Measured results show that the rectangular waveguide six-port performed good performances for a bandwidth of 400 MHz. The experimental results agree well with the simulation ones in the frequency band of 1.6 GHz.

The 94 GHz waveguide six-port was used in our laboratory in a collision avoidance radar sensor in order to perform preliminary measurements to obtain the distance to the target. In fact, the six-port can be used for such an application because we have only a four percent real case error in these preliminary measurements.

This thesis is concluded with a summary of the results obtained and some suggestions for future work, which could be developed starting from the results obtained in this study.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>REMERCIEMENTS .....</b>	<b>IV</b>
<b>RÉSUMÉ .....</b>	<b>V</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>VIII</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES.....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX .....</b>	<b>XIII</b>
<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>XIV</b>
<b>LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....</b>	<b>XVII</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>1</b>
<b>1. LA JONCTION SIX-PORT.....</b>	<b>4</b>
1.1. Généralités sur la jonction six-port .....	4
1.2. Réflectomètre à six-port .....	6
1.3. Schéma de la configuration en réflectomètre du circuit six-port .....	8
1.4. Le principe d'opération de la jonction six-port modifiée .....	12
1.5. Conclusion.....	16
<b>2. LE COUPLEUR HYBRIDE 90° .....</b>	<b>18</b>
2.1. Le modèle général d'analyse du coupleur hybride 90° .....	19
2.1.1. Mode d'excitation pair-impair .....	19
2.1.2. La matrice de dispersion du coupleur hybride 90° .....	30
2.2. Le coupleur hybride 90° en guide d'onde rectangulaire connecté en plan H ...	31
2.2.1. Guide rectangulaire. Fréquence de coupure .....	34
2.2.2. Objectifs et contraintes .....	35
2.2.3. Le modèle d'analyse du coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire connecté en plan H .....	40
2.3. Les simulations des paramètres de dispersion du coupleur.....	46
2.4. Réalisation du coupleur hybride 90° en guide d'onde rectangulaire WR-10 ...	52

2.5. Résultats expérimentaux.....	53
2.6. Conclusion.....	56
<b>3. LA JONCTION SIX-PORT EN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE WR-10...</b>	<b>58</b>
3.1. Simulations des paramètres de dispersion.....	58
3.2. Simulation Harmonic Balance.....	63
3.3. Réalisation du six-port en guide d'onde rectangulaire WR-10.....	67
3.4. Résultats de mesure de paramètres de dispersion .....	70
3.5. Modèle du six-port avec les valeurs mesurées de paramètres S du coupleur..	74
3.5.1. Simulation des paramètres de dispersion.....	74
3.5.2. Simulation Harmonic Balance.....	77
<b>4. L'UTILISATION DU SIX-PORT DANS UN RADAR AUTOMOBILE ANTI-COLLISION .....</b>	<b>79</b>
4.1. Introduction .....	79
4.2. Discriminateur six-port utilisé dans la partie réceptrice d'un radar automobile anticollision .....	81
4.2.1. Schéma du radar proposé avec un discriminateur six-port.....	82
4.2.2. Résultats de mesure du radar à 94 GHz.....	84
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE .....</b>	<b>87</b>
<b>RÉFÉRENCES.....</b>	<b>92</b>

## LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1.1 PHASES CORRESPONDANTES AUX PAIRES DE BITS ENVOYÉS .....	16
TABLEAU 2-1 PARAMÈTRES S DE SIMULATION ET DE MESURE .....	56

## LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1 RÉFLÉCTOMETRE À BASE DE CIRCUIT SIX-PORT .....	6
FIGURE 1.2 PROCÉDURE DE MESURE DU COEFFICIENT DE RÉFLEXION $\Gamma$ À L'AIDE D'UNE JONCTION SIX-PORT .....	8
FIGURE 1.3 TROIS CERCLES AU PLAN COMPLEXE DÉTERMINÉS PAR LES QUATRE NIVEAUX DE PUISSANCE $P_3$ - $P_6$ .....	11
FIGURE 1.4 SCHÉMA DE PRINCIPE DE LA JONCTION SIX-PORT MODIFIÉE .....	13
FIGURE 2.1 LA SYMÉTRIE DU COUPLEUR HYBRIDE $90^\circ$ .....	19
FIGURE 2.2 LE COUPLEUR HYBRIDE $90^\circ$ DANS LA FORME NORMALISÉE.....	20
FIGURE 2.3 LE CIRCUIT DÉCOMPOSÉ (A) MODE PAIR ET (B) IMPAIR.....	20
FIGURE 2.4 LIGNE MICRO-RUBAN A) GÉOMÉTRIE B) CONFIGURATION DU CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	22
FIGURE 2.5 A) JONCTION T EN MICRO-RUBAN B) CIRCUIT ÉQUIVALENT .....	22
FIGURE 2.6 MODE PAIR - DEUX LIGNES PARALLÈLES CIRCUITS OUVERTS .....	23
FIGURE 2.7 MODE IMPAIR - DEUX LIGNES PARALLÈLES COURT CIRCUIT .....	23
FIGURE 2.8 LE COUPLEUR HYBRIDE $90^\circ$ .....	31
FIGURE 2.9 LA GÉOMÉTRIE DU GUIDE RECTANGULAIRE .....	34
FIGURE 2.10 LIGNE DE $\lambda/4$ EN COURT-CIRCUIT .....	37
FIGURE 2.11 IMPÉDANCE À L'ENTRÉE DE LA LIGNE $\lambda/4$ ET $5\lambda/4$ .....	39
FIGURE 2.12 LA SYMÉTRIE DU COUPLEUR HYBRIDE $90^\circ$ EN GUIDE D'ONDE, CONNECTÉ EN PLAN H .....	40
FIGURE 2.13 LA DISTRIBUTION DES LIGNES DE CHAMP ÉLECTRIQUE APRÈS UNE EXCITATION AU PLAN "H" .....	41
FIGURE 2.14 SCHÉMA ÉQUIVALENT À DEUX PORTS ; A) MODE PAIR; B) MODE IMPAIR .....	42
FIGURE 2.15 SCHÉMA ÉQUIVALENT EN // POUR LE CIRCUIT À DEUX PORTS MODE PAIR .....	42
FIGURE 2.16 SCHÉMA ÉQUIVALENT EN // POUR LE CIRCUIT À DEUX PORTS MODE IMPAIR ..	43
FIGURE 2.17 FORME DE RÉALISATION DU COUPLEUR HYBRIDE EN GUIDE D'ONDE .....	47

FIGURE 2.18 FLANCHE STANDARDISÉ WR10 .....	47
FIGURE 2.19 ADAPTATION DES PORTS D'ENTRÉE ET DE SORTIE DU COUPLEUR.....	48
FIGURE 2.20. ISOLATIONS ENTRE LES PORTS D'ENTRÉE (1-4) ET SORTIE (2-3) PAR RAPPORT À LA FRÉQUENCE .....	49
FIGURE 2.21 PARAMÈTRES S DE TRANSMISSION ENTRE LES PORTS D'ENTRÉE ET LES PORTS DE SORTIE .....	50
FIGURE 2.22 DIFFÉRENCE DE PHASE DES PARAMÈTRES DE TRANSMISSION DU COUPLEUR	51
FIGURE 2.23 PHOTOGRAPHIE DU COUPLEUR HYBRIDE 90° .....	52
FIGURE 2.24 VALEURS DES ADAPTATIONS MESURÉES DES PORTS DU COUPLEUR .....	53
FIGURE 2.25 VALEURS DES ISOLATIONS MESURÉES DU COUPLEUR PAR RAPPORT À LA FRÉQUENCE.....	54
FIGURE 2.26 PARAMÈTRES DE TRANSMISSION MESURÉS ENTRE LES PORTS D'ENTRÉE ET LES PORTS DE SORTIE DU COUPLEUR HYBRIDE 90 ° .....	55
FIGURE 3.1 FORME DE RÉALISATION DE LA JONCTION SIX-PORT.....	59
FIGURE 3.2 ISOLATION ENTRE LES PORTS D'ENTRÉE DE LA JONCTION SIX-PORT.....	60
FIGURE 3.3 ISOLATIONS ENTRE LES PORTS DE SORTIE DE LA JONCTION SIX-PORT .....	61
FIGURE 3.4 PARAMÈTRES DE TRANSMISSION: PORT LO - PORTS DE SORTIE .....	62
FIGURE 3.5 PARAMÈTRES DE TRANSMISSION PORT RF - PORTS DE SORTIE .....	63
FIGURE 3.6 SCHÉMA DE SIMULATION HARMONIC BALANCE DE LA JONCTION SIX-PORT ....	64
FIGURE 3.7 MAGNITUDES DES TENSIONS DE SORTIE PAR RAPPORT À LA VARIATION DU DÉPHASAGE ENTRE LES DEUX SIGNAUX D'ENTRÉE .....	65
FIGURE 3.8 MAGNITUDES DES TENSIONS DE SORTIE PAR RAPPORT À LA VARIATION DU SIGNAL RF .....	66
FIGURE 3.9 MAGNITUDES DES TENSIONS DE SORTIE PAR RAPPORT À LA FRÉQUENCE .....	67
FIGURE 3.10 DÉFINITION DES TERMES ET PORTS SUR LE SIX-PORT.....	68
FIGURE 3.11 PHOTOGRAPHIE DE LA JONCTION SIX-PORT .....	68
FIGURE 3.12 PHOTOGRAPHIE DU CIRCUIT DE MESURE DES PARAMÈTRES DE DISPERSION...	69
FIGURE 3.13 ADAPTATION DES PORTS D'ENTRÉE ET DE SORTIE DE LA JONCTION SIX-PORT	70
FIGURE 3.14 ISOLATION ENTRE LES PORTS D'ENTRÉE DE LA JONCTION SIX-PORT.....	71

FIGURE 3.15 PARAMÈTRES DE TRANSMISSION ENTRE LE PORT D'ENTRÉE DE LO ET LES PORTS DE SORTIE .....	72
FIGURE 3.16 ISOLATIONS ENTRE LES PORTS DE SORTIE.....	73
FIGURE 3.17 ISOLATION ENTRE LES PORTS D'ENTRÉE DE LA JONCTION SIX-PORT.....	74
FIGURE 3.18 ISOLATION ENTRE LES PORTS DE SORTIE .....	75
FIGURE 3.19 TRANSMISSION PORT LO - PORTS DE SORTIE .....	76
FIGURE 3.20 TRANSMISSION PORT RF - PORTS DE SORTIE.....	76
FIGURE 3.21 MAGNITUDES DES TENSIONS DE SORTIE PAR RAPPORT À LA VARIATION DU DÉPHASAGE ENTRE LES DEUX SIGNAUX D'ENTRÉE .....	77
FIGURE 4.1 SCHÉMA DU RADAR PROPOSÉ.....	83
FIGURE 4.2 PHOTOGRAPHIE DU CIRCUIT DE MESURE DE LA DISTANCE JUSQU'À LA CIBLE ..	84
FIGURE 4.3 TENSIONS DE SORTIE DC DE LA JONCTION SIX-PORT.....	85
FIGURE 4.4 TENSION DC MESURÉE À LA SORTIE 1 DE LA JONCTION SIX-PORT.....	86

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS:	Advanced Design System
CW	Continuous Wave, onde continue
DC	Direct Current, courant continu
GPS	Global Positioning System
HB	Harmonic Balance
HFSS:	HighFrequency Structure Simulator
HP	Hewlett Packard
LO	Local Oscillator, oscillateur local
QPSK:	Quadrature Phase Shift Key, modulation en quadrature de phase
RF :	Radio Frequency, radiofréquence
S :	Scattering Parameters, paramètres de dispersion

## INTRODUCTION

La tendance observée depuis quelques années est une augmentation dans le domaine des communications radio. En conséquence, le but de la recherche et du développement est de fournir un accès à tout type d'information partout dans le monde. La congestion des basses fréquences oblige à chercher des solutions en hautes fréquences allant jusqu'aux longueurs d'onde millimétriques. Il est nécessaire d'essayer d'atteindre des fréquences les plus élevées possibles, pour pouvoir utiliser réseaux locaux sans fils, Global Positioning System (GPS), téléphones cellulaires et les systèmes radar.

Cependant le but de la recherche dans les communications radio est de trouver de nouvelles solutions qui nécessitent des technologies efficaces et pour un faible coût.

C'est dans cette optique que plusieurs récepteurs radar et récepteurs numériques large bande pour la modulation QPSK, qui s'appuient sur la technologie six-port, ont été développés ces dernières années. Tous ces développements ont beaucoup facilité l'utilisation de la jonction six-port dans des applications industrielles, destinées aux radars automobiles anticollision ou pour les récepteurs utilisés dans les systèmes de communications.

Le réflectomètre à six-port est un dispositif de mesure en hyperfréquence qui a été introduit pour la première fois par G.F. Engen (1972) puis par R.G. Bosisio et S. H. Li (1983). Il permet de mesurer le facteur de réflexion d'un dispositif sous test en utilisant uniquement des mesures de puissances, suivi d'un traitement numérique des données obtenues.

Au cours des années, le six-port a été modifié et adapté pour pouvoir être utilisé dans les récepteurs à conversion directe où la démodulation est faite directement par le discriminateur six-port (Bosisio, Li et Wu, 1996). Depuis, la jonction n'a pas cessé d'être améliorée sur le plan de la conception et de la montée en fréquence. L'étude des performances des circuits six-port indique leur potentiel pour une large gamme d'utilisations, grâce à leur robustesse, leur faible coût et leurs petites dimensions. Pour concevoir un tel circuit passif, il est nécessaire en premier lieu de comprendre les

phénomènes physiques qui déterminent le fonctionnement de ses éléments et d'exploiter les mesures des paramètres caractéristiques de ceux-ci. Il est indispensable avant la conception et la fabrication d'un circuit d'en prévoir son fonctionnement dans tous les modes d'opération de façon à se conformer aux paramètres demandés.

Composé de quatre chapitres, ce travail est centré sur l'étude de la jonction six-port réalisée en guide d'onde rectangulaire et de son élément de base: le coupleur hybride  $90^\circ$ .

Le chapitre I constitue une introduction à la jonction six-port. On présente le principe de fonctionnement du six-port dans sa configuration de base, en réflectomètre et dans sa configuration modifiée, en discriminateur de phase. Après avoir présenté le développement du six-port au cours des années, le principe de fonctionnement de la jonction six-port modifiée, créée spécialement pour la démodulation QPSK, a été présenté.

Le chapitre II, quant à lui, présente un résumé sur le modèle d'analyse du coupleur hybride  $90^\circ$  en technologie micro-ruban, et ce, en détaillant la technique conventionnelle de décomposition des modes pair et impair. On présente le schéma équivalent qui correspond à chaque mode, la procédure et les équations d'extraction des paramètres de dispersion du coupleur. On expose ici les inconvénients d'utiliser à hautes fréquences les structures en micro-ruban et les avantages apportés par les guides d'onde rectangulaires. Ensuite, le modèle d'analyse du coupleur hybride dans la technologie en guide d'onde, en particulier en guide d'onde rectangulaire, avec les schémas équivalents pour les modes pair et impair est présenté. Nous détaillons la procédure d'extraction des paramètres de dispersion  $S$  et les résultats de simulation correspondants au coupleur réalisé et implémenté sous le simulateur HP-HFSS.

Dans la deuxième partie du même chapitre, après un résumé sur la réalisation pratique d'un coupleur hybride  $90^\circ$  en guide d'onde rectangulaire nous présentons les résultats de mesure du coupleur. Une étude comparative entre les résultats de simulations et celles de mesure est aussi effectuée.

Dans le troisième chapitre, on a présenté les résultats des simulations des paramètres de dispersion de la jonction six-port modifiée. Les résultats de simulations HB dans

différentes conditions de déphasage, entre le signal RF et celui provenant de l'oscillateur local, de fréquence ou d'amplitude du signal RF sont aussi présentés.

Après un bref aperçu des récepteurs radar existants, l'utilisation de la jonction six-port dans la partie réceptrice d'un radar actif fera l'objet du quatrième chapitre. Sans décrire un récepteur radar fini dans sa globalité, ce chapitre propose au lecteur une première approche vers l'utilisation du six-port pour une telle application.

Le mémoire s'achève par une conclusion générale sur les travaux effectués qui met en évidence les performances de la jonction six-port modifiée, réalisée en guide d'onde rectangulaire à 94 GHz. Des recommandations et suggestions sur les travaux futurs qui peuvent être poursuivis ont aussi été présentées.

# CHAPITRE I

## LA JONCTION SIX-PORT

### 1.1. Généralités sur la jonction six-port

Un six-port est un circuit passif conçu pour la mesure des circuits micro-ondes. Ce circuit linéaire avec six accès, deux entrées et quatre sorties, est constitué par plusieurs coupleurs hybrides et diviseurs de puissance. Une entrée est pour le signal de référence et l'autre pour le signal à mesurer. L'amplitude et la phase du signal à identifier peuvent être déterminés en mesurant les niveaux de puissances aux quatre sorties. Cette idée de déterminer la phase d'un signal micro-onde appartient à Cohn et Weinhouse et a été présentée pour la première fois en 1964 [2].

Au début des années 1970, la première application visée par ce type de circuit était la réflectométrie et a été développée davantage par Glenn F. Engen [5, 6, 7]. Introduit au domaine des micro-ondes en 1977 [3] pour mesurer les paramètres de dispersion, il a évolué depuis cette date sous différentes formes et diverses applications allant de la réflectométrie au radar et démodulateur QPSK. Le principe général de la technique de mesure par six-port consiste à établir différentes relations de phase et d'amplitude entre deux signaux: un signal inconnu et une référence connue. Le signal à analyser est l'onde réfléchiée par une charge dont on veut mesurer le coefficient de réflexion. On mesure le niveau RF aux quatre sorties du six-port par des détecteurs de puissance RF. Les valeurs ainsi obtenues sont reliées aux caractéristiques du signal à mesurer par une équation mathématique dont les coefficients ont été obtenus par une précédente étape d'étalonnage. L'étalonnage varie selon les caractéristiques d'intérêt et a fait l'objet de plusieurs travaux aux Poly-Grames et ailleurs au monde.

Si au départ on parlait d'un six-port pour une utilisation en réflectométrie et dans la conception des analyseurs de réseaux et autres applications similaires, aujourd'hui son

utilisation est diversifiée. Un circuit six-port est pour la première fois proposé pour la démodulation numérique en 1994 [13]. En 2000, son architecture a été simplifiée pour ne discriminer que la phase. Cette nouvelle architecture comporte trois coupleurs hybrides et un diviseur de puissance Wilkinson. Un récepteur basé sur un six-port a été conçu et étudié au laboratoire Poly Grames (Groupe de Recherche en Micro-ondes et Électronique Spatiale) de l'École Polytechnique de Montréal (Bosisio, Li et Wu, 1995; Bosisio, Gauthier et Xu, 2000). La structure du six-port utilisé dans le récepteur est spécifique pour une démodulation QPSK de phase ou de fréquence. Dans cette structure du six-port, les deux ports d'entrée sont assignés au signal RF et au signal de référence provenant d'un oscillateur local. Les deux signaux d'entrée sont ensuite additionnés et l'évaluation des niveaux de puissances aux quatre sorties, les unes par rapport aux autres, permet d'obtenir le signal RF démodulé.

L'utilisation de la jonction six-port dans la démodulation numérique est devenue un important moteur de recherche. Plusieurs récepteurs à six-port ont été développés depuis les dernières années dans les bandes de fréquences micro-ondes ou millimétriques.

La forte croissance de la recherche en matière de systèmes de détection radar motive plus que jamais la nécessité de concevoir des circuits qui permettent de mesurer la distance et la vitesse d'approche d'un obstacle. Un système radar est basé sur un concept très simple d'émission-réception d'une onde. La réception de cette onde peut donner différents paramètres suivant l'application: une vitesse, une distance ou une position. L'utilisation de la jonction six-port dans un récepteur radar demande comme quantité mesurée le coefficient de réflexion de la partie transmise entre l'antenne et la cible et retour. Avec les paramètres de cette onde, reçue après réflexion sur la cible, on peut déterminer les caractéristiques de l'objet-cible.

Des récepteurs radar à base de six-port sont principalement développés par C.G. Miguélez (A new Automobile Radar based on the Six-port Phase/frequency Discriminator) et dans les articles de A. Stelzer et C.G. Diskus. À Poly Grames J. Li avait déjà proposé une solution à base de six-port en 1994 (A Collision Avoidance Radar using Six-port Phase/Frequency Discriminator (SPFD)). Son approche est d'utiliser une

structure six-port à base de coupleurs hybrides  $90^\circ$  permettant une réduction de taille et surtout de coût face aux autres types de radars.

À la fin de cette introduction sur les jonctions six-port il faut rappeler leur potentiel pour une large gamme d'utilisation sur le marché des communications, grâce à leur robustesse et leur faible coût.

## 1.2. Réflectomètre à six-port

Le réflectomètre six-port est un dispositif de mesure en hyperfréquences qui permet de mesurer des impédances complexes en utilisant uniquement des mesures de puissance, suivies d'un traitement numérique des données obtenues.

La figure 1.1 présente le schéma typique d'un circuit six-port dans sa configuration de base, c'est à dire en réflectomètre. Pour la simplicité de la présentation, on ne développe pas ici les outils mathématiques, mais on veut souligner les principaux paramètres de fonctionnement du réflectomètre à six-port.

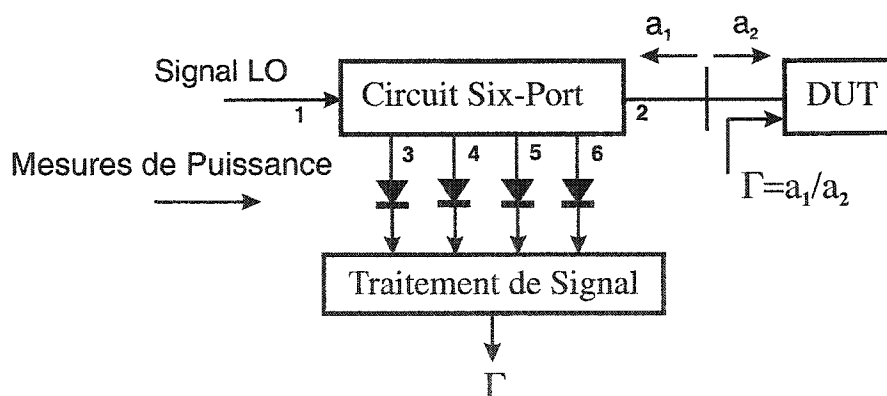


Figure 1.1 Réflectomètre à base de circuit six-port

Comme le nom de la jonction le suggère, le circuit présente six ports, dont un port d'entrée (le signal de l'oscillateur local), un port bi-directionnel, relié au dispositif sous test et quatre ports de sortie dédiés aux mesures de puissance (scalaires). Pour évaluer le coefficient de réflexion à la charge, on fait des mesures de puissance (ou de magnitudes des tensions de sortie) aux quatre ports de sortie. Les quatre détecteurs de puissance qui

sont connectés aux ports 3 à 6 mesurent chacun le module d'une superposition linéaire spécifique des ondes  $a_1$  et  $a_2$  qui déterminent le facteur de réflexion du dispositif sous test.

Le principe de fonctionnement est le suivant: le signal généré localement est injecté à la fois dans le dispositif sous test et dans la jonction. Sur chaque port de sortie on retrouve une combinaison linéaire entre le signal réfléchi par la charge et le signal de l'oscillateur local. Le système de traitement de signal exécute deux opérations. La plus simple consiste dans le simple rapport entre le niveau de puissance du signal sur chaque port de sortie et la puissance sur le canal de référence. Autrement dit, le signal de référence doit être proportionnel seulement avec le signal de l'oscillateur local. Le port de référence est isolé par rapport au port de mesure et cette valeur d'isolation représente le critère essentiel de la performance du circuit.

Le coefficient de réflexion à la charge peut être représenté comme un vecteur dans l'espace cartésien, caractérisé par son amplitude et sa phase. Pour une famille des vecteurs d'amplitude constante, le lieu géométrique décrit par leur vertex est un cercle. Chaque port de sortie réalise une combinaison linéaire entre le vecteur inconnu et le vecteur fixe, représenté par le signal de l'oscillateur local. Pour chaque canal de sortie on a un cercle et les rayons des cercles, ainsi que leurs positions sont différentes. Le point d'intersection de tous les cercles dans le plan cartésien caractérise un vecteur unique, le vecteur inconnu, dans notre cas le coefficient de réflexion.

Par ce raisonnement simple on a prouvé la capacité d'une jonction six-port de mesurer le coefficient de réflexion. Pour mettre en évidence cette qualité on développe des calculs mathématiques pour évaluer le coefficient de réflexion à la charge, en fonction de niveaux des puissances ( ou des amplitudes des tensions) de sortie.

Pour développer les principaux paramètres de fonctionnement d'un réflectomètre à six-port on va exemplifier une méthode d'analyse d'une structure six-port quelconque.



$$P_1 = \frac{|a|^2}{4} |\Gamma - l|^2 \quad P_2 = \frac{|a|^2}{8} |\Gamma - (-l + j)|^2 \quad (1.1)$$

$$P_3 = \frac{|a|^2}{8} |\Gamma - (-l - j)|^2 \quad P_4 = \frac{|a|^2}{4} \quad (1.2)$$

On remarque que la puissance de sortie au port 4 ne dépend pas de la valeur du  $\Gamma$ , le coefficient de réflexion dans le plan complexe et en conséquence on utilise ce port de sortie comme référence. À la suite de cette remarque, la première opération après la mesure de tous les quatre niveaux de puissances de sortie, est de normaliser ces valeurs par  $P_4$  (la puissance au port 4). On obtient les équations suivantes (cercles):

$$\frac{P_1}{P_4} = |\Gamma - l|^2 \quad \Rightarrow \quad |\Gamma - l| = \sqrt{\frac{P_1}{P_4}} \quad (1.3)$$

$$\frac{P_2}{P_4} = \frac{1}{2} |\Gamma - (-l + j)| \quad \Rightarrow \quad |\Gamma - (-l + j)| = \sqrt{\frac{2P_2}{P_4}} \quad (1.4)$$

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{1}{2} |\Gamma - (-l - j)|^2 \quad \Rightarrow \quad |\Gamma - (-l - j)| = \sqrt{\frac{2P_3}{P_4}} \quad (1.5)$$

Le comportement du réflectomètre à six-port peut être décrit par les positions des points  $q_i$  données par la relation:

$$\frac{P_i}{P_4} = K_i \cdot |\Gamma - q_i|^2 \quad ; \quad i = 1, 2, 3 \quad (1.6)$$

$P_i$  représente le niveau de puissance au port  $i$ ,  $\Gamma$  est le coefficient de réflexion du dispositif sous test,  $K_i$  et  $q_i$  sont les constantes d'étalonnage. La valeur de  $\Gamma$  est déterminée par l'intersection de trois cercles dont les centres sont les points  $q_1, q_2, q_3$  et dont les rayons dépendent du rapport  $\frac{P_i}{P_4}$  des puissances mesurées. Dans le cas idéal les points  $q$  correspondent aux conditions  $|q_1| = |q_2| = |q_3|$  et la différence entre leurs angles est de

$\pm 120^\circ$ . L'angle de  $120^\circ$  entre deux points  $q_i$  a été choisi afin d'obtenir une équipartition de ces points autour de l'origine. Si les points  $q_i$  se trouvent trop proches les uns des autres, les angles d'intersection entre les cercles correspondants seraient très aigus. Il y a une incertitude faible en ce qui concerne le rayon de cercle qui résulterait. En pratique, un réflectomètre à base de six-port donne de bons résultats même si les angles entre les points  $q_i$  sont plus petits que  $25^\circ$  et le rapport des amplitudes des points  $q_i$  est plus grand que 4 [22].

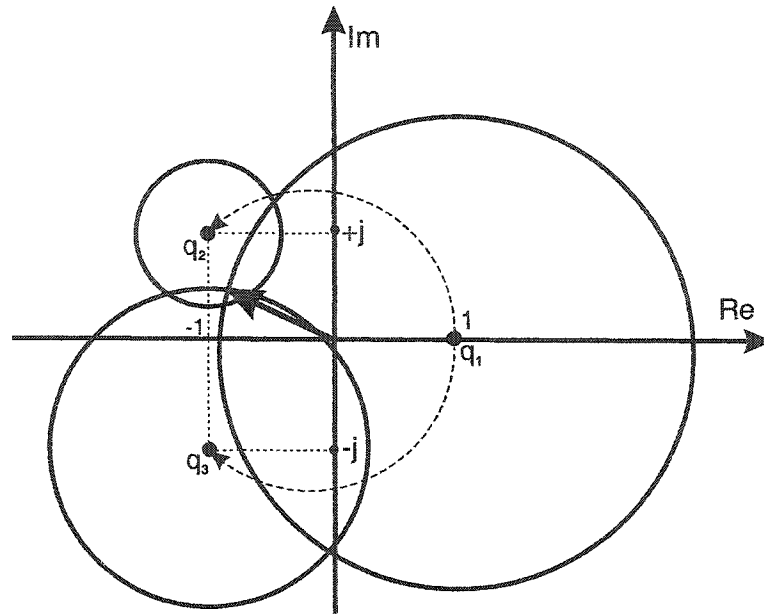
Pour un système de mesure capable de donner la valeur absolue du coefficient de réflexion, on doit déterminer la position absolue des points  $q_i$  par rapport au cercle unitaire absolu. Cette procédure qui est extrêmement performante porte le nom de processus de calibrage. À chaque sortie correspond un cercle. Les cercles correspondants à chaque sortie ont des rayons différents et sont situés dans des positions spécifiques par rapport au cercle unitaire absolu. Pour simplifier les calculs mathématiques, il est très pratique de situer le centre d'un cercle à l'origine du plan complexe et le centre d'un autre cercle sur l'axe réel. La valeur du coefficient de réflexion  $\Gamma$  on la trouve à l'intersection de ces cercles.

Dans cet exemple, les valeurs absolues des points  $q_i$  du six-port sont:

$$\begin{aligned} q_1 &= 1 \\ q_2 &= -1 + j \\ q_3 &= -1 - j \end{aligned} \tag{1.7}$$

et leurs déphasages sont de  $135^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $135^\circ$ .

On doit s'assurer que le point d'intersection est unique donc les centres des cercles sont non-colinéaires. En réalité, les trois cercles ne se couperont pas exactement en un seul point. Pourtant on trouvera trois points d'intersection entre chaque paire de cercles, qui se situent plus ou moins proches les uns des autres. L'écart entre les points donne la qualité du calibrage. On peut optimiser les constantes de calibrage obtenues, de manière que les trois points d'intersection se rapprochent le plus possible. À la figure 1.3 sont présentés dans le plan complexe les cercles de sortie de la jonction six-port et le coefficient de réflexion à la charge.



**Figure 1.3** Trois cercles au plan complexe déterminés par les quatre niveaux de puissance  $P_3$ - $P_6$

La procédure de calibrage est similaire aux techniques de calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel. On mesure des dispositifs connus et on extrait les paramètres caractéristiques de la jonction six-port. Les deux techniques ont été développées par les mêmes auteurs [7, 10] dans le but d'obtenir une technique de mesure de grande précision du coefficient de réflexion.

Des techniques de calibrage ont été développées par H. Cronson et L. Susman pour analyser, tester et concevoir des jonctions six-port.

Le grand avantage d'un réflectomètre à six-port est probablement sa structure simple. Constitué d'un circuit linéaire passif en combinaison avec des détecteurs de puissance, il est plus facile à réaliser et moins coûteux qu'un analyseur de réseau vectoriel traditionnel qui nécessite des éléments plus sophistiqués. Malgré cet avantage considérable que présente la simplicité du circuit, les réflectomètres six-port sont surtout utilisés dans les laboratoires de métrologie, en raison de la bonne précision de mesure qu'ils permettent d'obtenir. Par contre, leur utilisation dans des produits commercialisés est très faible et concerne principalement des applications très spécialisées. Cette limite peut être justifiée par la difficulté de concevoir des réflectomètres à six-port, dans une bande d'opération

qui est comparable avec les analyseurs de réseaux. La procédure de calibrage du six-port est plus complexe que celle d'un analyseur traditionnel. Ces raisons ont poussé l'intérêt vers d'autres applications du six-port où les mesures de phase sont importantes et la structure simple de la jonction représente un avantage face à d'autres solutions. On peut exemplifier comme applications la démodulation numérique et les systèmes de sécurité routière pour les automobiles (radar).

#### **1.4. Le principe d'opération de la jonction six-port modifiée**

La structure d'une jonction six-port peut varier selon son usage. La manière d'interconnexion entre les coupleurs génère quatre combinaisons différentes entre le signal de référence et celui à déterminer. Les phases de deux signaux d'entrée ont différentes valeurs. Les niveaux des quatre signaux de sortie correspondent aux quatre combinaisons du signal de référence et du signal à déterminer.

En regardant le principe de fonctionnement de la jonction six-port présenté dans le paragraphe précédent, on peut remarquer un élément commun au-delà de l'application en réflectométrie. La jonction mesure des rapports de puissance entre deux vecteurs (dans le plan complexe). Si on considère l'un des vecteurs connus (le signal de l'oscillateur local), le système mesure l'amplitude et la phase de l'autre. Finalement, on peut reconnaître la similitude avec le processus de démodulation qui demande au récepteur de calculer soit la phase ou l'amplitude (soit les deux) du signal d'entrée porteur d'information.

En réponse à leur développement, les circuits six-port ont été modifiés pour des besoins caractéristiques d'une architecture de récepteur, conçu pour la démodulation d'un signal RF modulé QPSK. La jonction six-port modifiée conçue spécialement pour ce type de démodulation a une architecture simplifiée pour ne discriminer que la phase. Pour la conception de la jonction six-port discriminateur de phase on a choisi la topologie standard de celle-ci qui utilise un agencement de quatre coupleurs hybrides  $90^\circ$ . Les diverses relations de phase sont obtenues en déphasant distinctement, par les coupleurs, les deux signaux d'entrée de sorte que chaque sortie ait une relation de phase unique. Les deux ports d'entrée sont normalement positionnés pour être isolés l'un de l'autre.

Une sortie d'un coupleur hybride est suivie d'un déphaseur  $90^\circ$  réalisé avec une ligne de  $\lambda/4$  et fonctionne comme diviseur de puissance, avec les deux signaux de sortie en phase.

Une architecture de jonction six-port modifiée est illustrée à la figure 1.4. Pour discriminer la phase, les deux signaux à comparer sont appliqués aux ports d'entrée 5 et 6, nommés LO (pour oscillateur local) et RF (pour signal radio-fréquences). Les ports 1 à 4 sont les sorties.

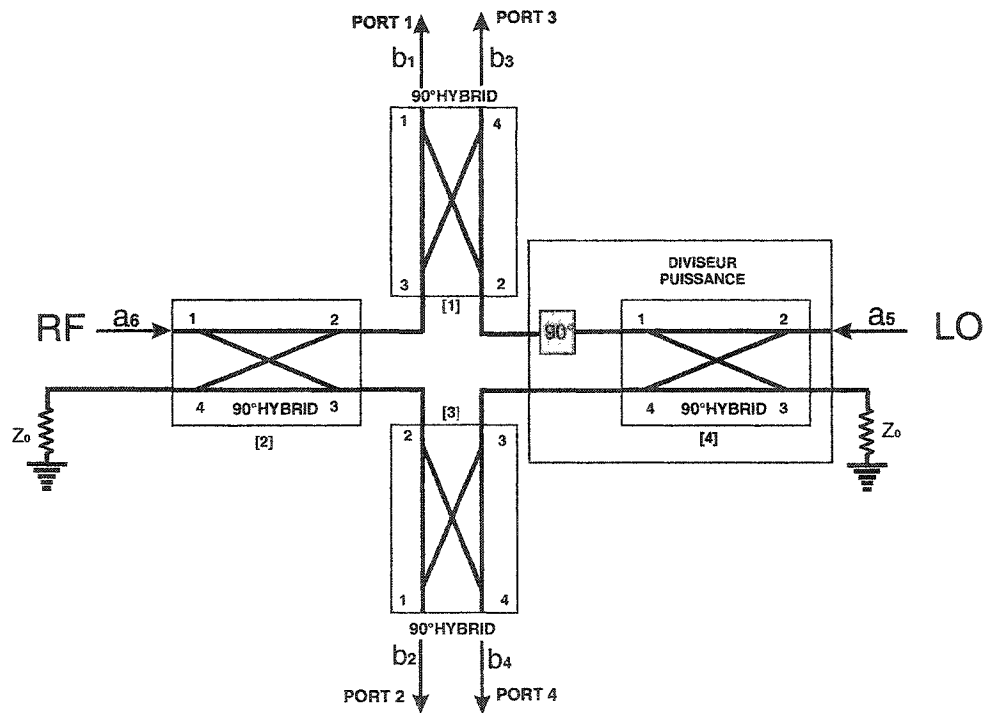


Figure 1.4 Schéma de principe de la jonction six-port modifiée

On va évaluer les paramètres  $S$  de la jonction six-port à partir de la relation générale qui donne le vecteur des ondes réfléchies  $b$ , en fonction du vecteur des ondes incidentes  $a$ :

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (1.8)$$

En supposant des coupleurs hybrides sans pertes, on peut calculer les paramètres de dispersion  $S$  du six-port et obtenir:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & j/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j/2 & j/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & j/2 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & j/2 & j/2 & 0 & 0 \\ -1/2 & j/2 & j/2 & 1/2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

Le circuit présenté dans la figure 1-4 est linéaire et on peut déduire les expressions des formes des quatre ondes réfléchies  $b_1, b_2, b_3, b_4$ , en fonction des deux ondes incidentes  $a_5$  et  $a_6$ .

À la sortie 1 le signal RF est déphasé de  $\pi$  contrairement au signal LO qui ne l'est pas. On a donc l'onde suivante à la sortie 1:

$$b_1 = \frac{1}{2}(a_5 - a_6) \quad (1.10)$$

À la sortie 2, le signal RF est déphasé de  $\pi/2$  tandis que le signal LO ne l'est pas. On a donc à la sortie 2 l'onde suivante:

$$b_2 = \frac{1}{2}(a_5 + ja_6) \quad (1.11)$$

À la sortie 3 il y a un déphasage de  $\pi/2$  pour le LO tout comme pour le RF. Le signal de sortie est donc le suivant:

$$b_3 = \frac{1}{2}j(a_5 + a_6) \quad (1.12)$$

À la sortie 4, le signal LO est déphasé de  $\pi/2$  alors que le signal RF n'est pas déphasé. Par conséquent on retrouve l'onde suivante:

$$b_4 = \frac{1}{2}(ja_5 + a_6) \quad (1.13)$$

Les deux signaux d'entrée sont décrits par :

$$\begin{aligned} a_5 &= |a_5| \cdot \exp(j\varphi_5) \\ a_6 &= |a_6| \cdot \exp(j\varphi_6) \end{aligned} \quad (1.14)$$

Les angles  $\varphi_5$  et  $\varphi_6$  représentent l'état de phase des signaux à l'entrée du six-port. Les ports LO et RF sont isolés, les signaux d'entrée se propagent uniquement aux sorties du six-port où ils se superposent selon des relations de phase uniques. Supposons deux signaux d'entrée de même fréquence, de même amplitude  $a_5 = a_6 = a$  et que chaque port est adapté, les équations des ondes aux quatre sorties deviennent:

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{a}{2} \cdot \exp(j\varphi_5) (1 - \exp(j(\varphi_6 - \varphi_5))) \\ b_2 &= j \frac{a}{2} \cdot \exp(j\varphi_5) (1 - \exp(j(\varphi_6 - \varphi_5 - \frac{\pi}{2}))) \\ b_3 &= \frac{a}{2} \cdot \exp(j\varphi_5) (1 - \exp(j(\varphi_6 - \varphi_5 + \pi))) \\ b_4 &= \frac{a}{2} \cdot \exp(j\varphi_5) (1 - \exp(j(\varphi_6 - \varphi_5 + \frac{\pi}{2}))) \end{aligned} \quad (1.15)$$

La puissance de sortie sur une charge adaptée est proportionnelle à  $|b_i|^2$ . On peut noter que pour chaque sortie il y a un déphasage entre les deux signaux d'entrée,  $\Delta\varphi = \varphi_6 - \varphi_5$ , pour lequel la puissance correspondante est nulle.

La puissance correspondante à chaque port peut être exprimée comme suit:

$$P_i = |S_{5i}|a_5|\exp(j\varphi_5) + S_{6i}|a_6|\exp(j\varphi_6)|^2, \quad i = 1 \dots 4 \quad (1.16)$$

L'équation 1.16 exprime alors l'ensemble des puissances possibles aux quatre sorties du six-port. Il est possible de démoduler un signal QPSK par une simple lecture de puissance en détectant un minimum ou un maximum à l'un des ports de sortie.

Dans la modulation QPSK, nous avons deux symboles correspondant en fait au bit 0 ou 1 envoyé. Le modulateur prend les bits en entrée deux par deux et envoie une porteuse

dont la phase est l'une des quatre possibilités ( $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ ) comme résumé au tableau 1.1 suivant :

**Tableau 1.1** Phases correspondantes aux paires de bits envoyés

Bits d'information	Phase
0 0	$5\pi/4$
0 1	$3\pi/4$
1 1	$\pi/4$
1 0	$7\pi/4$

Si on utilise la jonction six-port comme démodulateur de phase pour un signal QPSK, on peut différencier les quatre états de modulation. On connecte des détecteurs de puissance aux quatre ports de sortie. Si on a un signal de référence au port 5 à l'aide des mesures de puissance on peut détecter la puissance qui est minimale par rapport aux autres.

### 1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une revue générale sur la jonction six-port. Après avoir présenté l'utilisation d'une telle jonction au bout du temps, nous avons étudié la jonction six-port dans sa structure de base, réflectomètre et dans sa structure modifiée, discriminateur de phase/fréquence. Pour continuer à améliorer les performances de ce dispositif, on doit bien maîtriser son comportement aux fréquences millimétriques et micro-ondes. Ceci peut être accompli en développant des techniques de simulation adéquates et précises qui permettent de tenir compte de tous les phénomènes physiques et électriques liés à la jonction six-port.

À la fin de cette section dédiée aux circuits de type six-port, on doit souligner quelques aspects liés aux lecteurs de puissance. Dans sa première version, la jonction six-port utilisait des puissance-mètres externes. À la suite du progrès de miniaturisation, les lecteurs de puissance ont été intégrés dans la conception du six-port sous forme de détecteurs de puissance à diodes, où la tension de sortie des diodes reste proportionnelle

avec la puissance d'entrée. L'utilisateur est obligé de faire un traitement supplémentaire des signaux de sortie.

Par rapport au système de mesure à base d'un analyseur vectoriel, le circuit six-port présente les avantages suivants:

- la structure est plus simple et moins coûteuse que celle d'un analyseur de réseau vectoriel traditionnel, car il consiste uniquement en éléments passifs (coupleurs, diviseurs de puissance)

- toutes les imperfections du six-port sont prises en compte lors du calibrage dans l'algorithme mathématique qui sert à calculer le facteur de réflexion à partir de quatre mesures de puissance

Intégré, le six-port pourrait être une solution pour les téléphones mobiles ou d'autres appareils portables, flexibles et peu volumineux.

## **CHAPITRE II**

### **LE COUPLEUR HYBRIDE 90°**

Un coupleur directionnel idéal est une composante passive utilisée dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques. Un coupleur peut avoir trois ports avec ou sans pertes ou peut être une composante à quatre ports. Un exemple de jonction à trois ports est la jonction T et les diviseurs de puissance (le coupleur Wilkinson) pendant que des quatre-ports sont les coupleurs directionnels et les hybrides. Le coupleur directionnel est caractérisé par trois quantités: la directivité, le couplage et l'isolation.

La directivité représente le rapport entre la puissance disponible au port couplé et celle du port isolé. La fraction de puissance couplée, entre le port 1 et le port 3, est donnée par le couplage. La fuite de puissance entre le port 1 et le port 4 s'appelle l'isolation.

Un coupleur branche-ligne est un cas spécial de coupleur directionnel, avec le facteur de couplage de 3 dB et la phase entre les ports de sortie ( nommés le port direct et couplé) de 90°. Le six-port dont on a parlé au dernier paragraphe du chapitre précédent, avec sa configuration spécifique pour une application radar, utilise quatre coupleurs branche-ligne qui sont aussi nommés coupleurs hybrides en quadrature.

Généralement, la conception d'un tel coupleur consiste à déterminer les paramètres du circuit ainsi que certaines performances spécifiques qui peuvent être obtenues dans la bande de fréquence d'intérêt. Ces spécifications sont le facteur de couplage, l'adaptation, et l'isolation. Dans le design conventionnel, les entrées et les sorties du coupleur sont complètement adaptés à la fréquence centrale de la bande et les niveaux des signaux de deux sorties doivent être égaux. Le couplage et l'adaptation pour certaines applications sont demandées seulement pour une limite de tolérance qui dépasse la bande de fréquence d'intérêt.

Les paramètres de dispersion  $S$  sont très souvent utilisés pour caractériser les circuits micro-onde linéaires, en décrivant les caractéristiques de ceux-ci dans le domaine fréquentiel. Pour évaluer ces paramètres on utilise des méthodes analytiques, des simulations ou des mesures. Une fois les paramètres  $S$  connus, on peut faire une évaluation des performances des circuits.

Dans ce chapitre on va analyser le fonctionnement du coupleur hybride en quadrature en utilisant la technique de décomposition en modes pair et impair. L'analyse sera faite pour le coupleur hybride  $90^\circ$  en technologie micro-ruban et en technologie du guide d'onde rectangulaire. À partir de la matrice  $[ABCD]$  normalisée, pour les modes pair et impair, cette méthode d'analyse nous permettra de déduire la matrice de dispersion  $[S]$  du coupleur à la fréquence centrale d'opération.

## 2.1. Le modèle général d'analyse du coupleur hybride $90^\circ$

### 2.1.1. Mode d'excitation pair-impair

Un circuit à quatre ports symétrique est défini comme un circuit qui a un plan de symétrie comme il est illustré à la figure 2.1. Les bras du circuit peuvent être des lignes coaxiales, guides d'onde ou lignes micro-ruban. Il peut être analysé simplement en utilisant la technique conventionnelle des modes pair et impair.

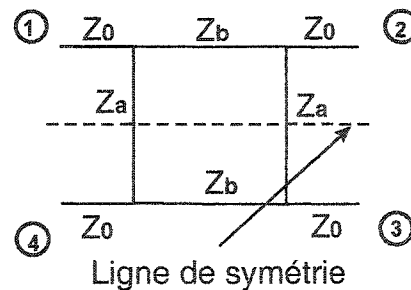


Figure 2.1 La symétrie du coupleur hybride  $90^\circ$

La forme normalisée du circuit qui est supposé sans pertes est présentée à la figure 2-2. Chaque ligne représente une ligne de transmission avec l'admittance normalisée à  $Y_0$ ,

l'admittance caractéristique de la ligne. On applique un signal d'amplitude 1 au port 1 et il se divise dans le circuit (tous les autres ports sont adaptés).

La méthode d'analyse qui sera décrite, donne la possibilité de déduire les signaux résultants qu'on retrouve aux quatre sorties et leur variation (en amplitude et phase) avec la fréquence.

Le but est de déduire les valeurs normalisées de l'admittance  $Y$  du bras parallèle  $a$  et du bras série  $b$  par rapport à l'admittance caractéristique  $Y_0$ , telles que représentées à la figure 2.2.

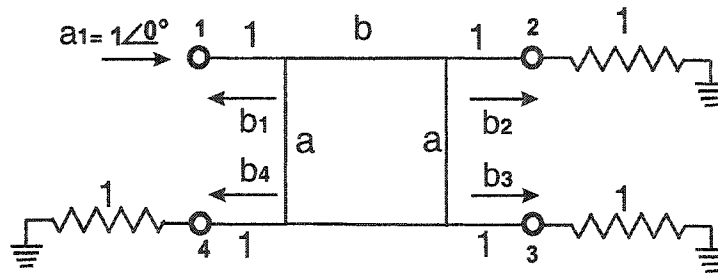


Figure 2.2 Le coupleur hybride  $90^\circ$  dans la forme normalisée

La propriété de symétrie d'un tel circuit nous permet de réduire sa complexité en le décomposant dans une paire de deux circuits à deux ports.

Le coupleur hybride décomposé dans une paire de deux circuits à deux ports, dans l'excitation du mode pair et impair, est montré à la figure 2.3:

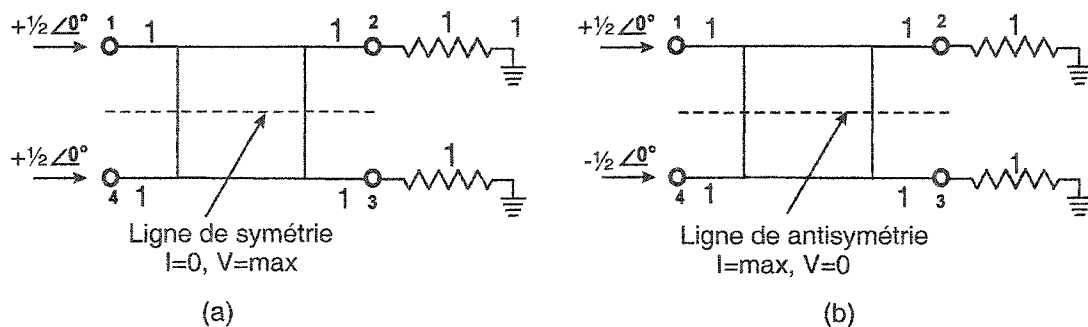


Figure 2.3 Le circuit décomposé (a) mode pair et (b) impair

Une onde avec l'amplitude 1 est incidente au port 1 (le générateur) et tous les trois autres ports sont adaptés.

Le circuit est linéaire et par la superposition des deux excitations pair et impair, la sommation des deux modes produit un seul signal d'amplitude 1 au port 1 ( l'excitation originale de la figure 2.2). On obtient la réponse (les ondes de dispersion) pour le circuit entier. Les signaux résultants aux quatre ports sont la superposition des résultats obtenus dans les deux modes d'excitation.

Si deux signaux d'amplitude  $+1/2$  en phase sont appliqués aux ports 1 et 4, par symétrie, une tension maximale s'obtient sur chaque point de la ligne de symétrie. À ces points  $Z = \infty$  et  $Y = 0$ . Ceci est équivalent avec un circuit ouvert comme illustré à la figure 2.3, (a).

Si deux signaux  $+1/2$  et  $-1/2$  sont appliqués aux ports 1 respectivement 4, une tension minimale existe à chaque point sur la ligne de symétrie. À tous ces points,  $Z = 0$  et  $Y = \infty$ . Ceci est équivalent avec un court-circuit (figure 2.3, (b)).

Dans chaque cas, le problème se réduit à un circuit à deux ports.

Pour le mode pair on a  $+1/2$  de la tension à l'entrée et le reste au port isolé. Pour le mode impair on applique  $+1/2$  de la tension à l'entrée et  $-1/2$  de la tension au port isolé. Si on considère la superposition des tensions d'entrée, on obtient la tension  $V$  à l'entrée et la tension  $0$  au port isolé.

Si on suppose que le coupleur est réalisé en micro-ruban, l'analyse de la configuration du champ électromagnétique, mènent à la conclusion que le circuit équivalent d'une jonction T est un circuit conçu avec des lignes en parallèle. La géométrie de la ligne micro-ruban et la configuration du champ électrique et magnétique ont été présentés à la figure 2.4.

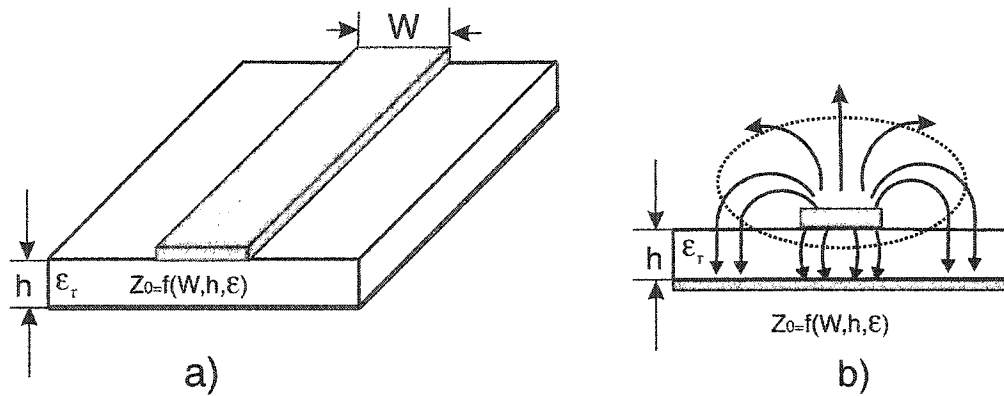


Figure 2.4 Ligne micro-ruban a) géométrie b) configuration du champ électromagnétique

À la figure 2.5 on a présenté une jonction T et son circuit équivalent.

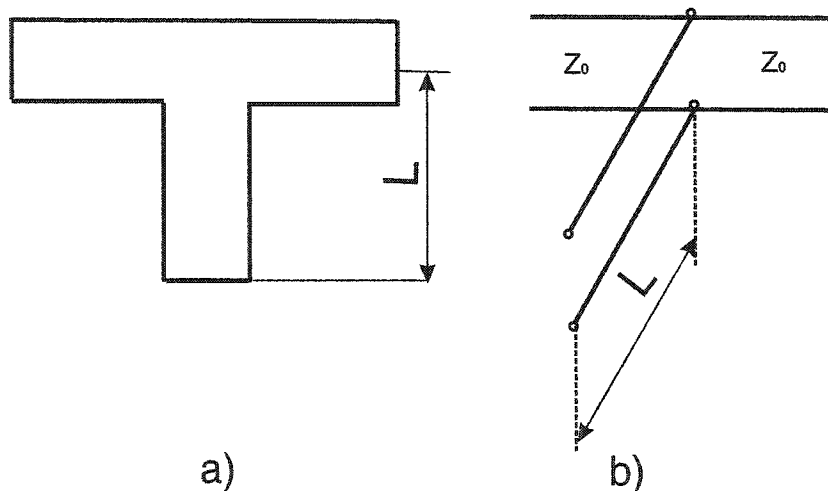


Figure 2.5 a) Jonction T en micro-ruban b) circuit équivalent

En conséquence, les schémas équivalents du coupleur décomposé sont réalisés avec des lignes de transmission en parallèle. Ces lignes sont des circuits ouverts pour le mode pair et des court circuits pour le mode impair.

Chaque mode a des ondes réfléchies et incidentes. Pour le mode pair les ondes réfléchies et incidentes sont illustrées à la figure 2.6. Comme on peut voir, il y a une onde incidente  $+1/2$  de la tension au port 1. À la première ligne parallèle on trouve un coefficient de réflexion  $\Gamma_e$ . Au deuxième port on retrouve un signal de transmission avec un coefficient  $T_e$ .

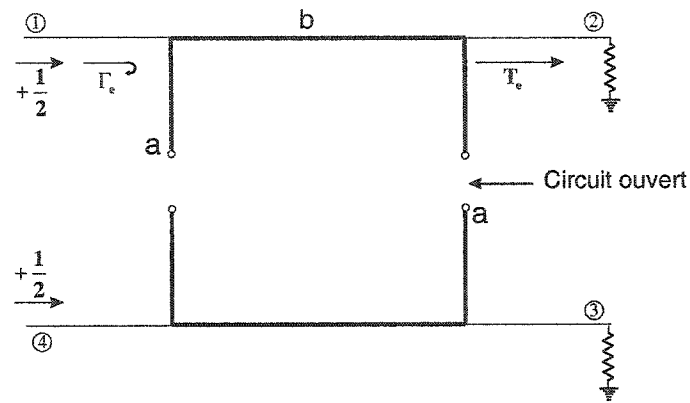


Figure 2.6 Mode pair - deux lignes parallèles circuits ouverts

En addition, pour le mode impair les ondes réfléchies et incidentes sont illustrées à la figure 2-7.

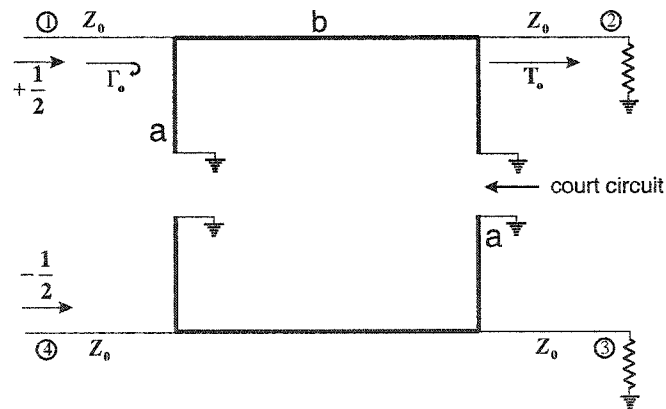


Figure 2.7 Mode impair - deux lignes parallèles court circuit

Une onde  $+1/2$  de la tension est incidente au port d'entrée et une onde  $-1/2$  de la tension au port isolé. À la première ligne parallèle en court circuit on a un coefficient de réflexion  $\Gamma_o$  et au deuxième port un signal de transmission ayant un coefficient  $T_o$ .

- Amplitudes des ondes incidentes

On exprime les ondes incidentes aux ports d'entrée 1 et 4 du coupleur comme étant la superposition du mode pair et impair.

$$\begin{aligned} a_1 &= 1\angle 0^\circ = \frac{1}{2}\angle 0^\circ + \frac{1}{2}\angle 0^\circ \\ a_4 &= 0\angle 0^\circ = \frac{1}{2}\angle 0^\circ - \frac{1}{2}\angle 0^\circ \end{aligned} \quad (2.1)$$

À partir de l'expression 2.1 on peut conclure qu'une onde  $a_1$  d'amplitude 1 est incidente au port 1 (le générateur) et il n'y a pas de puissance au port 4 (port isolé).

- Amplitudes des ondes réfléchies

Les amplitudes des ondes réfléchies à chaque port du coupleur hybride peuvent être exprimées comme suit:

$$b_{1_e} = \frac{1}{2}\Gamma_e \quad b_{2_e} = \frac{1}{2}T_e \quad b_{3_e} = \frac{1}{2}T_e \quad b_{4_e} = \frac{1}{2}\Gamma_e \quad (2.2)$$

$$b_{1_o} = \frac{1}{2}\Gamma_o \quad b_{2_o} = \frac{1}{2}T_o \quad b_{3_o} = -\frac{1}{2}T_o \quad b_{4_o} = -\frac{1}{2}\Gamma_o \quad (2.3)$$

Dans ces expressions  $T_e$  et  $T_o$  sont les coefficients de transmission pour le mode pair respectivement impair et  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_o$  sont les coefficients de réflexion pour les mêmes modes.

Il suffit d'ajouter les expressions des ondes réfléchies mode pair et impair pour obtenir les nouvelles expressions de ceux-ci pour le circuit global. Les signaux résultants obtenus à tous les quatre ports du coupleur sont donnés par les expressions suivantes:

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) & b_3 &= \frac{1}{2}(T_e - T_o) \\ b_2 &= \frac{1}{2}(T_e + T_o) & b_4 &= \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \end{aligned} \quad (2.4)$$

- Coefficients de réflexion et de transmission

La matrice chaîne [ABCD] est pratique à l'utiliser pour le cas ou plusieurs circuits sont connectés en cascade: la matrice [ABCD] du circuit résultant est alors égale au produit des matrices [ABCD] des circuits constitutants.

L'analyse des circuits à deux ports obtenus sera faite à l'aide de la matrice [ABCD] normalisée. À partir des formules de conversion entre les paramètres [ABCD] (avec  $Z_0 = 1$ ) et les paramètres de dispersion  $S$  exprimés en coefficients de réflexion et de transmission on va calculer  $\Gamma$  et  $T$  pour les deux modes.

$$\bar{A} = A; \bar{B} = B; \bar{C} = C Z_0; \bar{D} = D \quad (2.5)$$

$$\Gamma = \frac{(\bar{A} - \bar{D}) + (\bar{B} - \bar{C})}{(\bar{A} + \bar{D}) + (\bar{B} + \bar{C})} \quad (2.6)$$

$$T = \frac{2}{(\bar{A} + \bar{D}) + (\bar{B} + \bar{C})}$$

- La matrice [ABCD] mode pair

Pour le mode pair le circuit équivalent à deux ports est composé d'une ligne de longueur  $\beta l$  et de deux tronçons de circuits ouverts qui sont placés en parallèle avec la ligne. La matrice [ABCD] pour le mode pair est le produit de trois matrices: la première et la troisième sont des circuits ouverts de longueur  $\lambda/8$ ; la deuxième est celle pour la ligne de longueur  $\lambda/4$ .

L'admittance de la ligne en parallèle circuit ouvert de longueur  $\lambda/8$  est:

$$Y = j Y_0 \tan \beta l = j \quad (2.7)$$

On calcule  $\Gamma_e$  et  $T_e$  pour ce mode en multipliant les matrices individuelles [ABCD] de chaque composante du circuit (deux tronçons parallèle et la ligne de longueur  $\beta l$ ).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jaY_0 & 1 \end{bmatrix}}_{\substack{\text{shunt} \\ Y=j}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \beta l & j \frac{1}{bY_0} \sin \beta l \\ jbY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}}_{\substack{\lambda/4 \\ \text{ligne de transmission}}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jaY_0 & 1 \end{bmatrix}}_{\substack{\text{shunt} \\ Y=j}} \quad (2.8)$$

Pour la ligne de longueur  $l = \lambda/4$  on a:

$$\beta l = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) \cdot \left( \frac{\lambda}{4} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (2.9)$$

où  $\cos \beta l = 0$  et  $\sin \beta l = 1$

Les nouvelles expressions de la matrice [ABCD] et [ABCD] normalisée mode pair deviennent:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} -\frac{a}{b} & j \frac{1}{bY_0} \\ j \cdot \left( b - \frac{a^2}{b} \right) Y_0 & -\frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} -\frac{a}{b} & j \frac{1}{b} \\ j \cdot \left( b - \frac{a^2}{b} \right) & -\frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

- La matrice [ABCD] mode impair

Pour le mode impair le circuit équivalent à deux ports est composé d'une ligne de longueur  $\beta l$  et de deux tronçons de court-circuits qui sont placés en parallèle avec la ligne. Les matrices pour le mode impair sont similaires à celles pour le mode pair, à l'exception que les lignes en parallèles de longueur  $\lambda/8$  sont des court-circuits.

L'admittance de la ligne en parallèle court-circuit de longueur  $\lambda/8$  est:

$$Y = -j Y_0 \operatorname{ctg} \beta l = -j \quad (2.12)$$

À partir des expressions des matrices [ABCD] pour une ligne parallèle et pour un bout de ligne de longueur  $\beta l$ , on calcule  $\Gamma_o$  et  $T_o$  pour ce mode. Il suffit de faire le produit des matrices [ABCD] de chaque constituant du circuit équivalent (les deux tronçons court-circuits et la ligne  $\beta l$ ).

L'expression de la matrice [ABCD] pour ce circuit peut être calculée avec la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jaY_o & 1 \end{bmatrix}}_{\substack{\text{shunt} \\ Y=-j}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \beta l & j \frac{1}{bY_o} \sin \beta l \\ jbY_o \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}}_{\substack{\lambda/4 \\ \text{ligne de transmission}}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jaY_o & 1 \end{bmatrix}}_{\substack{\text{shunt} \\ Y=-j}} \quad (2.13)$$

Pour la ligne de longueur  $\lambda/4$  on trouve:

$$\beta l = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) \cdot \left( \frac{\lambda}{4} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (2.14)$$

où  $\cos \beta l = 0$  et  $\sin \beta l = 1$

Les nouvelles expressions de la matrice [ABCD] et [ABCD] normalisée mode impair deviennent:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \frac{a}{b} & j \frac{1}{bY_o} \\ j \cdot \left( b - \frac{a^2}{b} \right) Y_o & \frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{A} & \overline{B} \\ \overline{C} & \overline{D} \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \frac{a}{b} & j \frac{1}{b} \\ j \cdot \left( b - \frac{a^2}{b} \right) & \frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

- Adaptation et isolation

Si on tient compte des conditions suivantes:

Le port 1 adapté :

$$b_1 = \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) = 0 \quad (2.17)$$

Les ports 1 et 4 isolés:

$$b_4 = \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (2.18)$$

On obtient :

$$\Gamma_e = \frac{(\overline{A_e} - \overline{D_e}) + (\overline{B_e} - \overline{C_e})}{\overline{A_e} + \overline{B_e} + \overline{C_e} + \overline{D_e}} = 0 \quad (2.19)$$

$$\Gamma_o = \frac{(\overline{A_o} - \overline{D_o}) + (\overline{B_o} - \overline{C_o})}{\overline{A_o} + \overline{B_o} + \overline{C_o} + \overline{D_o}} = 0 \quad (2.20)$$

- Circuit sans pertes

Dans le cas d'un circuit sans pertes  $\overline{A}$  et  $\overline{D}$  sont réelles,  $\overline{B}$  et  $\overline{C}$  sont imaginaires. On obtient:

$$\overline{A_e} = \overline{D_e}, \quad \overline{B_e} = \overline{C_e}, \quad \overline{A_o} = \overline{D_o}, \quad \overline{B_o} = \overline{C_o} \quad (2.21)$$

À partir de ces conditions et de l'expression de la matrice [ABCD] on obtient la relation suivante:

$$b^2 - a^2 = 1 \quad (2.22)$$

Les expressions des paramètres de transmission pour les deux modes, pair et impair peuvent être réduites à:

$$T_e = \frac{2}{\overline{A_e} + \overline{B_e} + \overline{C_e} + \overline{D_e}} = \frac{b}{j - a} \quad (2.23)$$

$$T_o = \frac{2}{A_o + B_o + C_o + D_o} = -\frac{b}{j+a} \quad (2.24)$$

- Les nouvelles expressions des ondes réfléchies

À présent il suffit d'écrire les nouvelles expressions des ondes réfléchies au port direct et couplé ( $b_2$  et  $b_3$ ):

$$\begin{aligned} b_2 &= \frac{1}{2}(T_e + T_o) = -j \frac{b}{a^2 + 1} \\ b_3 &= \frac{1}{2}(T_e - T_o) = -\frac{ab}{a^2 + 1} \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$b_3 = \frac{a \cdot b}{b^2} = \frac{a}{b} = \frac{\sqrt{b^2 - 1}}{b} \quad (2.26)$$

Finalement on peut déduire:

$$\begin{aligned} b &= \frac{1}{\sqrt{1 - |b_3|^2}} \\ a &= \sqrt{b^2 - 1} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Si on considère comme couplage le rapport entre le port 1 et 3, pour un couplage de 3 dB on obtient:

$$C_{dB} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = 10 \log \frac{1}{|b_3|^2} \Rightarrow \frac{C_{dB}}{10} = \log \frac{1}{|b_3|^2} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} |b_3| &= \sqrt{\frac{1}{10^{\frac{C_{dB}}{10}}}} \\ |b_3| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2.29)$$

En conséquence:  $b = \sqrt{2}$  et  $a = 1$

### 2.1.2. La matrice de dispersion du coupleur hybride 90°

Les amplitudes des ondes réfléchies à chaque port du coupleur hybride peuvent être exprimées comme suit:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= 0 & (\text{port 1 est adapté}) \\
 b_2 &= -\frac{j}{\sqrt{2}} & (1/2 \text{ de la puissance et déphasage de } 90^\circ \text{ entre les ports 2 et 3}) \\
 b_3 &= -\frac{1}{\sqrt{2}} & (1/2 \text{ de la puissance}) \\
 b_4 &= 0 & (\text{port isolé})
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Les paramètres de dispersion qui représentent les coefficients de réflexion et de transmission, peuvent être déterminés à partir des relations 2.30. Ces résultats représentent la première ligne et la première colonne de la matrice [S] où les éléments qui restent peuvent être trouvés par la transposition des éléments connus.

La matrice [S] du coupleur hybride 90° a la structure donnée par la relation 2.31. Avec tous les ports adaptés, la puissance qui entre dans le port 1 est divisée entre les ports 2 et 3 avec un déphasage de 90°. Le port 4 est isolé.

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

Le coupleur hybride 90° a un grand degré de symétrie. Chaque port peut être utilisé comme port d'entrée, le port d'isolation est le port qui reste toujours de même côté du port numéro 1, et les ports de sortie sont sur le côté opposé de ce dernier. Si on applique un signal au port 2, le signal est divisé entre les ports 1 et 4 ; si on excite le port 3, le signal est divisé entre les ports 4 et 1 et si on excite le port 4, le signal est divisé entre les ports 3 et 2. On peut observer cette symétrie dans la matrice [S] du coupleur analysé (2.31).

À la figure 2.8 sont présentées les expressions des signaux de sortie, par rapport aux signaux d'entrée, correspondantes au coupleur hybride 90°.

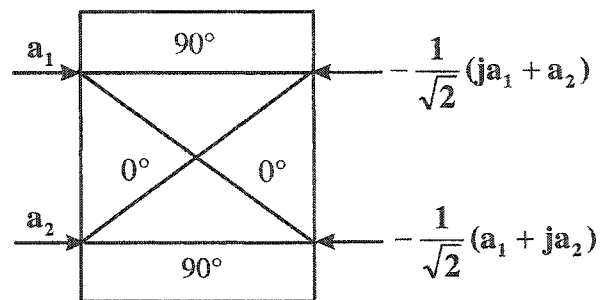


Figure 2.8 Le coupleur hybride 90°

En conclusion, un coupleur hybride en quadrature est une composante passive importante pour les applications des ondes micro et millimétriques. Il est un coupleur directionnel 3 dB à quatre ports. Dans le cas idéal, l'onde incidente à chaque port est divisée entre les deux autres ports avec une différence de phase de 90° et le quatrième port est isolé. En pratique, les coupleurs hybrides n'ont pas ces caractéristiques idéales, la bande d'opération est limitée pour la réponse idéale. Le T.O.S. à chaque port est imparfait non seulement à cause des limitations de conception mais aussi parce que le T.O.S., l'isolation et les pertes ne sont pas des valeurs indépendantes. L'isolation et le T.O.S. du coupleur hybride en fonction de la fréquence vont déterminer sa bande d'opération. Le coupleur hybride en quadrature conventionnel est composé de 4 sections de longueur  $\lambda/4$  chacune. En pratique, à cause de la longueur  $\lambda/4$  demandée par la structure du coupleur la largeur de bande est limitée à 10-20%. Plusieurs techniques de conception ont été développées afin d'élargir la bande d'opération et réduire les dimensions.

## 2.2. Le coupleur hybride 90° en guide d'onde rectangulaire connecté en plan H

On a vu dans le chapitre précédent qu'une nouvelle application de la jonction six-ports a été entraperçue grâce à sa simplicité et sa robustesse, une application radar. L'application pour un radar est un sujet brûlant du moment car la fréquence allouée de 77 GHz en Europe est très élevée pour des circuits actifs micro-ondes. Une architecture de

récepteur de type six-port passif permettrait d'être fabriquée à cette fréquence ou même au 94 GHz, la fréquence allouée au radar anti-collision aux États-Unit. Basé sur un discriminateur de phase à six-port, un système radar peut déterminer la distance et la vitesse relative en utilisant la différence de phase entre le signal transmis et le signal reçu.

Comme l'on a montré au chapitre 1, un six-port est une composante passive, linéaire, constituée de quatre coupleurs hybrides  $90^\circ$ . Originellement, le six-port étant utilisé dans le domaine des micro-ondes, celui-ci était réalisé sous forme planaire à l'aide de lignes micro-ruban. Ce type de réalisation peut s'avérer peu pratique et coûteux, selon la technologie de fabrication utilisée et la fréquence d'opération.

À 94 GHz, un coupleur hybride  $90^\circ$  en lignes micro-ruban est difficile à implanter. Pour un substrat choisi en fonction de la fréquence demandée, la valeur  $\epsilon_r$  de la permittivité du diélectrique et la hauteur du celui-là détermine la largeur de la ligne pour une impédance caractéristique donnée. Ces paramètres déterminent aussi la vitesse de propagation dans la ligne et en conséquence sa longueur [8]. Les dimensions géométriques des circuits aux fréquences millimétriques sont de l'ordre de la longueur d'onde.

À l'aide du logiciel ADS, si on simule une ligne micro-ruban sur un substrat céramique ayant une épaisseur de  $254 \mu m$  et une permittivité relative  $\epsilon_r = 9.9$  à 77 GHz, (la fréquence allouée à ce service d'aide à la conduite automobile en Europe) pour obtenir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  la ligne doit avoir une largeur  $w = 345 \mu m$  et une longueur  $\lambda_g = 1363 \mu m$ . Parce que la longueur d'onde varie à l'inverse de la fréquence d'opération, à 94 GHz, la fréquence allouée au radar anti-collision aux États-Unit les dimensions des circuits diminuent de plus. La longueur d'onde a la valeur de  $1092 \mu m$  et la largeur de la ligne ( $w = 279 \mu m$ ) est plus grande qu'une longueur de  $\lambda/4$  ( $w > \frac{\lambda}{4}$ ).

Pour les hautes fréquences, l'utilisation des connecteurs pour mesurer les performances des circuits en technologie micro-ruban influence les caractéristiques de ceux-ci. Les connecteurs de type  $k$  et  $2.4 mm$  sont utilisés jusqu'aux fréquences de maximum 50 GHz.

Dans les lignes micro-ruban il y a aussi des pertes déterminées par la géométrie de la ligne, les caractéristiques électriques du substrat et du conducteur et aussi par la fréquence. On trouve donc des pertes dans le substrat et des pertes ohmiques dans la surface du conducteur. Ces pertes déclenchent la dégradation des performances électriques des circuits.

À cause de la tendance à miniaturiser et d'intégrer, un grand nombre de circuits dans le domaine des ondes millimétriques est fabriqué en utilisant des lignes de transmission planaires micro-ruban. Caractérisées par de grandes pertes et par l'instabilité aux variations de la température, elles ne sont pas utilisées dans des applications comme les systèmes de grande puissance et celles qui demandent beaucoup de précision.

Pour ce type d'applications, les structures en guide d'onde sont plus utilisées grâce à leurs avantages face aux lignes micro-ruban. Remplis avec un diélectrique sans pertes ou avec des pertes très basses les guides d'onde sont plus performants permettant une bonne propagation aux fréquences élevées. Les lignes micro-ruban sont moins performantes et ne permettent pas l'utilisation d'un diélectrique comme l'air ( $\epsilon_r = 1$ ) qui assure une bonne propagation à ces fréquences.

Peu importe la technologie de fabrication, les coupleurs hybrides en quadrature fonctionnent bien dans une bande étroite d'opération. Ce désavantage peut être contourné. En théorie, la méthode la plus utilisée d'élargir la bande d'opération est d'ajouter davantage des sections lignes-branches supplémentaires. La méthode impose des limitations dues au fait que des impédances très grandes sont nécessaires dans les branches du coupleur. En pratique, cette méthode est possible seulement dans les structures en guide d'onde où un grand niveau d'impédances est permis.

Les guides d'onde permettent la conception et la réalisation de toutes sortes de dispositifs. Plusieurs composantes comme détecteurs, isolateurs, coupleurs sont disponibles à des fréquences situées entre 1 GHz et 220 GHz, chaque bande de fréquence correspondant à un guide d'onde avec certaines dimensions.

La technologie du guide d'onde rectangulaire a été utilisée dans ce projet pour la conception des coupleurs hybrides 90° nécessaires à la réalisation d'un six-port à 94 GHz.

Chaque sortie du coupleur sera équipée des flanches qui permettent la connexion du coupleur aux appareils de mesure. Les flanches standardisés IEC (*International Electrotechnical Commission*) type WR-10, pour des fréquences entre 75 et 110 GHz assurent la transition entre les appareils de mesure et le guide d'onde rectangulaire utilisé pour concevoir le six-port avec sa composante de base, le coupleur hybride. Les flanches utilisés pour ce type de guide d'onde sont très précis, avec un T.O.S. très bas de 1.040. Prévu avec des trous d'indexation elles permettent des mesures précises et répétables.

La question qui se pose est si les structures réalisées en micro-ruban avec des éléments distribués peuvent être portées dans les guides d'onde pour réaliser le même comportement et de la même façon. On se demande quelles sont les implications concernant, l'utilisation des guides d'onde rectangulaires dans la conception du coupleur et quelles sont les contraintes de conception. Dans le chapitre qui suit, on va essayer de répondre à ces questions.

### 2.2.1. Guide rectangulaire. Fréquence de coupure

La géométrie d'un guide rectangulaire est montrée à la figure 2.9. D'après la convention sur les standards, on considère le cas typique où la hauteur de la section du guide d'onde est plus petite que sa largeur et est fixée à une demie de cette dernière.

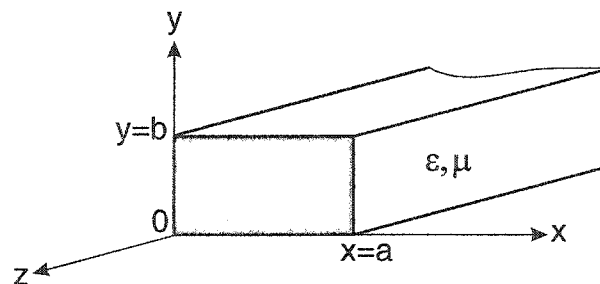


Figure 2.9 La géométrie du guide rectangulaire

On suppose que le guide est rempli d'un matériel de permittivité  $\epsilon$  et perméabilité  $\mu$ .

On sait que dans un guide rectangulaire il n'y a pas de propagation à des fréquences plus basses qu'une fréquence qui s'appelle la fréquence de coupure. À une fréquence donnée  $f$ , seulement les fréquences qui ont  $f > f_c$  se propagent. En dessous de cette valeur ( $f < f_c$ ) l'onde s'atténue énormément. Chaque type de guide d'onde a un nombre infini des configurations distinctes du champ électrique qui existent à l'intérieur de lui. Une configuration s'appelle mode de propagation et dépend directement de diélectrique, des dimensions et de la fréquence. Le mode dominant, le mode avec la plus basse fréquence de coupure, est le minimum mode possible qui donne le champ différent de zéro pour un guide rectangulaire.

Pour un guide rectangulaire qui a les dimensions  $a > b$  le mode dominant est  $TE_{10}$ . Il est le seul mode qui peut être transmis sans risque d'interférence avec d'autres modes et qui a l'atténuation la plus faible.

### 2.2.2. Objectifs et contraintes

L'objectif est de concevoir un coupleur hybride en quadrature à 94 GHz ayant des dimensions appropriées pour la fabrication sur une fraiseuse à commande numérique.

À partir du fondement théorique présenté au paragraphe 2.1, en utilisant le simulateur HFSS (High-Frequency Structure Simulator) on a conçu le coupleur hybride  $90^\circ$  à la fréquence de 94 GHz.

Le coupleur hybride en guide d'onde a été réalisé en utilisant deux guides d'onde principales connectés en parallèle par deux ouvertures ou guides d'ondes secondaires (branches). Il se comporte comme un quatre-ports symétrique. D'habitude, il est nommé coupleur branche-ligne et pour simplifier la fabrication ce type de coupleur a été choisi pour la présente procédure de conception.

À hautes fréquences, les dimensions des lignes  $\lambda/4$  se diminuent beaucoup et leurs longueurs deviennent plus courtes que les largeurs. Cela a une influence importante sur l'adaptation, l'isolation et la largeur de la bande d'opération du coupleur. Un autre problème qu'on peut rencontrer est le couplage entre les lignes d'entrée et les

discontinuités à la sortie [11, 14, 15]. Le couplage entre les lignes d'entrée augmente parce que les lignes de  $\lambda/4$  parallèles deviennent trop courtes et les lignes d'entrée sont plus proches. C'est un effet négatif sur les performances du coupleur. À hautes fréquences les discontinuités sont plus prononcées et restrictives au niveau des performances du coupleur.

La solution qu'on a proposée est d'utiliser des multiples de lignes  $\lambda/4$  dans la structure du coupleur, une technique qui fonctionne bien en ce qui concerne les paramètres de dispersion  $S$ , mais qui est limitée par la largeur de la bande d'opération. Les longueurs des lignes série peuvent être n'importe quel multiple de  $\lambda/4$  pour accomplir les conditions de couplage. Elles sont plus basses en impédance et en conséquence, ont une largeur plus grande. Il n'est pas nécessaire d'allonger les lignes parallèles pour améliorer l'aspect du coupleur, grâce à leur largeur plus étroite.

Les flanches standardisés WR-10 qu'on doit ajouter aux ports de sortie afin de pouvoir permettre la connexion du circuit au système de mesure, ont imposé l'utilisation du guide d'onde rectangulaire WR-10 avec la section transversale  $2540 \times 1270 \mu m$ . La largeur du guide de  $2540 \mu m$  étant plus grande qu'une longueur de  $\lambda/4$  ( $1092.2 \mu m$ ), les lignes parallèles du coupleur devraient avoir aussi une longueur multiple de  $\lambda/4$  pour les raisons géométriques décrites auparavant. En conséquence, les lignes parallèles doivent être allongées aussi. L'idée est d'utiliser cinq longueurs de  $\lambda/4$  pour les lignes série et cinq longueurs de  $\lambda/4$  pour les lignes parallèles qui composent le coupleur.

La longueur d'onde guidée dans le guide  $\lambda_g$ , correspondante à la fréquence centrale calculée à l'aide de l'application LineCalc du logiciel ADS, a une valeur de  $4090 \mu m$ . La fréquence de coupure a été calculée pour le mode dominant  $TE_{10}$  ( $m = 0, n = 1$ ).

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} = 59 \text{ GHz} \quad (2.32)$$

où  $a = 2540 \mu m$  et  $b = 1270 \mu m$

Les impédances caractéristiques calculées à la fréquence centrale sont:

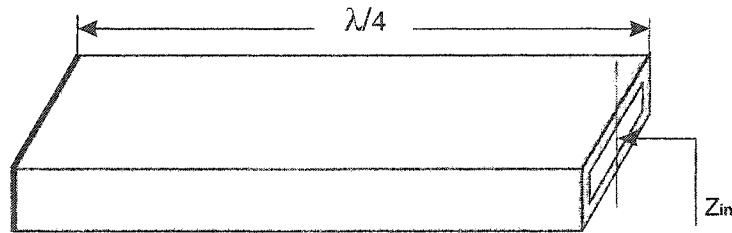
$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 490 \Omega$$

$$\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 342 \Omega$$
( 2.33)

avec  $\mu = \mu_0 \mu_r$  et  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$

Dans ces conditions, même si le coupleur a été caractérisé théoriquement pour des lignes  $\lambda/4$  à la fréquence centrale  $f_0$ , on est obligé d'utiliser des multiples de cette valeur pour les lignes du coupleur. La largeur de bande du coupleur hybride est limitée par la réponse en fréquence des lignes  $\lambda/4$  calculées à la fréquence centrale. En conséquence, la division parfaite de la puissance entre les ports 2 et 3, la parfaite isolation et adaptation aux ports à la fréquence de conception vont changer avec un changement de fréquence et la bande de fonctionnement du coupleur diminue.

Pour exemplifier cette affirmation on prend le cas d'une ligne de  $\lambda/4$  en court-circuit (figure 2.10).



**Figure 2.10** Ligne de  $\lambda/4$  en court-circuit

L'expression de l'impédance à l'entrée d'une ligne de transmission est la suivante:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \quad (2.34)$$

Dans le cas où  $Z_L = 0$  (court-circuit) et  $\alpha l \ll 1$  (en pratique) on a approximativement:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh \gamma l = Z_0 \frac{1 - j\alpha l \operatorname{ctg} \beta l}{\alpha l - j \operatorname{ctg} \beta l} \quad (2.35)$$

Pour une ligne en court-circuit de longueur  $5 \cdot \lambda/4$ , à la fréquence centrale  $\omega_0$  le terme  $\beta l$  devient:

$$\frac{\omega_0 l}{v_p} = \frac{\omega_0 5 \frac{\lambda_g}{4}}{v_p} = \frac{\omega_0 5 \lambda_g}{v_p} = \frac{\frac{2\pi}{T} 5 v_p T}{4 v_p} = 5 \frac{\pi}{2} \quad (2.36)$$

En écrivant le développement du terme  $\beta l$  pour une perturbation de fréquence  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ , en tenant compte de la longueur de ligne on obtient:

$$\beta l = \frac{\omega l}{v_p} = \frac{\omega_0 l}{v_p} + \frac{\Delta\omega l}{v_p} = 5 \frac{\pi}{2} + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} 5 \frac{\pi}{2} \quad (2.37)$$

$$\operatorname{ctg} \beta l = \operatorname{ctg} \left( 5 \cdot \frac{\pi}{2} + 5 \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.38)$$

On a fait une simulation de paramètres  $S$  pour la ligne de longueur  $\lambda/4$  et  $5 \lambda/4$  sur une bande de fréquence de 2 GHz. Le module de l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  a été exprimé en fonction de la fréquence. Les résultats de ces simulations sont présentés à la figure 2.11.

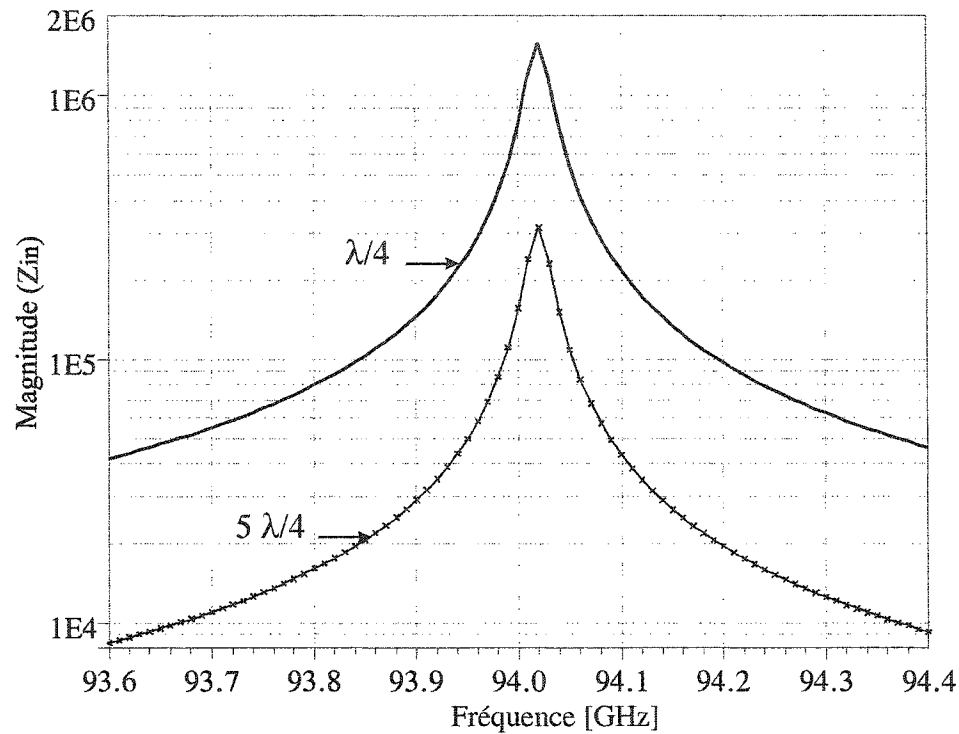


Figure 2.11 Impédance à l'entrée de la ligne  $\lambda/4$  et  $5\lambda/4$

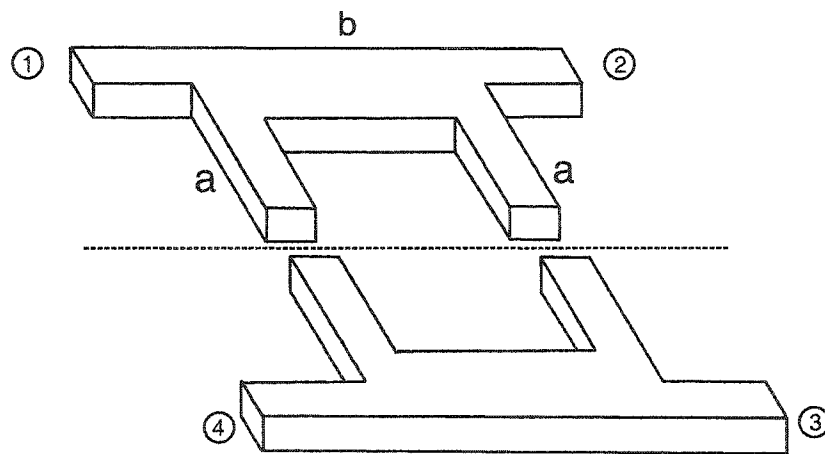
L'analyse de la figure 2.11 donne une valeur quantitative sur les effets induits par l'utilisation d'une ligne court-circuit de longueur  $5\lambda/4$  à la place d'une ligne court-circuit de longueur  $\lambda/4$ . On peut noter que la bande d'opération diminue pour une ligne qui a une longueur multiple de  $\lambda/4$ .

Les caractéristiques du coupleur réalisé en guide d'onde rectangulaire comme l'isolation, l'adaptation et le couplage calculées à la fréquence centrale de 94 GHz se dégradent rapidement à chaque perturbation de fréquence. L'utilisation des multiples de  $\lambda/4$  sur chaque bras du coupleur diminue la largeur de la bande d'opération. Une méthode d'élargir la bande d'opération est la mise en cascade ou en tandem des plusieurs coupleurs. On peut concevoir des coupleurs à trois branches mais la bande d'opération n'est pas le but de cette étude. Ce qu'il est perdu dû à l'utilisation des lignes plus longues

qui diminuent la bande d'opération est compensé par la faisabilité du coupleur parce que la largeur de bande ne doit pas être nécessairement demandée dans la conception d'un coupleur. Pour un radar anticollision une largeur de bande d'environ 100 MHz serait acceptée.

### 2.2.3. Le modèle d'analyse du coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire connecté en plan H

En utilisant la technique conventionnelle des modes pair et impair, on peut analyser le fonctionnement du coupleur hybride en quadrature en guide d'onde rectangulaire, connecté en plan H. Comme n'importe quel circuit symétrique à quatre ports, le coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire peut lui aussi être décomposé dans une paire de deux circuits à deux ports (figure 2.12).



**Figure 2.12 La symétrie du coupleur hybride 90° en guide d'onde, connecté en plan H**

Suite aux contraintes imposé par sa géométrie, les lignes qui constituent le coupleur sont de longueur  $5 \cdot \frac{\lambda}{4}$ .

De la même manière que dans le cas d'un coupleur hybride en micro-ruban, on devrait déduire les valeurs normalisées de l'admittance pour la ligne série et parallèle par rapport à l'admittance caractéristique  $Y_0$ . Ces valeurs ont été représentées à la figure 2.12 par les coefficients  $a$  et  $b$ .

L'analyse, du comportement des lignes du champ électrique mènent à la conclusion que le circuit équivalent d'une jonction T en plan H est un circuit réalisé à l'aide des lignes de transmission en parallèle. Parce qu'il s'agit des circuits équivalents en parallèle, l'analyse du coupleur en guide d'onde, connecté en plan H, est équivalente avec le cas d'analyse du coupleur hybride réalisé en technologie micro-ruban.

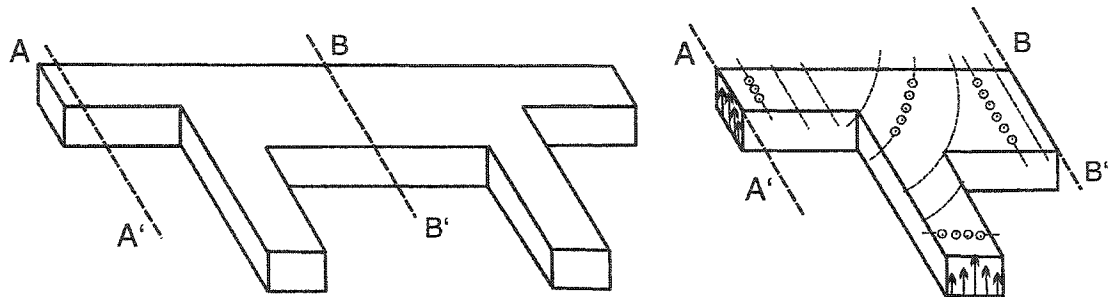


Figure 2.13 La distribution des lignes de champ électrique après une excitation au plan "H"

En réponse à la remarque précédente, en tenant compte des conditions aux frontières, pour les deux modes pair et impair on peut obtenir les schémas équivalents à deux ports (figure 2.14). Le circuit équivalent à deux ports pour le mode pair est réalisé avec une ligne de longueur  $5\frac{\lambda_g}{4}$  et deux lignes parallèles de longueur  $5\frac{\lambda_g}{8}$  terminées en circuits ouverts. Pour le mode impair le circuit équivalent à deux ports est composé d'une ligne de longueur  $5\frac{\lambda_g}{4}$  et de deux tronçons court-circuits de longueur  $5\frac{\lambda_g}{8}$  qui sont placés en parallèle avec la ligne  $5\frac{\lambda_g}{4}$ .

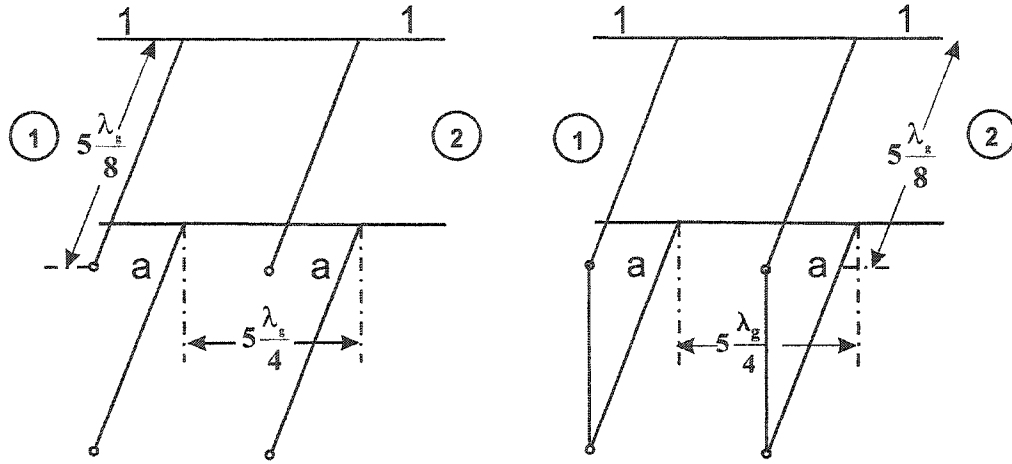


Figure 2.14 Schéma équivalent à deux ports ; a) mode pair; b) mode impair

Le schéma équivalent en  $\pi$  pour le circuit à deux ports mode pair est représenté à la figure 2.15:

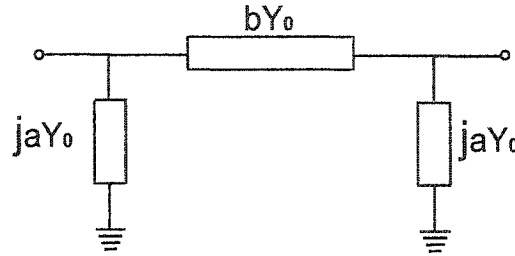


Figure 2.15 Schéma équivalent en  $\pi$  pour le circuit à deux ports mode pair

Pour la ligne de longueur  $5 \frac{\lambda_g}{4}$  on exprime:

$$\beta l = \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right) \cdot \left( 5 \frac{\lambda_g}{4} \right) = 5 \cdot \frac{\pi}{2} \quad (2.39)$$

L'expression de la matrice [ABCD] pour cette ligne devient:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 5 \frac{\pi}{2} & j \frac{1}{bY_0} \sin 5 \frac{\pi}{2} \\ j bY_0 \sin 5 \frac{\pi}{2} & \cos 5 \frac{\pi}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j \frac{1}{bY_0} \\ j bY_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

L'admittance de la ligne en parallèle circuit ouvert de longueur  $5\frac{\lambda_g}{8}$  est donnée par l'expression:

$$Y_{OC} = jY_0 \operatorname{tg}(\beta l) = jY_0 \operatorname{tg} 5\frac{\pi}{4} = jY_0 \quad (2.41)$$

Le schéma équivalent en  $\pi$  pour le circuit à deux ports mode impair est représenté à la figure 2.16:

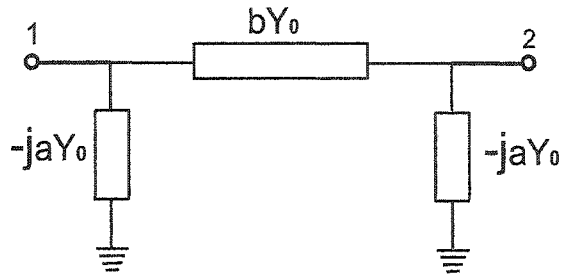


Figure 2.16 Schéma équivalent en  $\pi$  pour le circuit à deux ports mode impair

L'admittance pour le court-circuit de longueur  $5\frac{\lambda_g}{8}$  est exprimée :

$$Y_{SC} = -jY_0 \operatorname{ctg}(\beta l) = -jY_0 \quad (2.42)$$

Pour le circuit à deux ports on obtient la matrice  $[ABCD]$  mode pair en faisant le produit des matrices  $[ABCD]$  correspondantes à chaque composante du circuit à deux ports. Les expressions des matrices  $[ABCD]$  et  $[ABCD]$  normalisée pour ce mode deviennent:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} -\frac{a}{b} & \frac{j}{bY_0} \\ j\left(b - \frac{a^2}{b}\right)Y_0 & -\frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{A} & \overline{B} \\ \overline{C} & \overline{D} \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} -\frac{a}{b} & \frac{j}{b} \\ j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) & -\frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

De la même manière pour le mode impair les expressions des matrices [ABCD] et [ABCD] normalisées deviennent:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jaY_o & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j\frac{1}{bY_o} \\ jbY_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jaY_o & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a}{b} & \frac{j}{bY_o} \\ j\left(b - \frac{a^2}{b}\right)Y_o & \frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

La matrice normalisée pour le mode impair peut être réduite à:

$$\begin{bmatrix} \overline{A} & \overline{B} \\ \overline{C} & \overline{D} \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \frac{a}{b} & \frac{j}{b} \\ j\left(b - \frac{a^2}{b}\right) & \frac{a}{b} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Chaque mode a des ondes réfléchies et incidentes. Pour le mode pair on applique une onde incidente  $+1/2$  de la tension au port d'entrée et le reste au port isolé. À la première ligne parallèle on trouve le coefficient de réflexion  $\Gamma_e$  et un signal de transmission  $T_e$ . Pour le mode impair on a  $+1/2$  de la tension à l'entrée et  $-1/2$  au port isolé. À la première ligne parallèle on a un coefficient de réflexion  $\Gamma_o$  et au deuxième port un signal de transmission  $T_o$ .

Les formules 2.6 font la conversion entre les paramètres  $S$  exprimés en coefficients de réflexion  $\Gamma$  et de transmission  $T$  et les paramètres de la matrice [ABCD] normalisée déduits précédemment pour chaque mode.

La sommation des expressions des ondes réfléchies mode pair et impair va donner les nouvelles expressions des ondes réfléchies pour le circuit global.

$$b_1 = \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) \quad b_3 = \frac{1}{2}(T_e - T_o) \quad b_2 = \frac{1}{2}(T_e + T_o) \quad b_4 = \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (2.47)$$

Un raisonnement semblable peut se faire comme pour le micro-ruban: on considère le port 1 adapté et les ports 1 et 4 isolés:

$$b_1 = \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) = 0 \quad (2.48)$$

$$b_4 = \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) = 0 \quad (2.49)$$

Les expressions 2.48 et 2.49 sont valables quand  $\Gamma_e = \Gamma_o = 0$

Les relations suivantes permettent de calculer les coefficients de réflexion mode pair et impair:

$$\Gamma_e = \frac{(\overline{A_e} - \overline{D_e}) + (\overline{B_e} - \overline{C_e})}{\overline{A_e} + \overline{B_e} + \overline{C_e} + \overline{D_e}} = 0 \quad (2.50)$$

$$\Gamma_o = \frac{(\overline{A_o} - \overline{D_o}) + (\overline{B_o} - \overline{C_o})}{\overline{A_o} + \overline{B_o} + \overline{C_o} + \overline{D_o}} = 0 \quad (2.51)$$

Supposant que le circuit est sans pertes  $\overline{A}$  et  $\overline{D}$  sont réelles,  $\overline{B}$  et  $\overline{C}$  sont imaginaires ( $\overline{A_e} = \overline{D_e}$ ,  $\overline{B_e} = \overline{C_e}$ ,  $\overline{A_o} = \overline{D_o}$ ,  $\overline{B_o} = \overline{C_o}$ ), on peut déduire:

$$b - \frac{a^2}{b} = \frac{1}{b} \Rightarrow b^2 - a^2 = 1 \quad (2.52)$$

Et les coefficients de transmission pour les modes paire et impaire sont donnés par:

$$T_e = \frac{2}{\overline{A_e} + \overline{B_e} + \overline{C_e} + \overline{D_e}} = \frac{b}{j - a} \quad (2.53)$$

$$T_o = \frac{2}{\overline{A_o} + \overline{B_o} + \overline{C_o} + \overline{D_o}} = -\frac{b}{j + a} \quad (2.54)$$

Et finalement les expressions des ondes réfléchies  $b_2$  et  $b_3$  deviennent:

$$\begin{aligned} b_2 &= \frac{1}{2}(T_e + T_o) = -j \frac{b}{a^2 + 1} \\ b_3 &= \frac{1}{2}(T_e - T_o) = \frac{ab}{a^2 + 1} \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$b_3 = \frac{a \cdot b}{b^2} = \frac{a}{b} = \frac{\sqrt{b^2 - 1}}{b} \quad (2.56)$$

À présent il suffit d'exprimer les valeurs de normalisation  $a$  et  $b$  en fonction de l'onde réfléchie au port 3:

$$b = \frac{1}{\sqrt{1 - |b_3|^2}} \quad \text{et} \quad a = \sqrt{b^2 - 1} = 1 \quad (2.57)$$

Pour le cas particulier d'un couplage de 3 dB, en utilisant l'expression 2.28 on trouve les valeurs des coefficients  $a$  et  $b$  ( $b = \sqrt{2}$  et  $a = 1$ ).

On peut déduire les impédances caractéristiques du coupleur hybride  $90^\circ$  en guide d'onde rectangulaire construit avec des lignes de  $5\frac{\lambda}{4}$  avec les mêmes relations utilisées

dans le cas du coupleur hybride conçu en micro-ruban ( $Z_0$  et  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ ). On peut noter que les structures de coupleurs réalisés en micro-ruban avec des éléments distribués peuvent être portées dans les guides d'onde pour obtenir le même comportement et de la même façon.

Pour les circuits à très hautes fréquences, les contraintes de conception deviennent très serrées, et la réalisation d'un coupleur hybride qui respecte ses propres performances est difficile. À ces fréquences, la conception est aussi coûteuse en terme de temps de réalisation.

### 2.3. Les simulations des paramètres de dispersion du coupleur

On a vu dans le paragraphe précédent qu'on peut réaliser des coupleurs branche-ligne, en utilisant la technologie du guide d'onde rectangulaire. La région de couplage est

composée d'un guide série de longueur  $5 \cdot \frac{\lambda}{4}$  qui connecte deux guides parallèles de la même longueur  $5 \cdot \frac{\lambda}{4}$ .

À la figure 2.17 a été représentée la forme de réalisation du coupleur en guide d'onde à 94 GHz.

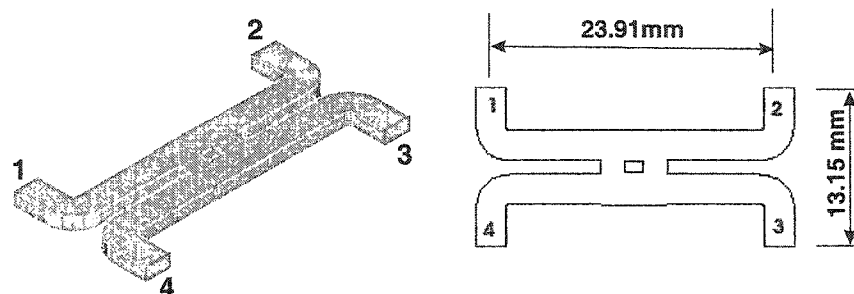


Figure 2.17 Forme de réalisation du coupleur hybride en guide d'onde

On remarque, que la distance entre les ports 1 et 2 est de  $23,91 \text{ mm}$  à cause des coudes ajoutés sur chaque bras qui permettent l'accès aux appareils de mesure. Cette distance est aussi déterminée par les diamètres des flanches utilisés. Le diamètre de la flanche est de  $19,05 \text{ mm}$  (figure 2.18).

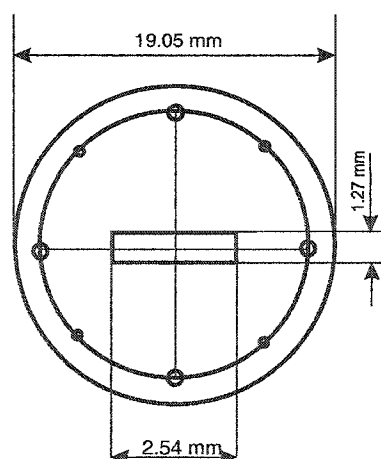


Figure 2.18 Flanche standardisé WR10

Les flanches sont des composants de base pour réaliser les transitions en micro-ondes. Prévues avec des trous d'indexation, elles ont le rôle d'assurer des mesures précises et répétables.

Le coupleur a été conçu pour fonctionner à une fréquence centrale de 94 GHz. Ses performances à cette fréquence ont été évaluées à l'aide des simulations de paramètres de dispersion  $S$ , avec le simulateur HP-HFSS. Les simulations de paramètres  $S$  dans le domaine fréquentiel nous permettent d'évaluer les performances du coupleur: l'adaptation des quatre ports, l'isolation entre les deux ports d'entrée et les deux ports de sortie, la transmission entre les ports d'entrée et de sortie.

Les figures 2.19, 2.20, 2.21, 2.22 illustrent la réponse théorique, en fréquence, en terme de paramètres  $S$  du coupleur  $90^\circ$ , dans une bande de fréquence de 1,4 GHz, située entre 93,6 et 95 GHz.

À la figure 2.19 on a présenté les valeurs d'adaptation à tous les quatre ports (entrée et sortie) du coupleur.

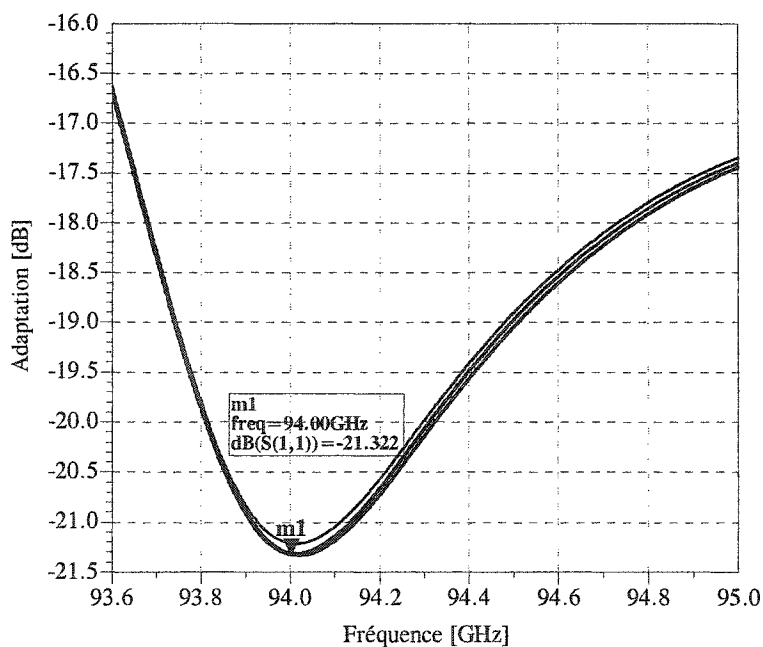
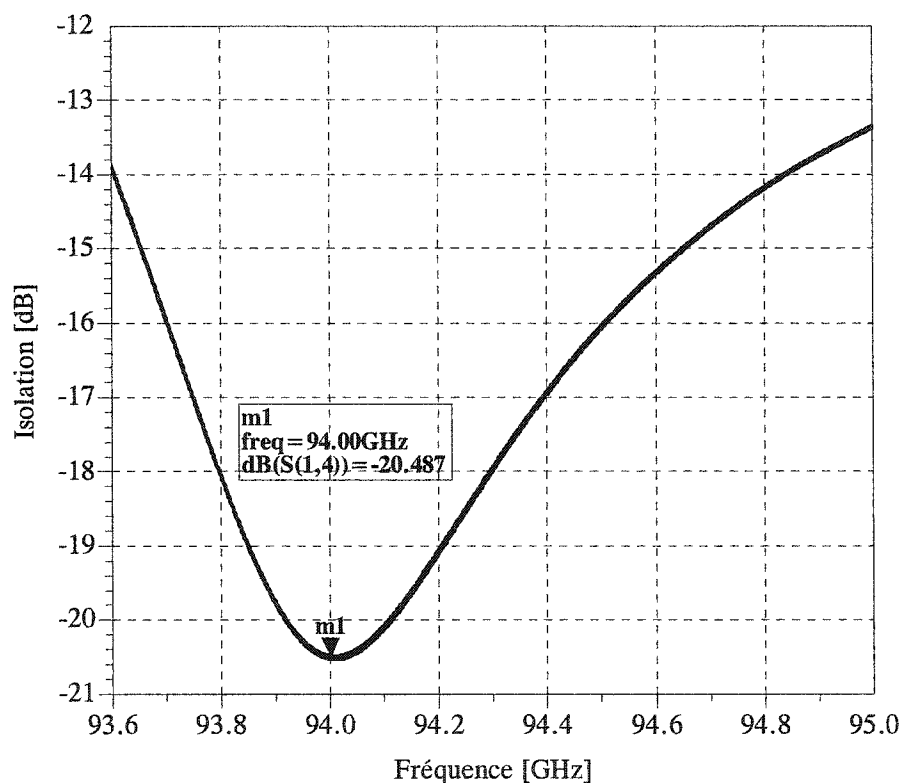


Figure 2.19 Adaptation des ports d'entrée et de sortie du coupleur

On remarque qu'à la fréquence centrale de 94 GHz, tous les ports de la jonction hybride sont très bien adaptés avec des valeurs inférieures à  $-21,3$  dB. Sur une plage de fréquence de 500 MHz les adaptations sont jamais supérieures à  $-20$  dB.

À la figure 2.20 on a présenté les isolations entre les ports d'entrée ( $S_{14}$ ) et de sortie ( $S_{23}$ ) dans le domaine fréquentiel.



**Figure 2.20. Isolations entre les ports d'entrée (1-4) et sortie (2-3) par rapport à la fréquence**

Les isolations entre les deux ports d'entrée et les deux ports de sortie à la fréquence centrale de 94 GHz est de  $-20,487$  dB. Elles sont inférieures à  $-20$  dB pour des fréquences de 93,9 à 94,1 GHz et sont jamais supérieures à  $-14$  dB sur toute la bande de fonctionnement.

On peut conclure qu'une bonne isolation et adaptation pour le mode fondamental sont obtenues sur une bande de fréquence de 0,5 GHz.

Les paramètres  $S$  de transmission entre les ports d'entrée et les ports de sortie ont été illustrés à la figure 2.21.

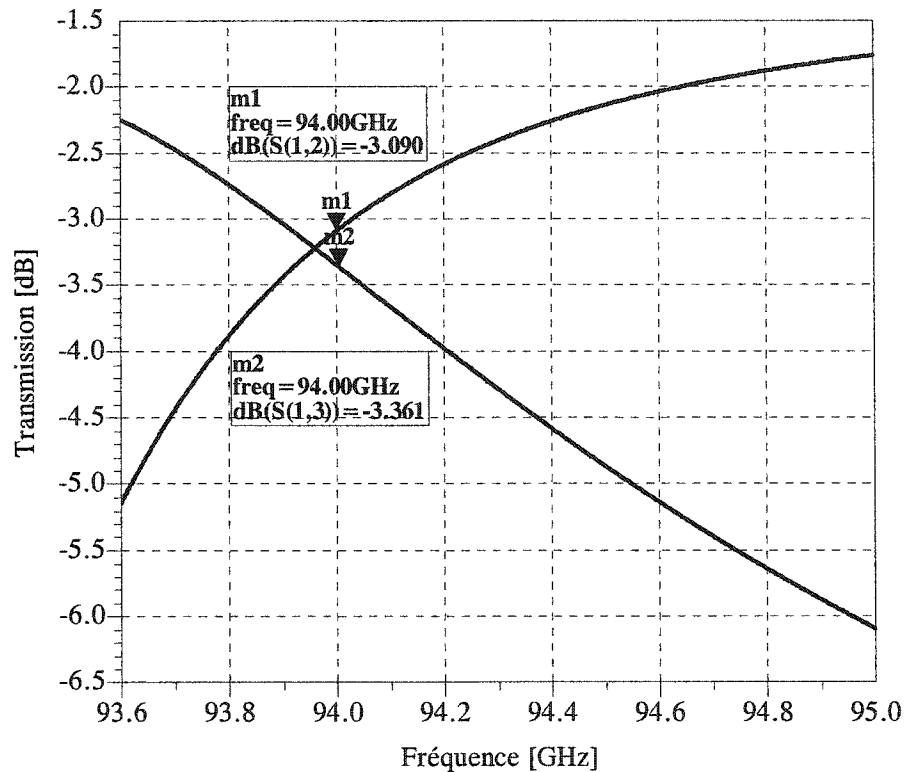
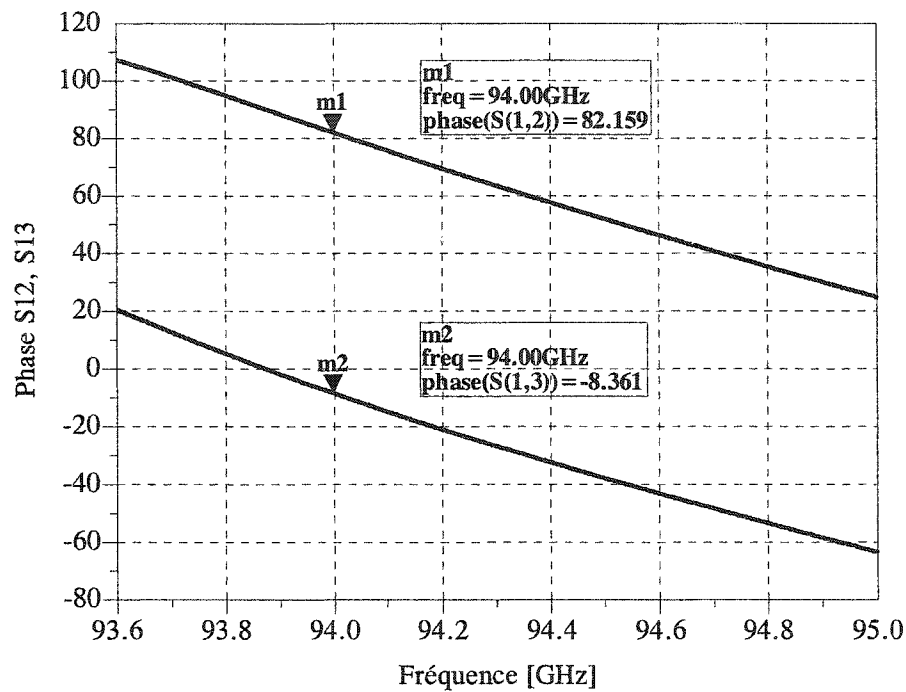


Figure 2.21 Paramètres  $S$  de transmission entre les ports d'entrée et les ports de sortie

On remarque qu'à la fréquence centrale, les paramètres de transmission entre les ports d'entrée et les ports de sortie ( $S_{12}, S_{13}, S_{42}, S_{43}$ ) ont des valeurs très proches de la valeur théorique de -3 dB sur une bande de fréquence de 200 MHz. Un débalancement de 0,3 dB trouvé entre les deux signaux de sortie ( $S_{12}$  et  $S_{13}$ ) à 94 GHz va avoir une incidence directe sur les performances du six-port. Néanmoins son utilisation dans la partie réceptrice d'un radar anticollision est toujours possible.

On peut conclure que le signal est bien divisé entre les ports d'entrée et les ports de sortie ( $S_{12}=S_{13}$ ;  $S_{42}=S_{43}$ ) du coupleur à la fréquence centrale de 94 GHz.

La figure 2.22 montre la différence de phase entre le port direct et le port couplé en fonction de la fréquence.



**Figure 2.22** Différence de phase des paramètres de transmission du coupleur

On observe que la différence de phase entre les ports de sortie est de  $90^\circ$  à 94 GHz. Elle reste toujours constante à  $90^\circ \pm 3^\circ$  sur toute la bande de simulation de 93,5 à 95 GHz.

#### 2.4. Réalisation du coupleur hybride 90° en guide d'onde rectangulaire WR-10

Une réalisation exacte du coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire, demande nécessairement des méthodes de fabrication très coûteuses. Dans notre laboratoire, quelques ajustements nécessaires à compenser les limitations imposées par les rayons des fraises utilisées, ont permis la réalisation du coupleur d'une manière très précise.

Le coupleur en guide d'onde a été fabriqué en laiton, un alliage de *Zn* et *Cu*, en utilisant une fraiseuse à commande numérique (CNC). Pour simplifier le processus de fabrication le guide rectangulaire WR-10 a été creusé dans un bloc de métal d'une hauteur de 22 mm. Les lignes du coupleur ont été coupées dans les murs du guide. Tous les quatre ports ont été équipés avec des coudes pour assurer l'accès avec des flanches standardisés à l'équipement de mesure.

Les dimensions finales du coupleur sont de 42,92 x 17,01 x 22 mm.

À la figure 2.23 on a présente une photographie de la réalisation pratique du coupleur.

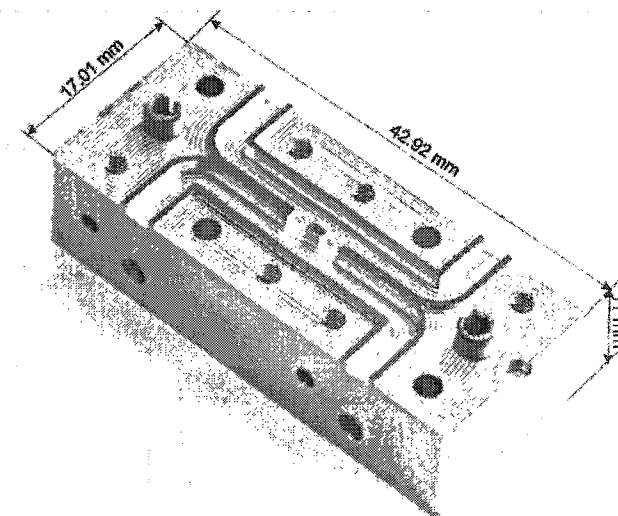


Figure 2.23 Photographie du coupleur hybride 90°

## 2.5. Résultats expérimentaux

Un analyseur de réseaux Anritsu 37397 pour des fréquences de 60-110 GHz a été utilisé pour mesurer les paramètres de dispersion du coupleur, sur une bande de fréquence de 1 GHz. Tous les quatre ports du coupleur ont l'accès, avec des flanches WR-10 standardisées, à l'équipement de mesure.

Pour chaque type de mesure de paramètres  $S$ , on a obtenu un circuit à deux ports à condition que les deux autres ports soient terminés en charges adaptées.

À la figure 2-24 sont présentées les valeurs mesurées des adaptations à tous les quatre ports du coupleur.

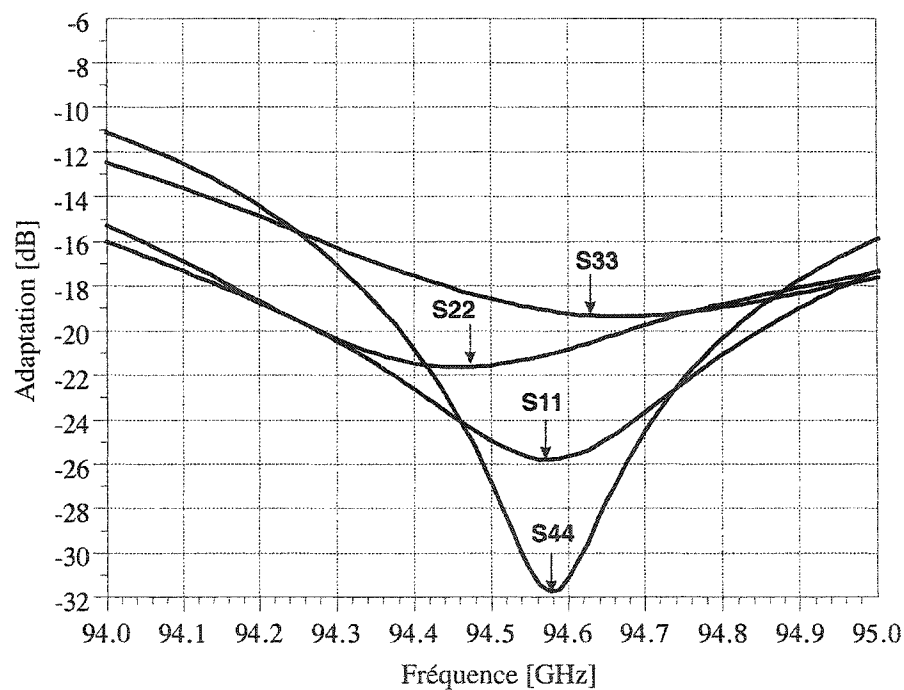


Figure 2.24 Valeurs des adaptations mesurées des ports du coupleur

Au moins -18 dB d'adaptation a été obtenue sur une plage de fréquence de 400 MHz située entre 94,4 et 94,8 GHz.

À 94,6 GHz une bonne adaptation est obtenue à tous les quatre ports du coupleur, avec des valeurs inférieures à -20 dB pour  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  et de -31 dB pour  $S_{44}$ .

En conclusion, autour de la fréquence de 94,6 GHz sur une plage de 100 MHz tous les ports du coupleur (entrées et sorties) sont très bien adaptés.

La figure 2.25 montre les valeurs mesurées de l'isolation du coupleur hybride ( $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ) dans le domaine fréquentiel.

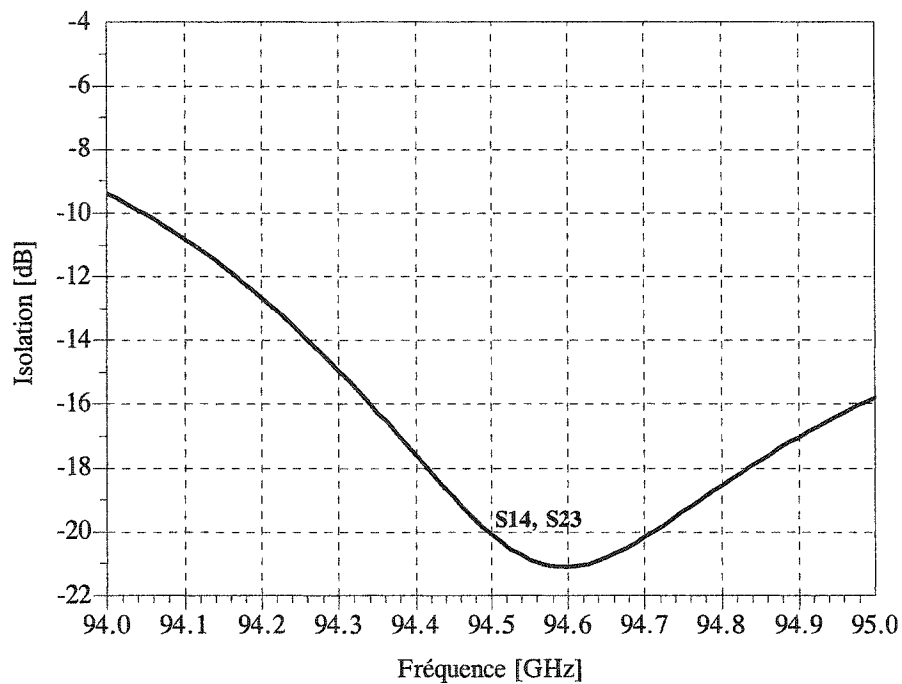


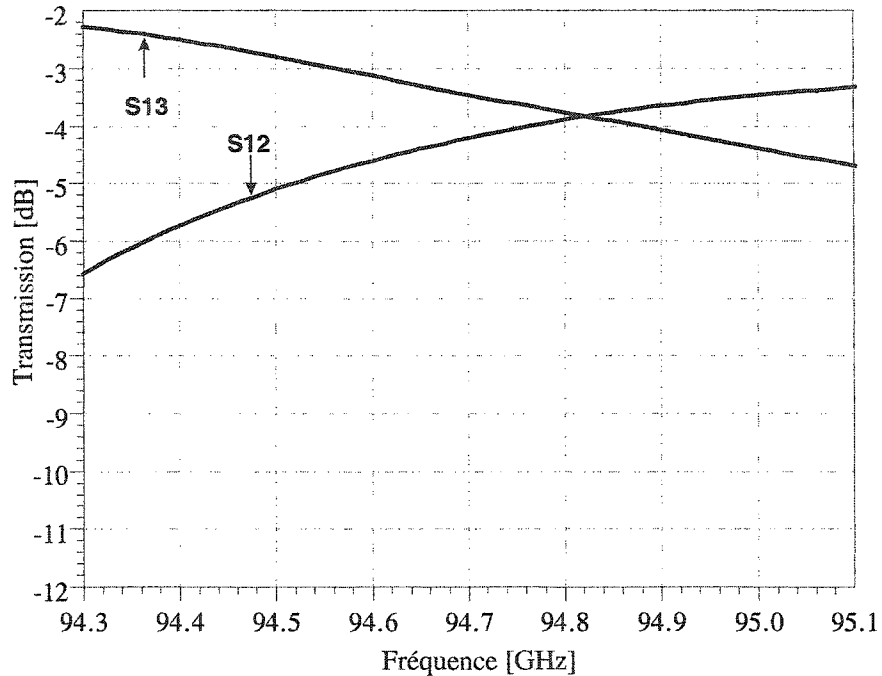
Figure 2.25 Valeurs des isolations mesurées du coupleur par rapport à la fréquence

On remarque qu'autour de la fréquence de 94,6 GHz, où tous les ports du coupleur sont bien adaptés, les valeurs des isolations entre les deux ports d'entrée et les deux ports de sortie, sont inférieures à -21 dB. Pour des fréquences de 94,5 à 94,7 GHz l'isolation est toujours inférieure à -20 dB.

Sur une bande de fréquence de 200 MHz, une bonne adaptation et isolation ont été obtenues. Après la fabrication le paramètre d'isolation a gardé sa valeur originelle de

simulation. On remarque aussi un déplacement de fréquence 0,8 % de 94 GHz (pour la simulation) à 94,6 GHz (mesure).

La division de puissance mesurée entre le port 1 et les ports couplés 2 et 3 dans le domaine fréquentiel est illustrée à la figure 2.26.



**Figure 2.26 Paramètres de transmission mesurés entre les ports d'entrée et les ports de sortie du coupleur hybride 90 °**

Un couplage de -3,891 dB a été obtenu à 94,8 GHz avec un débalancement d'amplitude de 0,12 dB observé sur les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{13}$ .

On constate que les résultats de mesure du coupleur sont très proches des résultats de simulation. Les valeurs mesurées des adaptations des ports ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$ ) sont inférieures à -18 dB, l'isolation entre les deux ports d'entrée ( $S_{14}$ ) est de -20 dB et les paramètres de couplage ont des valeurs très proches des valeurs simulées. Un déplacement de fréquence de 0,6-0,8 GHz a été obtenu après la fabrication du coupleur (0,85%). Le coupleur, fabriqué et testé, a de très bonnes performances en termes de paramètres  $S$ .

Dans le tableau 2.1 on a fait une estimation des performances du coupleur. Une analyse comparative des paramètres de dispersion  $S$  simulés et mesurés à la fréquence centrale de 94 GHz et au point de mesure de 94,8 GHz a été présentée.

**Tableau 2-1 Paramètres  $S$  de simulation et de mesure**

Paramètres [S]	SP à 94 GHz Simulation Mag [dB]	SP à 94.8 GHz Mesures Mag [dB]
S11	-21,320	-18,818
S22	-21,212	-21,079
S33	-21,328	-18,950
S44	-21,307	-20,343
S14=S41	-20,487	-18,541
S23=S32	-20,527	-18,541
S12=S21	-3,090	-3,891
S13=S31	-3,361	-3,762

## 2.6. Conclusion

Les valeurs mesurées des paramètres de dispersion du coupleur hybride en quadrature sont très bonnes. Les adaptations de quatre ports ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$ ) sont inférieures à -18 dB à la fréquence de 94,8 GHz, les isolations entre les ports d'entrée et les ports de sortie ( $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ) ont des valeurs très proches des valeurs simulées. Le signal d'entrée est très bien divisé entre les ports de sortie, avec des valeurs proches des valeurs simulées et de la valeur théorique de -3 dB.

Le coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire a une structure simple et compacte. Sa réalisation est facile à l'aide de la technologie disponible au laboratoire.

L'utilisation d'une fraiseuse à commande numérique (CNC - Computer Numerical Commande) permet d'éviter les imperfections inhérentes dues à la fabrication. Le coupleur hybride réalisé en technologie de guide d'onde rectangulaire a de très bonnes performances (très bons paramètres  $S$  d'adaptation, d'isolation et de transmission), dans une bande de fréquence de 200 MHz. Les courbes de mesures sont quasiment identiques à celles de simulation. Les valeurs simulées sont un peu plus élevées que les valeurs mesurées, mais la différence est très faible. On peut conclure que la simulation et le comportement réel du coupleur correspondent très bien. Les valeurs ne sont pas tout à fait les mêmes, mais la concordance peut toujours être considérée satisfaisante. La contribution de ces différences vient du fait que certaines lignes de connexion n'avaient pas été incluses dans la simulation, ces lignes provoquent un déphasage et une atténuation supplémentaire par rapport à la simulation.

## CHAPITRE III

### LA JONCTION SIX-PORT MODIFIÉE EN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE WR-10

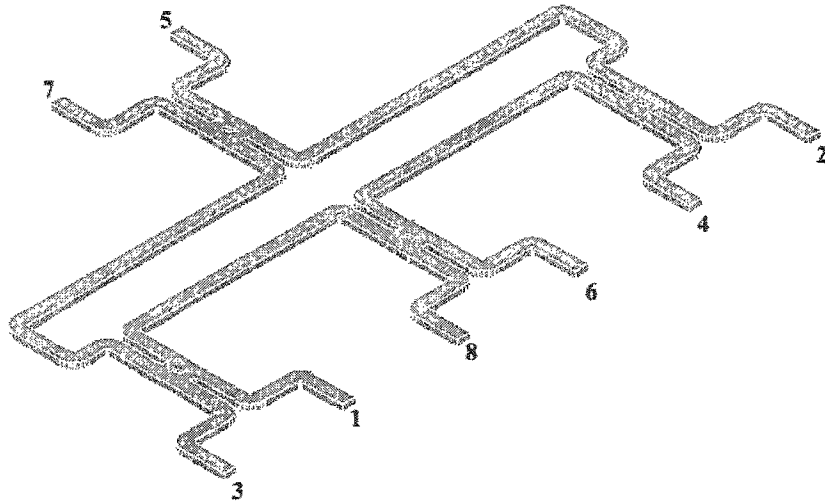
Les résultats des simulations de la jonction six-port modifiée sont présentés dans ce chapitre. Après avoir été fabriqué dans notre laboratoire, le circuit six-port a été mesuré. Les résultats de ces mesures sont donnés et discutés en détail.

#### 3.1. Simulations des paramètres de dispersion

Ayant comme structure de base le schéma de principe de la jonction six-port modifiée, on a réalisé l'implémentation de celle-ci en guide d'onde rectangulaire WR-10. Deux modèles de la jonction six-port ont été réalisés. Le premier modèle a été conçu pour valider les résultats de simulations du coupleur à 94 GHz. Le deuxième est basé sur les résultats de mesure du celui-ci. Dans les deux cas, la structure de la jonction six-port en guide d'onde respecte le diagramme bloc de la figure 1.4 (*Schéma de principe de la jonction six-port modifiée*).

À la figure 3.1. on a présenté la configuration physique de la jonction six-port réalisée en guide d'onde rectangulaire WR-10. Les quatre coupleurs  $90^\circ$  qui constituent le six-port ont été conçu avec le simulateur HFSS. Les résultats de ces simulations ont été présentés au chapitre 1 de ce mémoire.

À la figure 3.1, les ports 5 et 6 sont les ports d'entrée pour le signal de référence provenant de l'oscillateur local et, respectivement, pour le signal RF à déterminer. Les ports 1 à 4 sont les ports de sortie de la jonction.

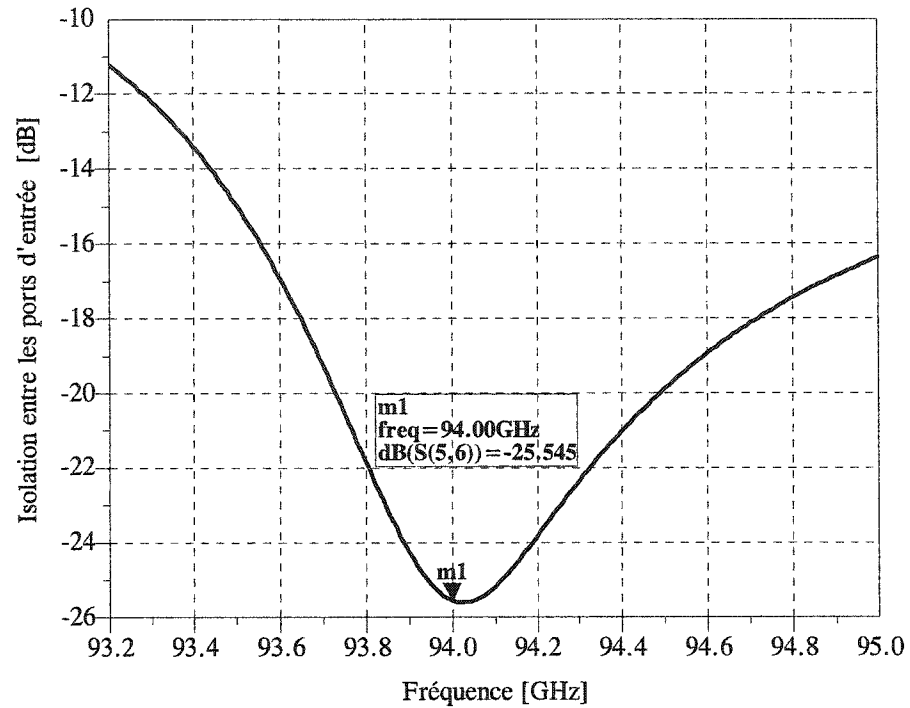


**Figure 3.1** Forme de réalisation de la jonction six-port

La jonction six-port modifiée a été conçue pour fonctionner à une fréquence centrale de 94 GHz.

Les simulations des paramètres  $S$  de la jonction dans le domaine fréquentiel nous permettent d'étudier les caractéristiques de la jonction (l'adaptation des six ports, l'isolation entre les deux ports d'entrée et entre les quatre ports de sortie et la transmission entre les ports d'entrée et ceux de sortie) dans une bande de fréquence de 2 GHz (de 93 à 95 GHz). Les figures 3.2 à 3.5 illustrent les résultats de ces simulations.

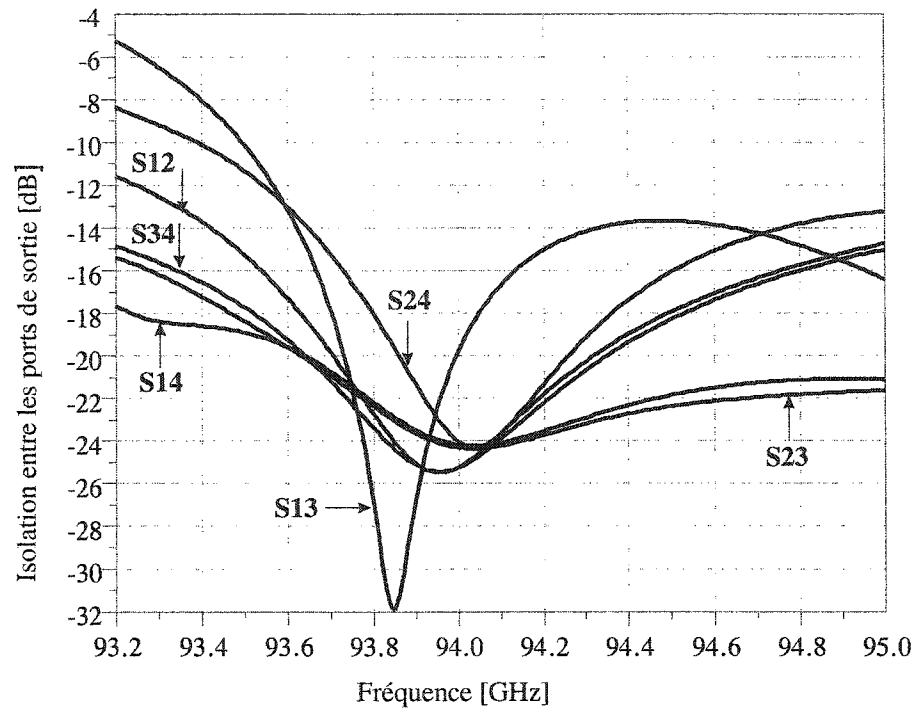
À la figure 3.2 on a présenté l'isolation entre les deux ports d'entrée ( $S_{56}$ ) de la jonction six-port, dans le domaine fréquentiel.



**Figure 3.2 Isolation entre les ports d'entrée de la jonction six-port**

On remarque une bonne isolation entre les deux ports d'entrée de la jonction six-port, d'une valeur égale à -25,545 dB à la fréquence centrale de 94 GHz et, pour une bande de fréquence de 800 MHz autour de celle-ci, la valeur d'isolation est inférieure à -20 dB. Le signal de référence provenant de l'oscillateur local est très bien isolé par rapport au signal RF.

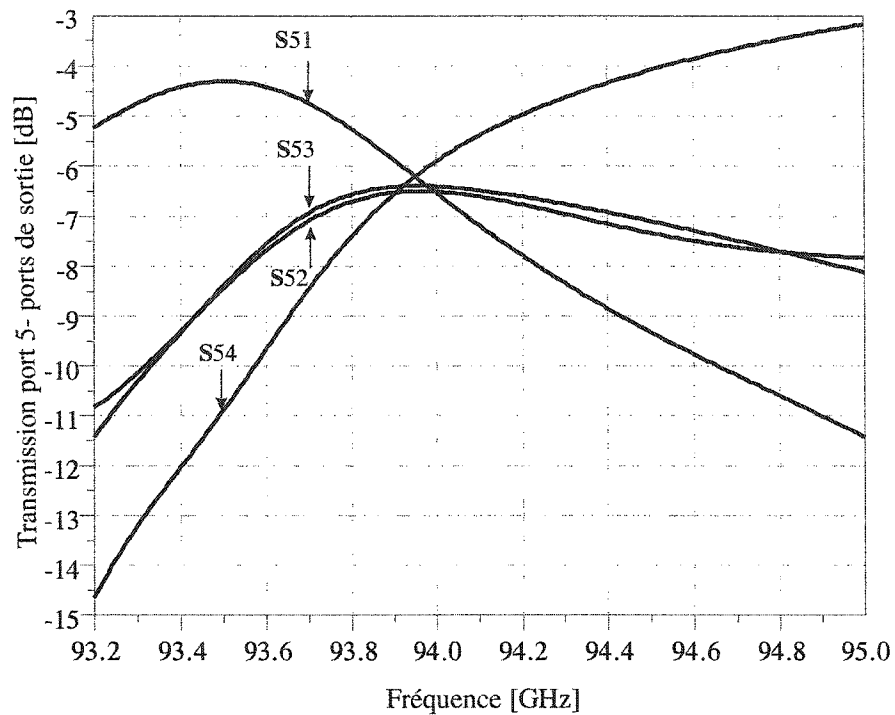
La figure 3.3 illustre les isolations entre les ports de sortie ( $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{34}$ ) du six-port.



**Figure 3.3 Isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port**

À la fréquence centrale de 94 GHz, les valeurs des isolations entre les quatre ports sont inférieures à -24 dB. Ces valeurs sont jamais supérieures à -20 dB pour des fréquences de 93,6 à 94 GHz ( sur une plage de 400 MHz).

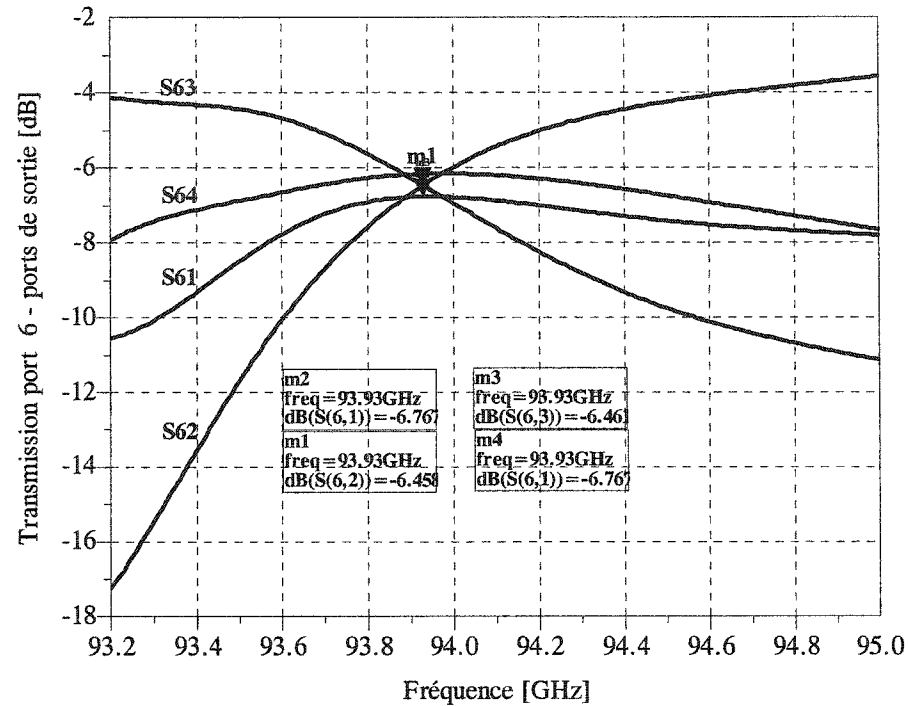
Les paramètres  $S$  de transmission entre le port d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur local et les quatre ports de sortie, sont illustrés à la figure 3.4.



**Figure 3.4 Paramètres de transmission: port LO - ports de sortie**

À la fréquence de 93,95 GHz, les paramètres  $S$  de transmission entre le port du signal de référence provenant de l'oscillateur local et les quatre ports de sortie sont presque identiques, ayant une valeur de  $-6,3$  dB et, dans une bande de fréquence de 200 MHz ils gardent une valeur autour de  $-7$  dB. À la fréquence centrale de 94 GHz les valeurs des quatre paramètres de transmission sont situées entre  $-6$  et  $-6,5$  dB. Le signal d'entrée provenant de l'oscillateur est bien divisé et les valeurs des paramètres de transmission sont assez proches de la valeur théorique de  $-6$  dB.

À la figure 3.5 on a présenté la transmission entre le port 6 (signal RF) et les quatre ports de sortie,  $S_{61}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{64}$ .



**Figure 3.5 Paramètres de transmission port RF - ports de sortie**

On remarque qu'à la fréquence centrale, les valeurs des paramètres  $S$  de transmission, entre le port d'entrée du signal RF et les ports de sortie de la jonction, sont très proches, ayant une valeur autour de -6 dB à la fréquence de 93,9 GHz.

En conclusion, le signal d'entrée RF est très bien divisé entre les sorties et les valeurs des paramètres  $S$ , de transmission, sont proches de la valeur théorique de -6 dB.

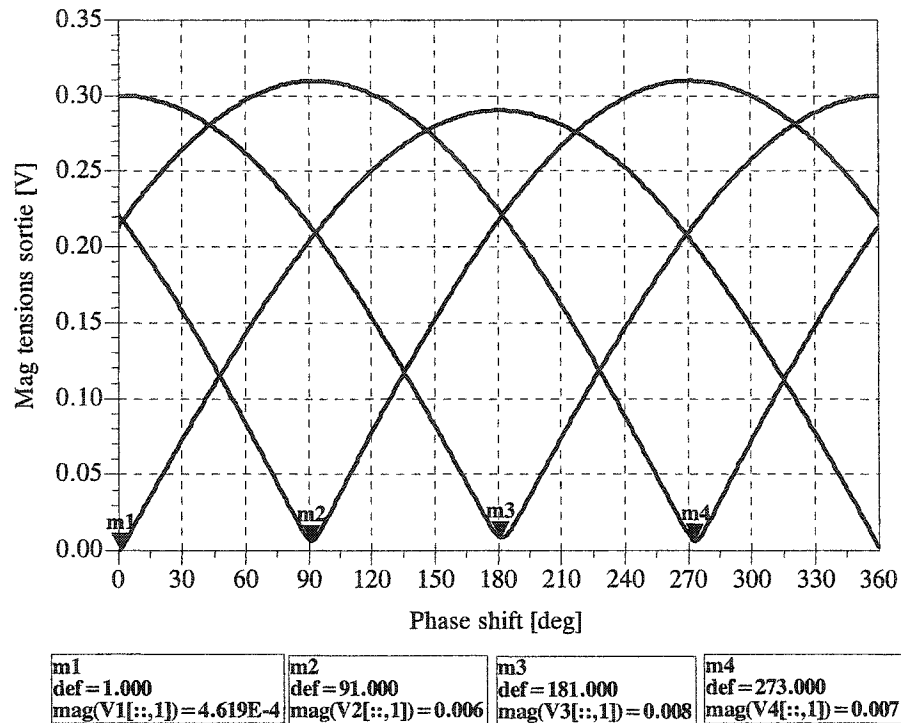
### 3.2. Simulation Harmonic Balance

À l'aide du logiciel HP-ADS, on a fait des simulations Harmonic Balance pour mettre en évidence les qualités de discriminateur de phase de la jonction six-port.

Le schéma de simulation HB de la jonction six-port a été présentée à la figure 3.6. Les deux ports d'entrée 5 et 6 sont notés LO et RF et correspondent au signal de référence



À la figure 3.7 sont présentés les variations des magnitudes des tensions de sortie, de la jonction six-port, pour une variation de  $360^\circ$  du déphasage entre les deux signaux d'entrée.



**Figure 3.7** Magnitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée

Pour un déphasage entre les entrées de  $0^\circ$  jusqu'à  $360^\circ$ , chaque tension de sortie a une valeur minimale bien évidente, correspondante à un multiple de  $90^\circ$ . Sur une plage d'au moins  $30^\circ$  autour de la valeur centrale du déphasage correspondant, la tension minimale reste facile à détecter à chaque port de sortie. La jonction six-port modifiée est donc un discriminateur de phase.

À la figure 3.8, les courbes présentées donnent les tensions continues DC aux quatre sorties du six-port dues au signal hyperfréquence, en fonction de la puissance du signal

RF présent à son entrée. La variation de la puissance du signal RF est de  $\pm 20$  dB, autour de la valeur centrale de 0 dBm et le déphasage entre les deux signaux d'entrée égal à  $0^\circ$ , ce qui corresponde au cas où la puissance  $P_1$  est minimale. La fréquence de simulation est égale à 94 GHz.

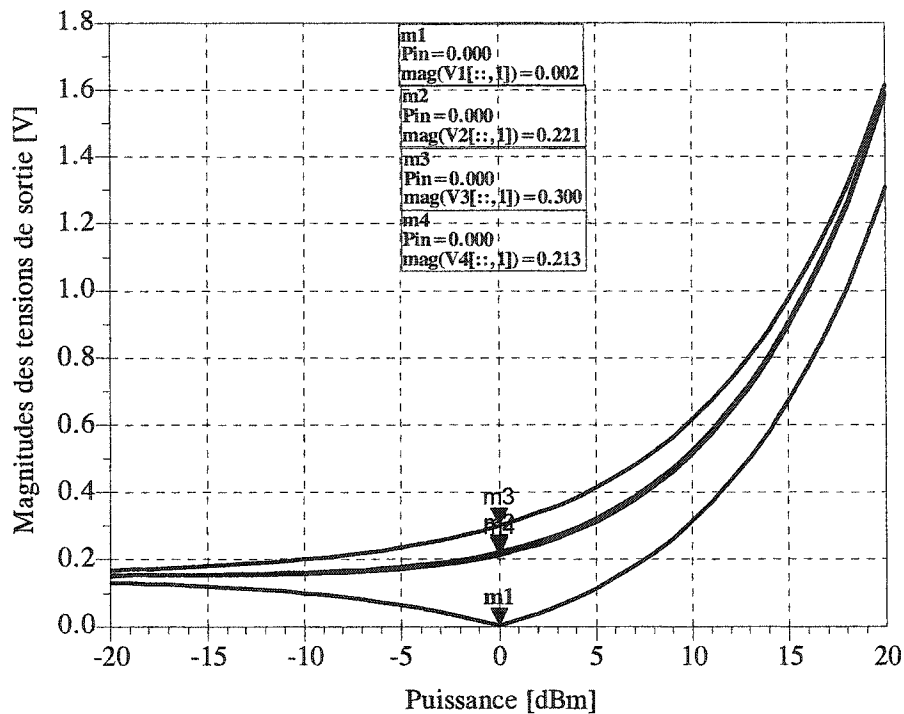


Figure 3.8 Magnitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du signal RF

On constate que la tension minimale  $V_1$  reste détectable par rapport aux autres tensions sur presque toute la plage de 40 dB, donc la plage dynamique du signal RF est assez large.

À la figure 3.9, la variation des magnitudes des tensions de sortie dans le domaine fréquentiel met en évidence la largeur de la bande d'opération de la jonction six-port modifiée. On a fait des simulations dans les conditions suivantes: les puissances des signaux d'entrée sont constantes et égales à 0 dBm et avec un déphasage de  $0^\circ$ , l'un par

rapport à l'autre. Cette situation est caractéristique pour une tension de sortie  $V_1$  minimale, tension qui reste facile à détecter sur toute la bande de fréquence.

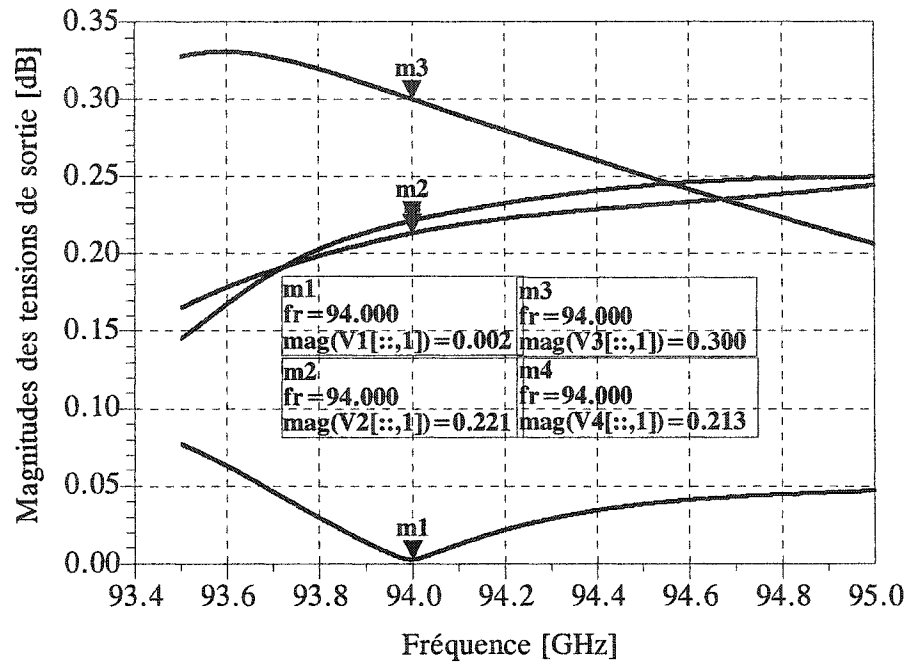


Figure 3.9 Magnitudes des tensions de sortie par rapport à la fréquence

On peut conclure après les résultats de simulation que, la jonction six-port, modifiée, a de très bonnes performances (adaptation, isolation, transmission) dans une bande de fréquence de 800 MHz.

### 3.3. Réalisation du six-port en guide d'onde rectangulaire WR-10

La jonction six-port à 94 GHz a été fabriquée en guide d'onde rectangulaire WR-10 en respectant la forme de réalisation et de simulation présentée à la figure 3.1. Tous les six ports de la jonction présentent des coudes pour assurer l'accès avec des flanches standardisés à l'équipement de mesure. La définition du numéro des ports et la photographie de la réalisation pratique de la jonction six-port ont été présentés aux figures 3.10 respectivement 3.11.

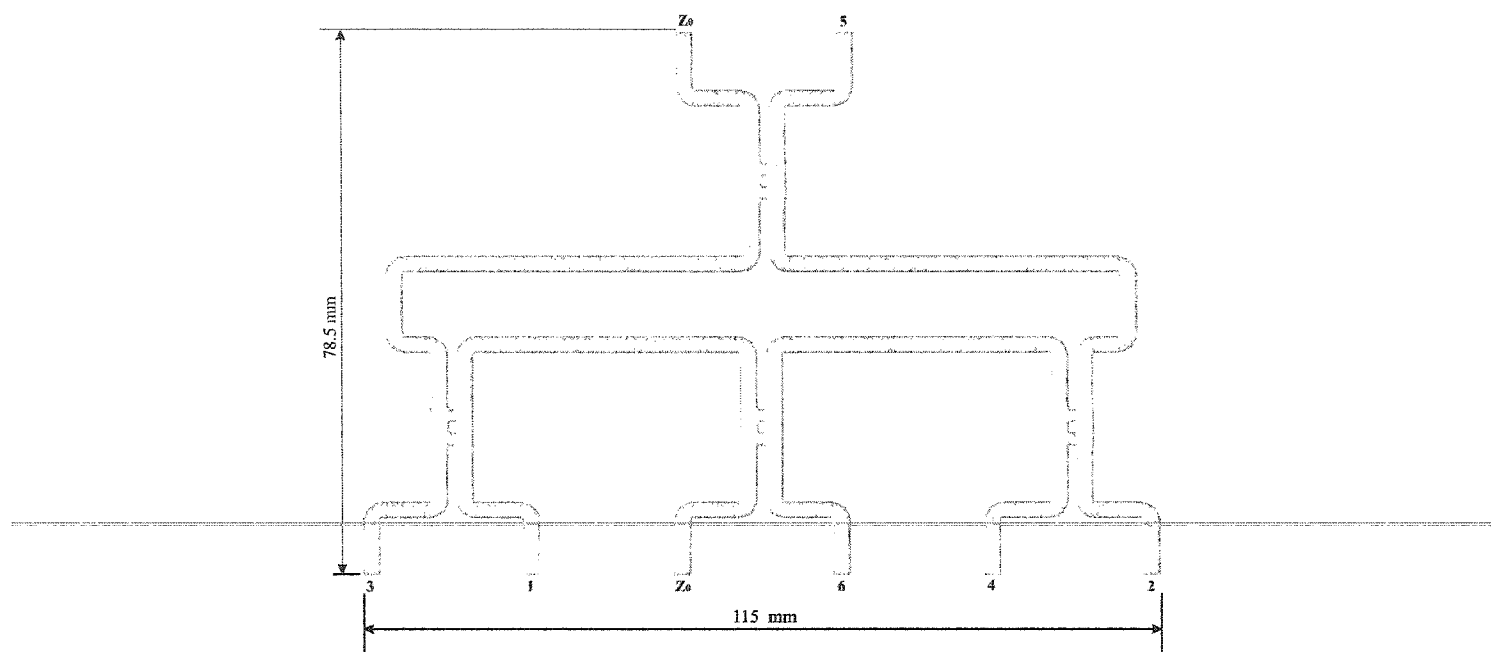


Figure 3.10 Définition des termes et ports sur le six-port

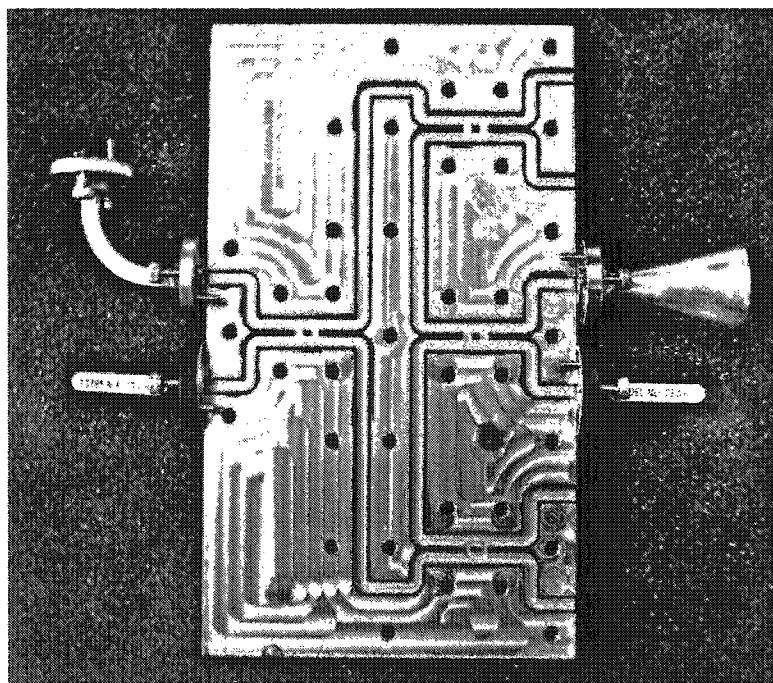


Figure 3.11 Photographie de la jonction six-port

Après avoir fabriqué le six-port en technologie du guide d'onde rectangulaire, un analyseur de réseaux type 37397 C (Anritsu) 60-110 GHz a été utilisé pour mesurer les paramètres de dispersion  $S$  afin de caractériser le dispositif dans le domaine des hyperfréquences. Deux guides d'onde WR-10 standardisés, deux charges adaptées pour un guide d'onde WR-10, et une antenne Horn ont été connectées aux sorties du six-port.

La figure 3.12 montre la photographie du circuit qui a été utilisé pour mesurer les paramètres de dispersion de la jonction six-port. La mesure de tous les paramètres  $S$  n'a pas été possible à cause de la configuration géométrique de la jonction. Nous avons mesuré seulement les paramètres  $S_{65}$ ,  $S_{45}$ ,  $S_{15}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{42}$ .

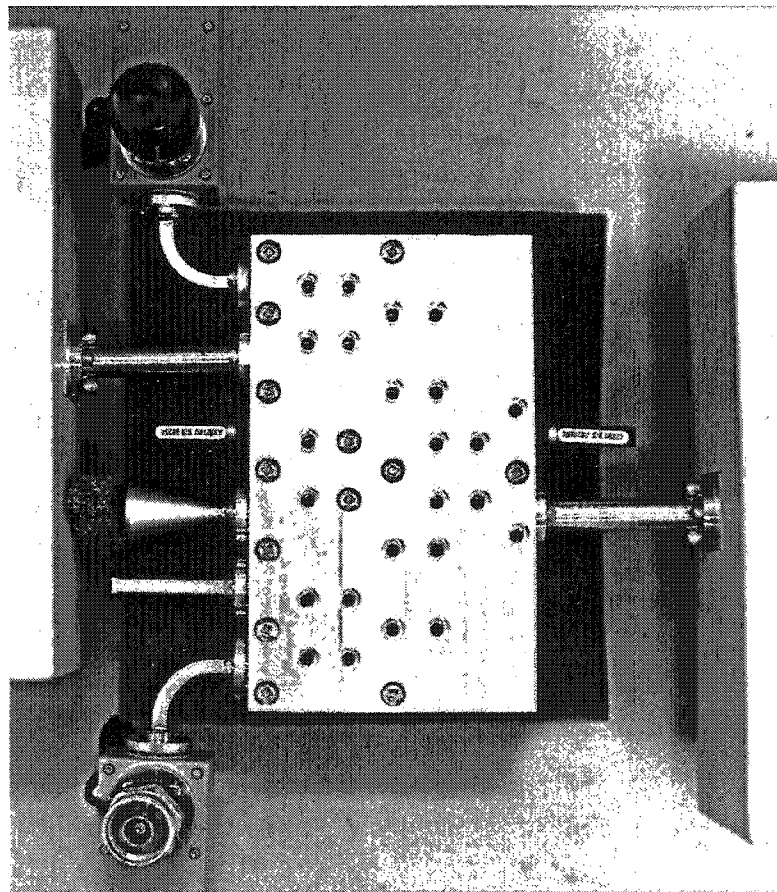


Figure 3.12 Photographie du circuit de mesure des paramètres de dispersion

### 3.4. Résultats de mesure de paramètres de dispersion S

À la figure 3.13 sont illustrés les valeurs des adaptations aux deux ports d'entrée ( $S_{55}$  et  $S_{66}$ ) et aux ports de sortie de la jonction six-port, dans le domaine fréquentiel.

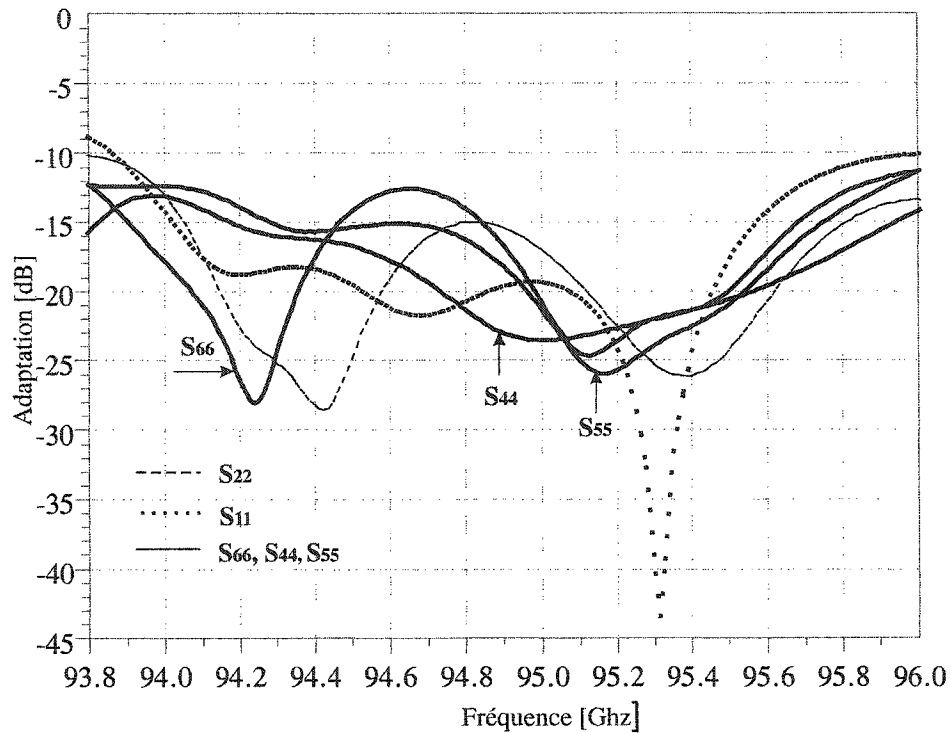
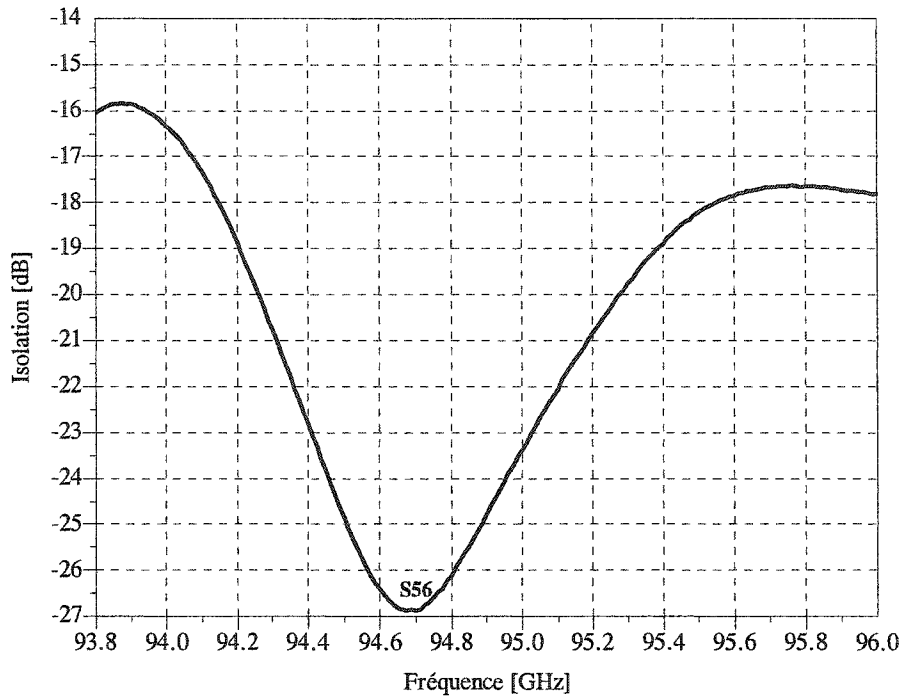


Figure 3.13 Adaptation des ports d'entrée et de sortie de la jonction six-port

Tous les ports mesurés de la jonction six-port sont très bien adaptés. Les adaptations aux ports d'entrée RF et LO ( $S_{55}$  et  $S_{66}$ ) sont inférieures à -20 dB pour des fréquences de 95 à 95,5 GHz.

Les adaptations mesurées aux ports de sortie 1, 2 et 4 sont inférieures à -15 dB dans une bande de fréquence de 400 MHz (entre 95,1 et 95,5 GHz)

La figure 3.14 ci-dessous présente la valeur de l'isolation entre les deux ports d'entrée de la jonction six-port dans le domaine fréquentiel, valeur qui représente le critère de performance du circuit.



**Figure 3.14 Isolation entre les ports d'entrée de la jonction six-port**

On remarque une bonne isolation entre les ports d'entrée de la jonction six-port. Donc le port de référence est isolé par rapport au port de mesure. À 94,6 GHz la valeur d'isolation est de -26 dB. Elle est inférieure à -20 dB pour des fréquences entre 94,3 et 95,3 GHz. On remarque que l'isolation entre les ports de sortie à 94,6 GHz est proche de la valeur de simulation (-20 dB) à la même fréquence.

Sur une bande de fréquence de 400 MHz située entre 94,6 et 95 GHz, l'isolation entre les ports d'entrée ainsi que les adaptations sont inférieures à -20 dB.

Les paramètres  $S$  de transmission entre le port d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur local et trois ports de sortie sont illustrés à la figure suivante:

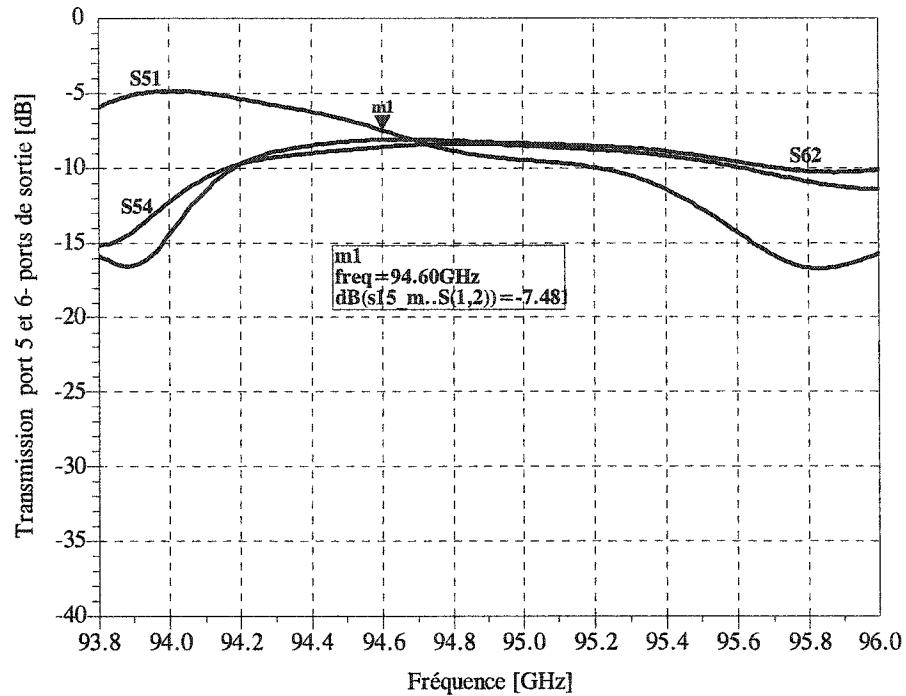
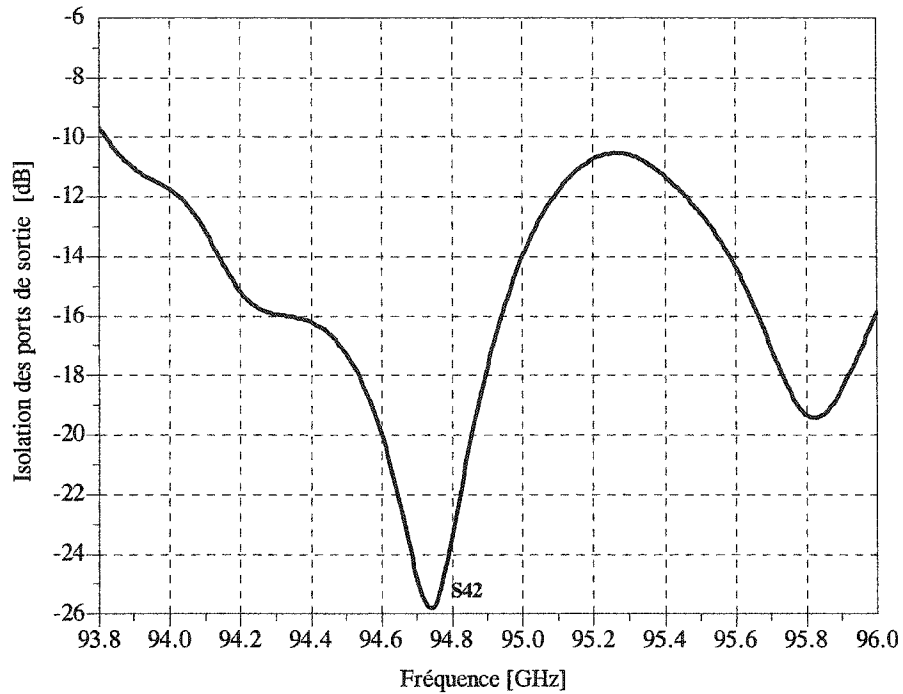


Figure 3.15 Paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie

À la fréquence de 94,6 GHz les paramètres de transmission entre le port 5 du signal de référence provenant de l'oscillateur local et les ports de sortie 1 et 4 ( $S_{51}$ ,  $S_{54}$ ), sont de -7,48 dB. Ils sont toujours inférieurs à -10 dB sur une bande de fréquence de 600 MHz.

À la figure 3.16 on a présenté les isolations entre les ports de sortie 4 et 2 dans le domaine fréquentiel.



**Figure 3.16 Isolations entre les ports de sortie**

Autour de la fréquence de mesure de 94,6 GHz les valeurs des isolations entre deux ports de sortie ( 4 et 2) sont inférieures à -24 GHz.

En conclusion, les résultats de mesure des paramètres  $S$  du six-port réalisé en technologie du guide d'onde rectangulaire, à la fréquence de 94 GHz sont en concordance avec les valeurs de simulation.

### 3.5. Modèle du six-port avec les valeurs mesurées de paramètres S du coupleur

#### 3.5.1. Simulation des paramètres de dispersion S

On a vu au paragraphe 3.4 de ce chapitre que la géométrie du six-port nous a limité à faire des mesures complètes de paramètres  $S$ . Pour la mise en pratique des résultats de mesure du coupleur hybride, un deuxième modèle de six-port a été réalisé, ayant comme élément de base le coupleur hybride fabriqué et testé à la fréquence de 94 GHz. Les résultats de mesure du coupleur présentés au chapitre 2 de ce mémoire ont été utilisés afin de construire une base de données pour une structure six-port implémentée avec le simulateur ADS. La configuration de ce modèle est basée sur le diagramme de la jonction six-port modifiée présentée au chapitre 1. Les figures 3.17 à 3.20 illustrent les résultats de simulations de paramètres  $S$ . L'isolation entre les ports d'entrée ( $S_{56}$ ) est illustrée à la figure 3.17.

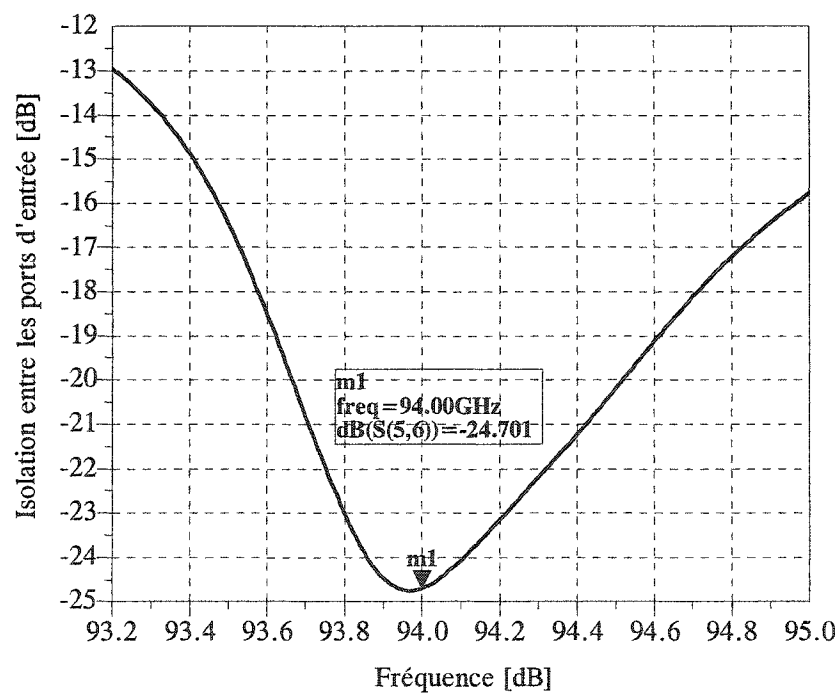
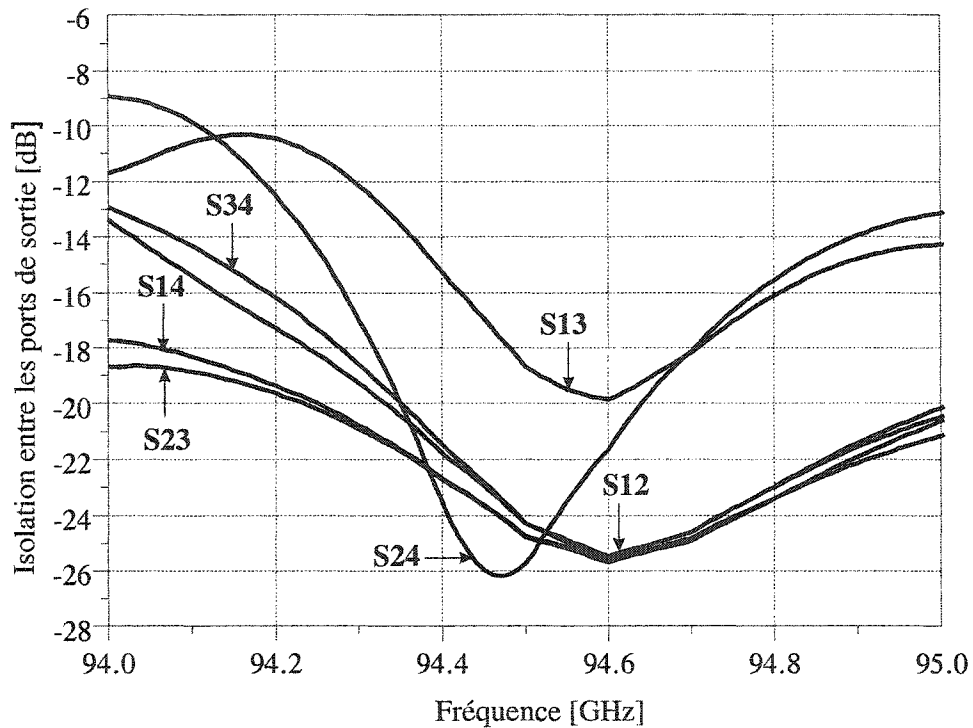


Figure 3.17 Isolation entre les ports d'entrée de la jonction six-port

Une valeur d'isolation de  $-24,7$  dB a été trouvée entre les ports d'entrée 5 et 6 du six-port.

Les isolations entre les ports de sortie ( $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{34}$ ) de la jonction six-port simulée avec les valeurs mesurées des coupleurs hybrides en quadrature réalisés en guide d'onde à 94 GHz sont illustrées à la figure 3.18.



**Figure 3.18 Isolation entre les ports de sortie**

On remarque une bonne isolation entre les ports de sortie, sur une plage de fréquence située entre 94,5 et 94,7 GHz. À 94,6 GHz (la fréquence de mesure du coupleur hybride), ces valeurs sont inférieures à  $-20$  dB.

Les paramètres  $S$  de transmission entre les ports d'entrée (RF et LO) et les ports de sortie sont illustrés aux figures 3.19 et 3.20.

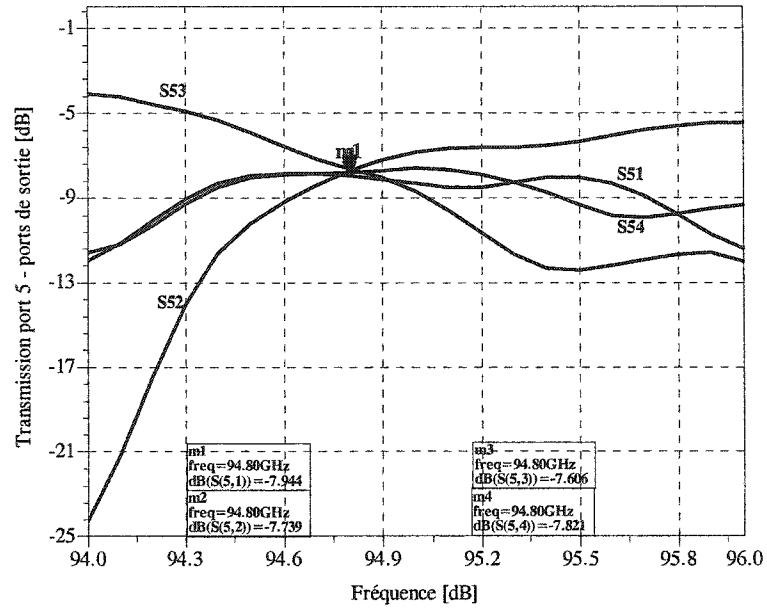


Figure 3.19 Transmission port LO - ports de sortie

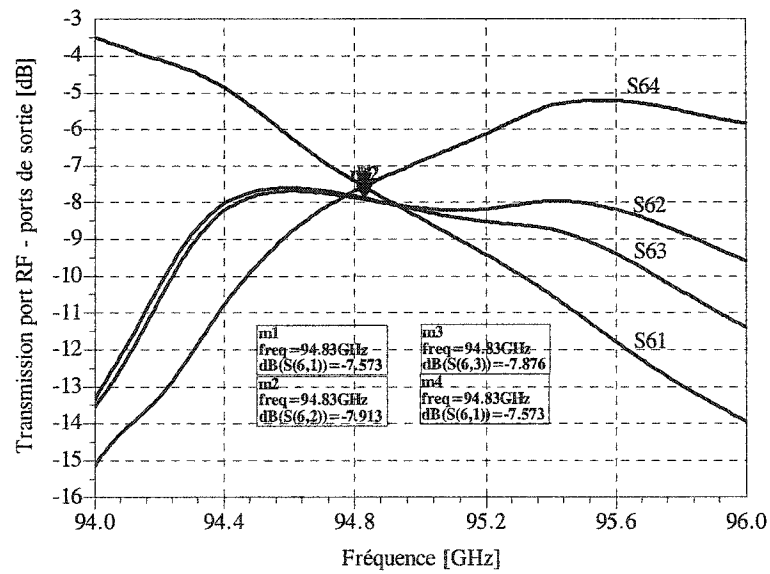


Figure 3.20 Transmission port RF - ports de sortie

À la fréquence de 94,8 GHz, les valeurs des paramètres de transmission entre les ports d'entrée RF et LO et les ports de sortie ont des valeurs autour de  $-7,5$  dB, très proches des valeurs de simulation.

### 3.5.2. Simulation Harmonic Balance

On a remarqué sur les valeurs mesurées des paramètres  $S$  du coupleur, un déplacement de fréquence de 0,6-0,8 GHz par rapport à la fréquence de simulation de 94 GHz. Les meilleurs résultats de mesure du coupleur ont été obtenus à la fréquence de 94,8 GHz. En conséquence, la méthode d'équilibrage harmonique (HB) nous a permis de vérifier notre modèle de six-ports à la fréquence centrale de 94,8 GHz. Les deux signaux de même fréquence (94,8 GHz) à comparer sont appliqués au port 5 et 6 (RF et LO). On extrait les signaux aux quatre ports de sortie, pour un balayage du déphasage entre les signaux d'entrée, de  $360^\circ$ . Les niveaux de puissance pour les deux signaux d'entrée sont de 0 dBm. Les résultats de simulation HB sont illustrés à la figure 3.21.

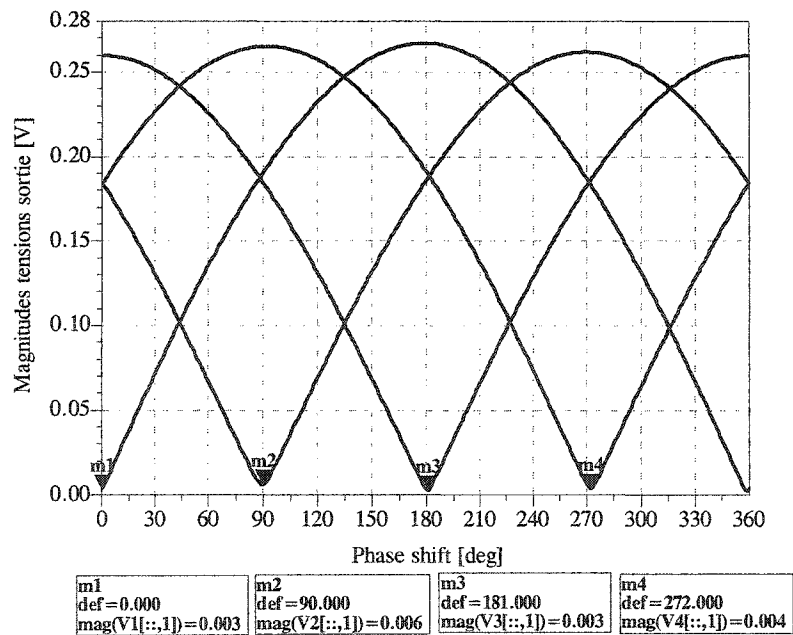


Figure 3.21 Magnitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée

On constate que chaque tension de sortie a une valeur minimale correspondante à un multiple de  $90^\circ$ .

Les performances des deux configurations de six-port présentées sont effectivement identiques à la fréquence de simulation et les relations de phase sont équivalentes sur toute la bande d'opération. Le débalancement, d'amplitude, observé sur les paramètres de transmission  $S_{12}$  et  $S_{13}$  du coupleur hybride mesuré n'influence pas les performances du six-port comme discriminateur de phase.

## CHAPITRE IV

### UTILISATION DU SIX-PORT DANS UN RADAR AUTOMOBILE

### ANTICOLLISION

#### 4.1. Introduction

La question de la sécurité est primordiale sur une autoroute. En conséquence, la recherche en matière de sécurité automobile, liée à un système de détection radar, est en plein développement. Les ingénieurs cherchent continuellement des techniques d'éviter la collision et même d'automatiser la conduite. Les missions à remplir par un système radar anticollision sont essentiellement la mesure de la distance et la vitesse relative de la cible, afin de pouvoir informer le conducteur d'un risque de collision et éventuellement, d'ajuster automatiquement la vitesse quand les voitures qui sont devant ralentissent et même permettant un freinage d'urgence pour éviter la collision.

Basé sur un concept très simple d'émission-réception d'une onde, un système radar peut être classifié en deux catégories: un type de radars dits «*passifs*» et un autre type dits «*actifs*». Un radar passif est simplement un récepteur seul et, dans ce cas, afin de déterminer le paramètre que l'on désire, il faut connaître avec précision la fréquence d'émission  $f$  de l'objet. Un radar actif sera constitué aussi d'un récepteur comme un radar passif, mais à la différence qu'il va aussi envoyer l'onde.

Pour une application radar automobile, le conducteur de la voiture équipée d'un radar a besoin de connaître:

- la distance jusqu'au véhicule qui est devant lui
- la vitesse du véhicule qui est devant

Les systèmes radar actuels demandent une technologie avancée afin de pouvoir émettre et recevoir une onde à 77 ou 94 GHz.

Un radar CW ou radar Doppler est le plus simple type de radar. Il peut être utilisé pour déterminer le mouvement d'une cible et de déterminer sa vitesse. En acoustique et en optique il est connu qu'à cause d'un déplacement relatif entre la source (l'émetteur) et l'observateur (la cible), va résulter un apparent changement de la fréquence. Le phénomène s'appelle effet Doppler et la fréquence s'appelle fréquence Doppler.

Si l'objet contenant le radar et l'objet cible sont fixes et séparés d'une distance  $d$  alors le temps de propagation correspondant à un aller retour de l'onde de l'émetteur radar au récepteur radar est de  $T = 2d/c$  où  $c$  désigne la vitesse de l'onde dans le milieu considéré [17].

Si les deux objets se déplacent avec une vitesse relative  $v$ , le temps de propagation devient:

$$T = 2 \cdot \frac{d + vt}{c} \quad (4.1)$$

Le signal transmis par le radar est donné par l'expression

$$s = |s| \cdot e^{j\omega t} \quad (4.2)$$

et le signal reçu sera:

$$r = |r| \cdot e^{j\omega(t-T)} = |r| \cdot e^{j[(\omega - \omega_D)t - \varphi]} \quad (4.3)$$

$$\text{où } \omega_D = -2 \frac{\omega \cdot v}{c} \quad \text{et} \quad \varphi = 2 \cdot \frac{\omega \cdot d}{c}$$

Dans l'expression 4.3  $\omega_D$  est la pulsation Doppler et la phase  $\varphi$  est proportionnelle à la distance des deux objets. Le rapport entre le signal reçu et le signal émis est:

$$R = \frac{r}{s} = \frac{|r|}{|s|} e^{j(\omega_D t - \varphi)} \quad (4.4)$$

Ce rapport est déterminé par le discriminateur de fréquence (réalisé à l'aide du six-port).

Pour connaître la vitesse relative entre le radar et l'objet cible, on détermine la différence de fréquence  $\omega_D$  entre l'onde transmise et l'onde de retour réfléchi par la cible.

#### 4.2. Discriminateur six-port utilisé dans la partie réceptrice d'un radar automobile anticollision

Le réflectomètre à six-port peut mesurer l'amplitude et la phase relative entre deux signaux, incident et réfléchis par une charge. Il peut donc être utilisé en tant que discriminateur d'amplitude, de phase ou de fréquence.

Le six-port présenté dans le chapitre précédent a une configuration spécifique pour une démodulation QPSK mais il peut être utilisé aussi bien en récepteur radar. Lorsque les deux entrées RF et LO sont non-cohérentes, avec une petite différence de fréquence  $\Delta f$ , l'étude du déphasage entre les ports de sortie permet de déterminer le signe de cette différence. On peut alors déterminer la vitesse relative ainsi que le signe de cette vitesse, c'est-à-dire si le véhicule se rapproche ou s'éloigne.

L'utilisation de la technologie six-port permet de mesurer la magnitude et la phase du signal reçu. Le coefficient de réflexion à la cible peut être représenté comme un vecteur dans l'espace cartésien et la fréquence Doppler  $f_D$  peut être obtenue en mesurant la vitesse de rotation de ce vecteur.

L'expression de la fréquence Doppler est la suivante:

$$f_D = \Delta f = \frac{\Delta \theta}{2\pi \Delta t} \quad (4.5)$$

Le signe de la fréquence  $f_D$  donné par le sens de rotation du vecteur  $\Gamma$ , indique le sens de déplacement de la cible.

La mesure de la distance, au moyen de la phase du signal reçu, est ambiguë puisque:

$$2 \frac{\omega \cdot d}{c} = \Delta \varphi + 2\pi \cdot n \quad (4.6)$$

Dans la relation précédente  $n$  est un entier inconnu.

Afin de ne pas avoir une ambiguïté dans la mesure de la distance, il fallait théoriquement que le déphasage  $\varphi$  du signal soit inférieur à  $2\pi$ . Or, les fréquences utilisées habituellement pour les applications radar sont beaucoup trop élevées pour que cette condition soit réalisée (la distance mesurée est plus grande que la longueur d'onde). Ce problème peut être résolu en émettant deux signaux CW de fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$  transmis l'un après l'autre. En prenant la différence des deux déphasages, on peut obtenir une relation entre celle-ci et la distance jusqu'à la cible:

$$\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = 2 \cdot \frac{\omega_1 - \omega_2}{c} \cdot d \quad (4.7)$$

Il suffit alors que cette différence soit inférieure à  $2\pi$  pour éviter l'ambiguïté. Pour une différence de fréquence  $\omega_1 - \omega_2$  donnée, la distance maximale qui peut être mesurée sans ambiguïté est donnée par l'expression:

$$d_{max} = \frac{\pi}{\omega_1 - \omega_2} \cdot c \quad (4.8)$$

La différence de phase entre les deux signaux réfléchis nous donne la distance jusqu'à l'objet-cible.

$$d = \frac{c}{4\pi} \cdot \frac{\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2}{f_1 - f_2} \quad (4.9)$$

Donc, la vitesse relative est proportionnelle avec la fréquence Doppler et la distance jusqu'à la cible est proportionnelle avec la différence de phase entre les deux signaux réfléchis.

#### 4.2.1. Schéma du radar proposé avec un discriminateur six-port

Dans le cas d'un mouvement relatif de la cible, l'étude du déphasage entre le signal émis et le signal réfléchi par la cible, nous permet de déterminer la fréquence Doppler et le signe de celle-ci. Nous pouvons ainsi déterminer la vitesse relative de la cible ainsi que le signe de cette vitesse, c'est à dire si le véhicule se rapproche ou s'éloigne [17]. Le diagramme de fonctionnement du récepteur radar proposé est présenté à la figure 4.1:

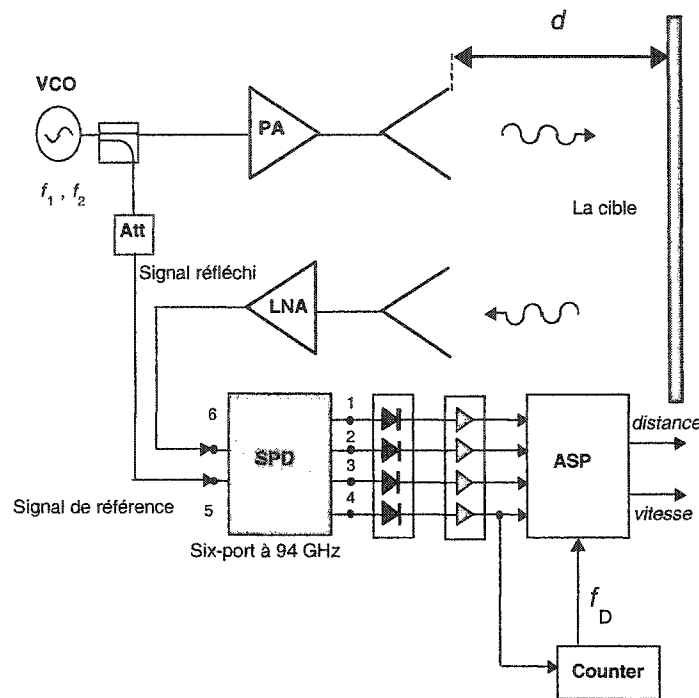


Figure 4.1 Schéma du radar proposé

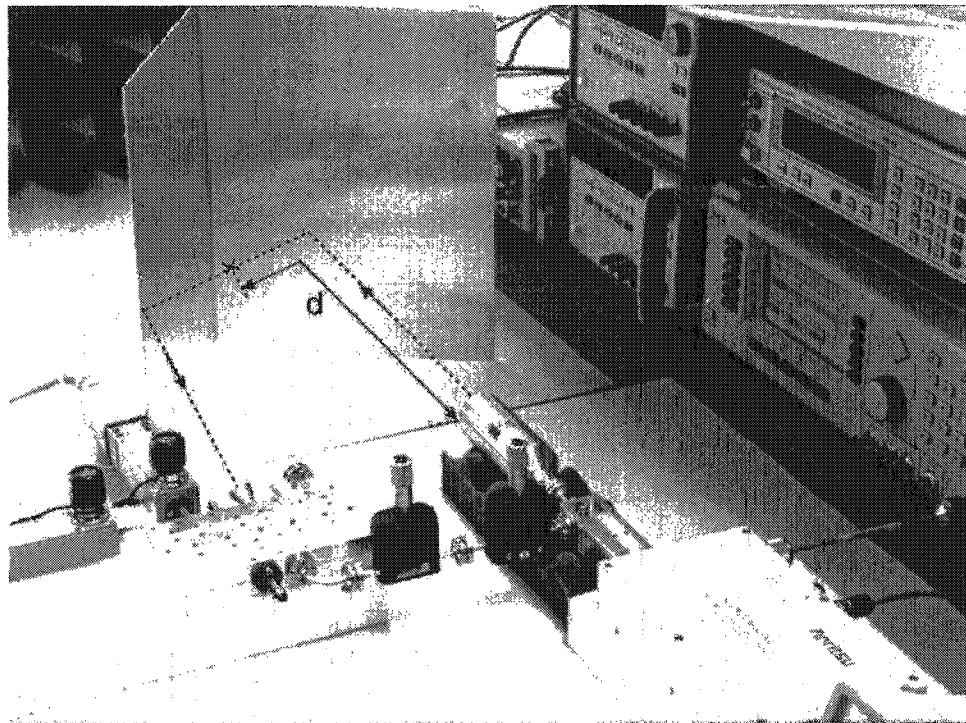
Le plus grand désavantage d'un radar CW est le fait que le signal transmis interfère avec le signal reçu. Pour avoir une bonne isolation entre le signal transmis et le signal reçu deux antennes séparées sont utilisées. Le signal réfléchi est capté par l'antenne réceptrice, passe par un amplificateur de faible bruit (LNA) pour être ensuite dirigé vers l'entrée RF du discriminateur six-ports.

Une source VCO est utilisée pour générer deux signaux de fréquences différentes,  $f_1$  et  $f_2$  l'un après l'autre. Une partie du signal émis est envoyée au six-ports comme signal de référence. Une autre partie du signal émis est amplifiée et ensuite transmise par l'antenne émettrice. Pour des mesures très précises, les niveaux des deux signaux d'entrée doivent être comparables. Un atténuateur (Att) est utilisé pour atténuer le niveau du signal de référence.

Les quatre signaux de sortie sont détectés et amplifiés. Un système de prétraitement analogique (ASP) et un système numérique vont servir à déterminer la vitesse relative de la cible et la distance.

#### 4.2.2. Résultats de mesure du radar à 94 GHz

Dans notre laboratoire, des mesures de distance ont été développées en respectant le diagramme de fonctionnement présenté à la figure 4.1. Le circuit de mesure de la distance jusqu'à la cible est illustré à la figure suivante:

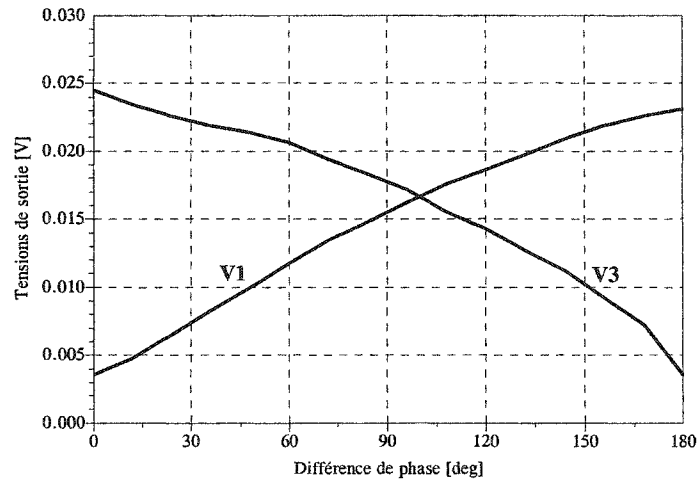


**Figure 4.2 Photographie du circuit de mesure de la distance jusqu'à la cible**

On remarque que le circuit de mesure contient le SPD réalisé en guide d'onde rectangulaire, la source de signal, deux antennes, un déphaseur et un atténuateur, un multiplicateur de fréquence. Un générateur de signal hyperfréquence type 68177C (Anritsu) délivre le signal d'entrée. Un multiplicateur de fréquence (X6) fournit la fréquence de mesure de 94,6 GHz. À l'entrée de l'oscillateur local on a utilisé un déphaseur pour obtenir plusieurs valeurs de mesure. Dans le cas réel d'un récepteur radar, l'utilisation d'un déphaseur n'est pas absolument nécessaire parce que la position de la cible change avec le temps. À la même entrée LO, l'atténuateur utilisé a une valeur

d'atténuation de 20 dB. Les gains des antennes utilisées sont de 30 dB pour l'antenne de transmission et de 15 dB pour celle réceptrice. Une puissance-mètre type E 44198 (Agilent Technologies) avec deux canaux de sortie a été utilisé pour mesurer les niveaux des signaux à tous les quatre sorties du six-port.

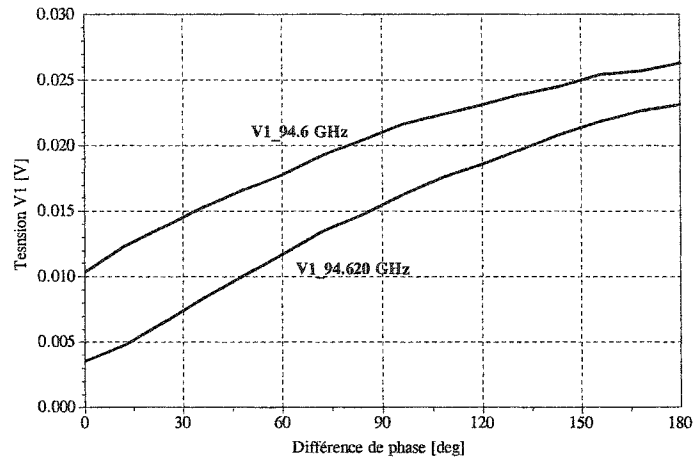
Plusieurs mesures ont été effectuées à différentes fréquences autour de 94,6 GHz. À la figure 4.3 sont présentées les tensions continues DC aux sorties 1 et 3 du six-port, à la fréquence de 94,6 GHz, en fonction de la différence de phase, en degrés, entre les signaux d'entrée.



**Figure 4.3 Tensions de sortie DC de la jonction six-port**

Les formes des courbes qui représentent les deux signaux sont en accord avec la formule 1.16 et la figure 3.21.

Pour déterminer la distance jusqu'à la cible, une deuxième fréquence de 94,62 GHz a été utilisée. À la figure 4.4 on a représenté la tension DC à la sortie 1 pour les deux fréquences de mesure.



**Figure 4.4 Tension DC mesurée à la sortie 1 de la jonction six-port**

En accord avec l'expression 4.1, on obtient une valeur de la distance jusqu'à la cible de  $62.5\text{ cm}$  pour une moyenne de  $30^\circ$  de différence de phase. La distance réelle jusqu'à la cible était de  $60\text{ cm}$ . On remarque une erreur de  $4\%$  obtenue dans ces premiers essais.

En conclusion, nous avons développé un circuit six-port en guide d'onde rectangulaire dont le schéma est donné à la figure 3.1. Comme technologie, on a utilisé le guide d'onde rectangulaire WR-10 avec la section transversale de dimensions  $2540 \times 1270\text{ }\mu\text{m}$ , le diélectrique utilisé à l'intérieur est l'air avec  $\epsilon_r = 1$ . Le dispositif obtenu, de dimensions  $115 \times 78.5\text{ mm}$ , est utilisable dans la partie réceptrice d'un radar automobile anticollision. La simulation et le comportement réel du six-port correspondent très bien. Les mesures de paramètres de dispersion montrent un bon comportement entre  $93,8\text{ GHz}$  et  $94,2\text{ GHz}$ , à l'extérieur de cette bande de fréquence les caractéristiques changent brusquement.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce mémoire, qui s'inscrit dans le cadre de la continuité des travaux précédemment effectués, a été principalement consacré à l'étude d'une jonction six-port, réalisée en technologie du guide d'onde rectangulaire à 94 GHz, pour la partie réceptrice d'un radar anticollision.

Le récepteur radar proposé au dernier chapitre de ce mémoire, utilise une jonction six-port fonctionnant comme discriminateur de phase/fréquence. La structure du circuit RF du récepteur est simple car elle n'est constituée que de coupleurs et de détecteurs de puissance. Ce circuit peut être utilisé en très hautes fréquences. L'utilisation d'une architecture de récepteur de type six-port passif et linéaire, contrairement à une architecture coûteuse de récepteur radar classique, qui utilise des éléments actifs, diminue considérablement le coût de fabrication.

L'élément de base du six-port est le coupleur hybride 90°. Une approche systématique d'extraction des paramètres de dispersion du coupleur hybride en micro-ruban et en guide d'onde rectangulaire a été développée. Cette approche est décrite en détail au deuxième chapitre de ce mémoire. Nous avons utilisé des lignes de longueurs multiples de  $\lambda/4$  pour la conception du coupleur hybride en guide d'onde à 94 GHz. Le coupleur a été implémenté sur HFSS et simulé dans le domaine fréquentiel sur une bande de fréquence de 2 GHz. Une étude comparative des résultats de simulation et de mesure a été faite. Les résultats de mesure de ce coupleur montrent une bonne précision et un bon accord avec les simulations. Un progrès dans la conception des coupleurs hybrides 90° à hautes fréquences a été fait.

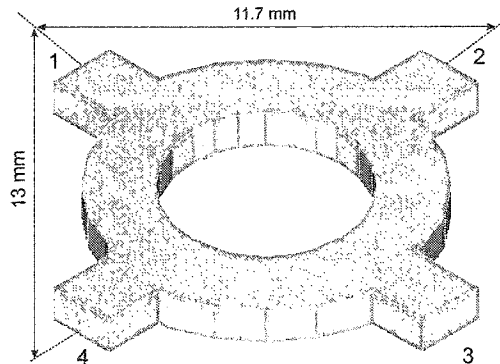
À la suite des simulations de paramètres de dispersion  $S$  et HB on a constaté que la jonction six-port a de très bonnes performances dans une bande de fréquence de 800 MHz et sur une plage dynamique de 40 dB.

Le six-port conçu en technologie du guide d'onde rectangulaire a été fabriquée à l'aide d'une machine à commande numérique. La plupart des erreurs reliées au processus

de fabrication, inhérentes en hautes fréquences, ont été éliminées. Cette qualité, lui confère une excellente correspondance entre les valeurs mesurées et les valeurs prédites par les simulations.

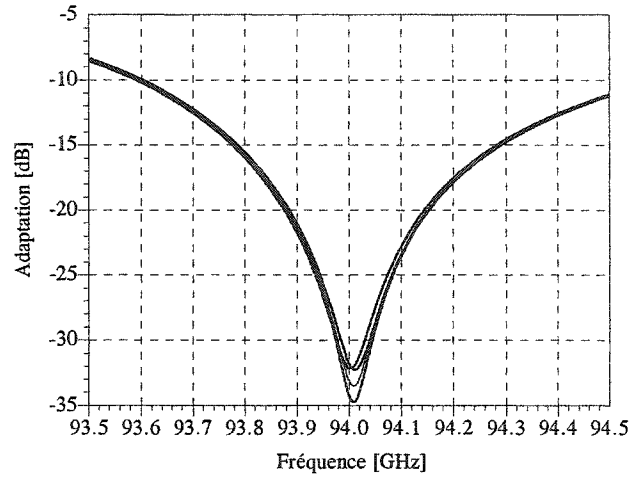
Les conditions restrictives imposées par les appareils de mesure disponibles dans notre laboratoire et la nécessité d'utiliser quatre détecteurs de puissance encore non disponibles nous a empêchés de faire des mesures de puissance. Il nous reste donc à faire une étude comparative entre les résultats de simulation qui utilise la méthode d'équilibrage harmonique du HP-ADS et les résultats de mesure du six-port.

Les performances du récepteur étant prometteuses, la prochaine étape est d'optimiser encore la conception du six-port et améliorer les résultats. Dans ce travail il reste encore des aspects qui demandent des études supplémentaires, des changements de la technologie et même de la géométrie du coupleur. On fait référence à la possibilité de concevoir un coupleur hybride en quadrature ayant une structure arrondie, à la place d'une structure classique carrée présentée dans cette étude. À hautes fréquences, on va pouvoir ainsi éviter la dégradation des valeurs des paramètres S due aux réflexions causées par les structures en angle droit. Les lignes droites qui constituent le corps du coupleur, ont été remplacées par des lignes arrondies de longueur  $5 \cdot \frac{\lambda}{4}$  ayant les mêmes impédances caractéristiques que celles du coupleur carré ( $490 \Omega$  et  $343 \Omega$ ). Dans la structure arrondie présentée à la figure 5.1, le coupleur ligne-branche, a une forme de cercle et les lignes d'entrée sont situées à  $90^\circ$  l'une par rapport à l'autre.

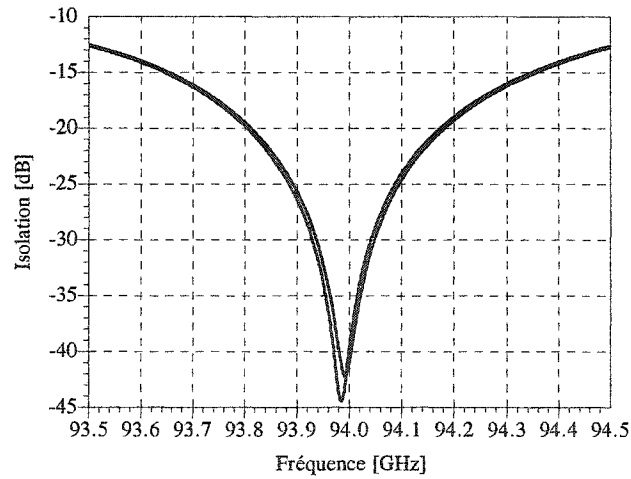


**Fig.5.1 Le coupleur hybride  $90^\circ$  à structure ronde**

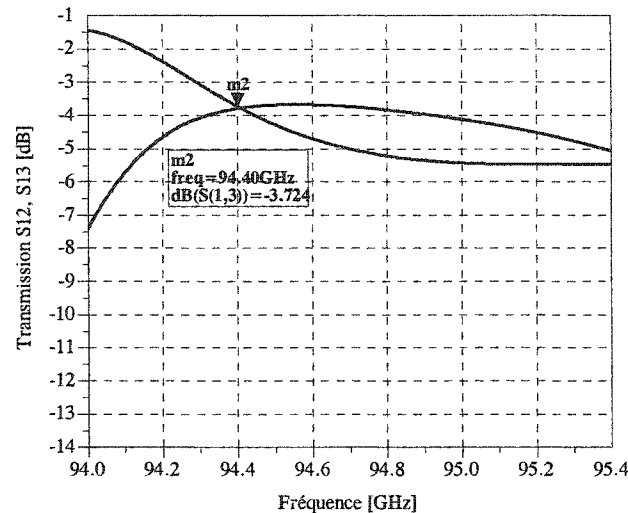
Les performances de cette structure de coupleur, à la fréquence centrale de 94 GHz ont été évaluées à l'aide des simulations de paramètres de dispersion  $S$  du simulateur HFSS. Les résultats des simulations ont été présentés dans les prochaines figures:



**Fig.5.2 Adaptation des ports d'entrée et de sortie du coupleur hybride 90° à structure ronde**



**Fig.5.3 Isolation entre les ports d'entrée(1-4) et sortie (2-3)**



**Fig.5.3 Transmission entre les ports d'entrée et sortie du coupleur hybride 90° à structure ronde**

On remarque que les adaptations aux ports d'entrée et de sortie du coupleur sont inférieures à -32 dB et les isolations entre les ports 1-4 et 2-3 sont très bonnes avec des valeurs inférieures à -42 dB. La division du signal entre les ports d'entrée et les ports de sortie est bien réalisée mais à une fréquence différente de la fréquence centrale de 94 GHz.

Le six-port proposé, a des dimensions très grandes à cause des flanches qui ont pour fonction d'assurer l'accès aux détecteurs de puissance et aux appareils de mesure. Dans les travaux futurs il est important d'améliorer les performances du coupleur et surtout de diminuer la taille du six-port. On peut utiliser une autre technologie, avec éventuellement des composants discrets à la place des lignes distribuées et/ou mixte pour pouvoir tirer parti des avantages de chacun d'eux.

Le gain important au niveau du faible coût de fabrication permettra au six-port d'occuper de plus en plus de place parmi les produits commercialisés. Les performances encouragent la poursuite des études pour concevoir et réaliser d'autres éléments passifs dans la même technologie dans le domaine des ondes millimétriques.

J'espère que les résultats de mon travail aideront à convaincre un plus grand nombre de fabricants des avantages de ce dispositif encore relativement peu connu.

## RÉFÉRENCES

- [1] Burkhard, S., (1974 oct.). Hybrid Branchline Couplers-A Useful New Class of Directional Couplers, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.22, No. 10, 864-869.
- [2] Cohn, S.B., Weinhouse, N.P. (1964 feb.). An Automatic Microwave Phase Measurement System. Microwave Journal, 7, 49-56.
- [3] Engen, G.F. (1977 dec.). An Improved Circuit for Implementing the Six-Port Technique of Microwave Measurements. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.25, No. 12, 1080-1083.
- [4] Engen, G.F. (1977 dec.). Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding Terminations. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 26, No. 12, 951-957.
- [5] Engen, G.F. (1977 dec.). The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 25, No. 12, 1075-1080.
- [6] Engen, G.F., Hoer, C.A. (1972 nov.). Application of an Arbitrary 6-Port Junction to Power-Measurement Problems. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol.21, No.4, 470-473.
- [7] Engen, G.G., Hoer, C.A. (1979 dec.). Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer: IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.27, No. 12, 987-993.
- [8] Gonzales, G. (1997). Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design. Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J.

- [9] Gordon, P., Riblet, A. (1978, feb.). Directional Coupler with Very Flat Coupling, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.26, No. 2, 70-74.
- [10] Hoer, C.A., (1972 nov.). The six-port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.21, No. 4, 466-470.
- [11] Levy, R., Lind, L.F., (1968 feb.). Synthesis of Symmetrical Branch-guide Directional Couplers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol.MTT-16, No. 2, 80-89.
- [12] Li, J., Bosisio, R.G., Wu, K. (1994 mai). A collision Avoidance Radar Using Six-Port Phase/Shift Discriminator (SPFD). IEEE MTTT-Symposium Digest, Vol.3 1553-1556.
- [13] Li, J., Bosisio, R.G., Wu, K., Computer and Measurement Simulation of a New Digital Receiver Operating Directly at Millimeter-Wave Frequencies. IEEE Transaction on Microwave Theory and techniques, Vol. 43, No. 12, 2766-2772.
- [14] Masahiro, M., (1983 aug.). Optimum Design of 3-dB Branch-Line Couplers Using Microstrip Lines, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.31, No. 8, 674-678.
- [15] Meaney, P., (1990 mai ). A Novel Branch-Line Coupler Design for Millimeter-Wave Applications, IEEE MTT-S International, Vol.1, 585-588.
- [16] Miguélez, C.G., Huyard, B., Bergeault E., Jallet L.P., (2000 avr.). A New Automobile Radar Based on the Six-Port Phase/Frequency Discriminator, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.49, no.4, 1416-1423.
- [17] Pozar, David, G. Microwave Engineering, University of Massachusetts and Amherst

- [18] Reed, J., Wheeler G. J., (1956 oct.). A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks, IRE Trans. Microwave Theory Tech. (Special Issue on the National Symposium on Microwave Techniques), vol. MTT-4, 246-252.
- [19] Stelzer, A., Diskus, C.G., Thim H. W., (1999 dec.). A Microwave Position Sensor with Sub-Millimeter Accuracy, IEEE MTT, vol.47, no. 12, 2621-2624.
- [20] Stelzer, A., Diskus, C.G., Weigel, R., Thim H. W., (2001 juin). Using a Six-Port Device in an FM-CW Radar, International Symposium on Microwave and Optical Technology(ISMOT), Conf. Proceedings, 232-326.
- [21] Weidman, M.P. (1977 dec.). A Semi Automated Six-Port for Measuring Millimeter Wave Power and Complex Reflection Coefficient, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.25, No. 12, 1083-1085.