

**Titre:** Nouveau senseur radar anticollision à 94 GHz en technologie six-port  
Title: [Nouveau senseur radar anticollision à 94 GHz en technologie six-port](#)

**Auteur:** Emilia Moldovan  
Author: [Emilia Moldovan](#)

**Date:** 2006

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

**Référence:** Moldovan, E. (2006). Nouveau senseur radar anticollision à 94 GHz en technologie six-port [Ph.D. thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/7739/>

## Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7739/>  
PolyPublie URL: <https://publications.polymtl.ca/7739/>

**Directeurs de recherche:** Ke Wu, & Rénato Bosisio  
Advisors: [Ke Wu](#), [Rénato Bosisio](#)

**Programme:** Unspecified  
Program: [Unspecified](#)

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

NOUVEAU SENSEUR RADAR ANTICOLLISION  
À 94 GHz EN TECHNOLOGIE SIX-PORT

EMILIA MOLDOVAN

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

MARS 2006



Library and  
Archives Canada

Published Heritage  
Branch

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

ISBN: 978-0-494-17982-6

*Our file* *Notre référence*

ISBN: 978-0-494-17982-6

#### NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

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

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

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

#### AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

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

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

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

\*\*  
Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

NOUVEAU SENSEUR RADAR ANTICOLLISION  
À 94 GHz EN TECHNOLOGIE SIX-PORT

présentée par : MOLDOVAN Emilia  
en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor (Ph.D.)  
a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., président

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

M. WU Ke, Ph.D., membre et co-directeur de recherche

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre

M. GAGNON François, Ph.D., membre externe

*À la mémoire de mes parents, et à mes êtres les plus chers, avec amour.*

## REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes remerciements sincères aux professeurs Renato G. Bosisio et Ke Wu pour m'avoir encouragée et guidée dans mes recherches et pour l'aide financière qu'ils m'ont octroyée tout au long de mes études.

Je veux remercier également les professeurs Cevdet Akyel, Jean - Jacques Laurin et François Gagnon pour leurs précieuses suggestions, ainsi que pour le temps accordé à la révision de cette thèse et à la participation à cette soutenance.

Une grande partie des travaux de ce projet de doctorat n'auraient pas été possibles sans l'aide des messieurs Jules Gautier, Steve Dubé, Roch Brassard, René Archambault et Jean-Sébastien Décarie. Je les remercie pour leur appui en ce qui concerne les problèmes liés à la fabrication des circuits et à mon principal outil de travail, l'ordinateur.

Je voudrais en outre remercier tous les membres du centre de recherche Poly-Grames, qui ont contribué à créer une excellente atmosphère de travail, spécialement mes collègues Slim Boumaiza, Traian Antonescu et Ramin Deban qui m'ont accordé leur appui au cours de ces années, ainsi que mon amie Tamara pour son soutien moral et ses encouragements.

Je veux exprimer ma profonde gratitude à ma fille, à mon mari et à mes parents pour leur amour, leur appui et leur compréhension. Je suis particulièrement reconnaissante à ma fille, Anamaria (Tiuta), pour sa confiance en moi et à mon mari, Serioja, qui a toujours été à mes côtés pour m'encourager et me soutenir.

## RÉSUMÉ

Le thème de la présente thèse est la conception et la réalisation d'un senseur radar anticollision à 94 GHz, basé sur un circuit six-port. La partie réceptrice de ce radar s'appuie sur une architecture homodyne qui utilise le circuit six-port comme l'élément de base de sa partie haute fréquence. Le choix de la fréquence est justifié par la tendance de miniaturisation des systèmes de communications et par l'allocation des fréquences autour de 94 GHz à diverses applications civiles, due à l'une des plus importantes fenêtres atmosphérique, qui favorise la propagation des signaux radio avec des pertes minimales par rapport à d'autres bandes de fréquence.

Dans la plupart des applications, les senseurs en ondes millimétriques sont supérieurs aux radars micro-ondes ou infrarouges, car ils ont une meilleure résolution que leurs contreparties en basse fréquences et, de même, ils peuvent pénétrer la fumée, le brouillard, les radiations de l'environnement, la poussière etc., beaucoup mieux que les senseurs infrarouges. Les ondes millimétriques couvrent une bande de fréquence entre 30 GHz et 300 GHz.

Le radar proposé dans cette thèse est de type onde continue (CW), bi statique, qui utilise un traitement analogique des données. Les radars CW conventionnels sont reconnus exclusivement comme des radars Doppler, ce qui veut dire qu'ils sont utilisés seulement pour mesurer la vitesse relative de la cible. Dans le cas de ce radar, grâce à une nouvelle méthode dans laquelle nous générerons deux signaux continus appropriés, écartés en fréquence, un après l'autre, à l'aide du circuit six-port, nous pouvons acquérir les informations nécessaires pour évaluer la distance jusqu'à la cible.

L'architecture du circuit six-port proposée pour la présente application est différente par rapport au schéma conventionnel utilisé dans les récepteurs homodynes, car celui-ci doit accomplir son rôle de discriminateur de phase, et, en même temps, respecter les contraintes imposées par les deux méthodes de fabrication employées dans ce projet. Dû à la fréquence d'opération élevée de cette application, et donc à la disponibilité des autres composantes du récepteur radar, et aux contraintes de mesure

imposées par l'analyseur de réseaux utilisé, le circuit six-port a été fabriqué en deux technologies appropriées à ces conditions, celle du guide d'onde rectangulaire (RWG) et celle du guide d'onde intégré au substrat (SIW).

La thèse débute par un chapitre dédié aux considérations générales sur les radars et certains de leurs paramètres caractéristiques, comme la puissance du signal écho, reçu par le radar, la portée du radar et le rapport signal sur bruit minimal etc. L'équation du radar est présentée pour différentes configurations des systèmes radars. D'autres paramètres, comme la capacité de détection, la fidélité et la résolution des radars sont également présentés.

Le nouveau circuit six-port proposé pour cette application est premièrement abordé du point de vue théorique, en mettant en évidence ses qualités comme discriminateur de phase et d'amplitude. Pour le concevoir dans les deux technologies choisies, RWG et SIW, nous avons utilisé deux versions du simulateur « High-Frequency Structure Simulator » (HFSS) : la version 5.6, de la compagnie Agilent Technology et la version 9.1 de la compagnie Ansoft Inc.

Le circuit a été d'abord fabriqué en guide d'onde rectangulaire, dans un bloc de laiton. Son design s'appuie sur celui du coupleur hybride en quadrature, qui constitue l'élément de base du circuit, et qui est fabriqué en utilisant la même technologie et le même matériel. Les dimensions extérieures du circuit sont imposées par les dimensions des flanges WR-10 qui permettent la connexion aux instruments de mesure et à d'autres circuits réalisés dans la même technologie. Les résultats de simulation et de mesure des deux circuits sont présentés dans le troisième chapitre de cette thèse. Les circuits sont fabriqués en utilisant une machine à commande numérique. Les mesures des paramètres de dispersion,  $S$ , sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseaux de type Anritsu 37397C.

Pour réaliser le circuit dans la nouvelle technologie du guide d'onde intégré au substrat, nous utilisons le coupleur hybride pour obtenir deux signaux de sortie en quadrature ou en phase (à l'aide d'une ligne  $\lambda/4$ ). Pour réaliser la connexion aux instruments de mesure et à d'autres circuits en guide d'onde rectangulaire par des

flanges standard WR-10, nous devons concevoir une nouvelle transition entre le circuit réalisé en technologie SIW et le guide rectangulaire standard. Cette transition est réalisée en deux implémentations : à deux et à six transformateurs d'impédance.

Les résultats de simulation et de mesure du circuit six-port et de ses composantes sont présentés dans le quatrième et le cinquième chapitre de cette thèse. Les circuits sont fabriqués dans un substrat en alumina, à l'aide d'une machine à laser, au centre de recherche Poly-Grames. La partie des transitions réalisée en guide d'onde rectangulaire est creusée dans un bloc de laiton qui est prévu avec une cavité centrale pour bien encadrer et fixer le circuit SIW. Les mesures des paramètres de dispersion,  $S$ , sont réalisées en utilisant le même analyseur de réseaux que dans le cas précédent.

Le schéma bloc et le principe d'opération du radar CW basé sur la technologie six-port pour mesurer la vitesse relative de la cible et la distance jusqu'à celle-ci, sont présentés dans le sixième chapitre. Les simulations de système du senseur radar proposé sont effectuées à l'aide du logiciel « Advanced Design System » (ADS), version 2003A, d'Agilent Technologies.

Les résultats expérimentaux du radar anti-collision réalisé à l'aide du circuit six-port en guide d'ondes rectangulaire et en technologie SIW sont présentés dans le septième chapitre. Ces tests consistent dans la mesure de la distance jusqu'à la cible, considérant le cas statique où le mouvement relatif de la cible par rapport au radar est simulé par la variation de la phase du signal reçu. Les mesures sont effectuées au centre de recherche Poly Grames.

Quelques évaluations statistiques concernant la précision de mesure du présent senseur radar sont aussi présentées et interprétées.

Les conclusions de ces recherches et les suggestions pour les travaux futures sont présentées dans le dernier chapitre de cette thèse.

## ABSTRACT

This thesis proposes the design and implementation of an anti-collision radar sensor operating at 94 GHz. It is based on a six-port homodyne architecture, which makes up the major portion of the receiver's RF module. The frequency is chosen due to miniaturization considerations and on the use of a civilian high frequency band around 94 GHz. This frequency band also contains an important atmospheric window, which allows a very good radio signals propagation.

In most applications, millimeter radars have better performances than microwave or infrared ones, due to their higher frequency resolution, and to their better ability (than infrared) to penetrate smoke, fog, dense rain, environmental radiations, dust, etc. The bands between 30 GHz and 300 GHz are generally related to millimetre frequencies.

The proposed radar is bi-static CW, using an analog signal processing module to perform measurements. CW radars are usually exclusively known as Doppler radars, which evaluates only the relative speed of a target. In this proposal, due to a new measurement method using a six-port discriminator, the distance to the target can be evaluated by sending two different CW signals, properly spaced in frequency, one after another.

The six-port circuit architecture proposed in this application differs from what is normally used in conventional homodyne receivers. This new architecture allows the six-port to acts as a frequency discriminator, and at the same time, with respect of the fabrication constraints. The six-port circuit is fabricated using two different technologies, according to the availability of the components and of the measurement equipment to the operating frequency: the standard rectangular waveguide technology (RGW), normally used at this frequency, and a new technology, named substrate integrated waveguide (SIW).

The first chapter of this thesis presents a general radar overview and gives some of the most important parameters, such as the power of the echo signal, maximum range

and minimum detection level. The radar equation is then presented for different radar system configurations. Other parameters, such as capability of detection, accuracy and radar resolution are also presented.

A theoretical approach of the new six-port circuit, such as phase and amplitude discriminator, is first presented. Two versions of the High-Frequency Structure Simulator (HFSS) to design this circuit in both, RWG and SIW technologies, are used: the 5.6 version from Agilent Technology and, the 9.1 version from Ansoft Inc.

The six-port circuit is first fabricated in RWG technology, machined from a block of brass. Its design is based on that of the hybrid coupler, which represents its main design element. The outer dimensions of the circuit are constrained by the physical dimensions of the standard WR-10 waveguide flange, which allows connection to the measurement equipment and to other millimeter wave RWG circuits.

The simulation and measurement results of both circuits, the hybrid coupler and six-port junction, are presented in the third chapter of this thesis. The circuits are manufactured using a numerically controlled mailing machine. The scattering parameter measurements are performed using an Anritsu 37397C network analyzer.

To design the six-port circuit in substrate integrated waveguide technology, a 90° hybrid coupler and a power divider, based on this 90° hybrid coupler structure, have been designed. In order to connect the SIW circuit to the measurement equipment and other standard millimeter wave circuits, two new implementations of a transition to WR-10 standard waveguide are also proposed and developed.

The simulation and measurement results of the six-port junction and its components are presented in the next two chapters. The SIW circuits are fabricated on an alumina substrate using a precision laser machine, at the PolyGrames Research Center. The RWG is machined from a block of brass, which presented a central cavity to accommodate the SIW circuit. The scattering parameters are measured using the same network analyzer as for the previous circuits.

The block diagram and operating principles of the radar sensor based on the six port technology to measure relative speed and distance to the target are presented in the

sixth chapter. The system simulations of the proposed radar sensor are performed using the Advanced Design System (ADS) simulator, 2003A version, of Agilent Technologies.

Experimental results of the radar sensor based on the six-port fabricated in both rectangular and substrate integrated waveguide are presented in the seventh chapter. In order to obtain the distance to the target, a static case is considered. In addition, the relative movement of the target is simulated by a phase shift between the two input signals. The measurements are also performed at the PolyGrames Research Center.

Statistical evaluations of distance measurements, performed using the proposed radar sensor, are also presented and discussed.

Final conclusions and future work are presented in the last chapter.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE .....	IV
REMERCIEMENTS .....	V
RÉSUMÉ .....	VI
ABSTRACT .....	IX
TABLE DES MATIÈRES .....	XII
LISTE DES TABLEAUX .....	XVI
LISTE DES FIGURES .....	XVII
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....	XXV
LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS .....	XXVI
 INTRODUCTION .....	1
 CHAPITRE I : CONSIDERATIONS GÉNÉRALES SUR LES RADARS .....	18
1.1. Généralités .....	18
1.2. L'équation générale du radar .....	22
1.3. La prédiction des performances du radar .....	28
1.3.1. La capacité de détection .....	29
1.3.2. Résolution et fidélité du radar .....	29
 CHAPITRE II : LA JONCTION SIX-PORT .....	31
2.1. Le circuit six-port conventionnel .....	31
2.2. Le circuit six-port utilisé dans les récepteurs de communications .....	36
2.2.1. Le récepteur de communications conventionnel .....	36
2.2.2. Le récepteur de communications réalisé en technologie six-port .....	39
2.2.2.a. Généralités .....	39
2.2.2.b. Le circuit six-port comme discriminateur de phase .....	42
2.2.2.c. Le circuit six-port comme discriminateur d'amplitude .....	45

2.2.2.d. Le circuit six-port comme mélangeur dans un récepteur de communications .....	46
--	----

<b>CHAPITRE III : LE CIRCUIT SIX – PORT REALISÉ EN GUIDE D’ONDE</b>	
<b>RECTANGULAIRE .....</b>	49
3.1. Le guide d’onde rectangulaire .....	49
3.2. Le coupleur hybride en quadrature en guide d’onde rectangulaire .....	51
3.2.1. Considérations générales .....	51
3.2.2. Conception théorique; résultats de simulation .....	53
3.2.3. Réalisation pratique ; résultats expérimentaux .....	58
3.3. Le circuit six-port en guide d’onde rectangulaire .....	64
3.3.1. Le modèle théorique .....	65
3.3.1.a. Les simulations des paramètres de dispersion .....	65
3.3.1.b. Les simulations d’équilibrage harmonique .....	70
3.3.2. La réalisation expérimentale du circuit six-port en guide d’onde	
rectangulaire WR-10 .....	72
3.3.3. Le modèle du circuit six-port, basé sur les résultats de mesure des	
coupleurs hybrides .....	81
3.3.3.a. Les simulations des paramètres de dispersion S .....	81
3.3.3.b. Les simulations d’équilibrage harmonique .....	86
<b>CHAPITRE IV : LES COMPOSANTES DE BASE DU CIRCUIT SIX-PORT,</b>	
<b>RÉALISÉES DANS LA TECHNOLOGIE DU GUIDE D’ONDE</b>	
<b>INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (SIW) .....</b>	88
4.1. La technologie du guide d’onde intégré au substrat .....	88
4.2. La ligne de transmission en guide d’onde, intégré au substrat .....	90
4.3. La transition entre les circuits SIW et le guide d’onde rectangulaire	
standard WR-10 .....	96
4.3.1. La transition à plusieurs transformateurs d’impédance .....	97
4.3.2. La transition à deux transformateurs d’impédance .....	106

4.4. Le nouveau coupleur hybride en quadrature, réalisé en guide d'onde intégré au substrat .....	114
---	-----

CHAPITRE V : LE CIRCUIT SIX-PORT RÉALISÉ DANS LA TECHNOLOGIE  
DU GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (SIW) .....

5.1. Généralités .....	127
5.2. Le diviseur de puissance .....	127
5.3. Le circuit six-port sans transitions; conception et simulations .....	130
5.4. Le discriminateur six-port avec transitions; résultats de simulation .....	137
5.5. Fabrication et résultats de mesure du circuit six-port .....	143

CHAPITRE VI : LE RADAR ANTICOLLISION RÉALISÉ À BASE DE  
SIX-PORT : PRINCIPE D'OPÉRATION ET RÉSULTATS  
DE SIMULATION .....

6.1. Généralités .....	152
6.1.1. Le principe de mesure de la vitesse relative de la cible .....	154
6.1.2. Le principe de mesure de la distance jusqu'à la cible .....	156
6.2. Les simulations de système en utilisant le modèle idéal du discriminateur six-port .....	158
6.2.1. La simulation de la mesure de la vitesse relative de la cible .....	163
6.2.2. La simulation de la mesure de la distance jusqu'à la cible .....	166
6.3. Les simulations de système en utilisant le modèle réel du discriminateur six-port, réalisé dans la technologie du guide d'onde rectangulaire .....	172
6.3.1. Les simulations de mesure de la vitesse relative .....	176
6.3.2. Les simulations de mesure de la distance .....	178
6.4. Les simulations de système utilisant le modèle du circuit six-port réalisé dans la technologie du guide d'onde intégré au substrat .....	182
6.4.1. Les simulations de mesure de la vitesse relative .....	182
6.4.2. Les simulations de mesure de la distance .....	184

6.5. Autres évaluations statistiques de mesure de la distance .....	189
 CHAPITRE VII : LE RADAR ANTICOLLISION RÉALISÉ À BASE DE SIX-PORT : RÉSULTATS ÉXPERIMENTAUX .....	
7.1. Généralités .....	193
7.2. Résultats de mesure expérimentaux obtenu à l'aide du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire .....	193
7.3. Résultats de mesure expérimentaux obtenus à l'aide du circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat .....	197
 CHAPITRE VIII : CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS .....	
8.1. Conclusions .....	206
8.2. Travaux futurs .....	208
 RÉFÉRENCES .....	
ANNEXE .....	215
Journaux .....	215
Conférences .....	216

**LISTE DES TABLEAUX**

0.1. Les principales applications radar et leurs bandes de fréquence .....	4
0.2. Comparaison entre les radars CW/FMCW et les radars pulse .....	7
0.3. Radars anti-collisions développés par diverses compagnies .....	14
1.1. La résolution et la fidélité des systèmes radars .....	29
3.1. Résultats comparatifs de simulation et de mesure des paramètres S .....	64

## LISTE DES FIGURES

0.1. La variation de la température de bruit introduite par l'atmosphère en fonction de la fréquence du signal, pour différents angles d'élévation .....	9
0.2. La variation de l'atténuation introduite par l'atmosphère en fonction de la fréquence du signal, pour différentes altitudes .....	10
0.3. Variation de l'atténuation par rapport aux diverses conditions atmosphériques ...	11
1.1. Le schéma bloc de base du radar mono statique .....	18
1.2. Le schéma bloc d'un senseur radar (a) conventionnel ; (b) réalisé en technologie six-port .....	21
1.3. La probabilité de détection en fonction de $S_0/N_0$ , pour différentes valeur de la probabilité de fausses alarmes .....	27
2.1. Le coupleur hybride $90^\circ$ .....	33
2.2. La mesure du $\Gamma$ en utilisant un réflectomètre six-port .....	34
2.3. La méthode graphique pour obtenir le coefficient de réflexion .....	36
2.4. Le schéma bloc d'un récepteur conventionnel avec conversion de fréquence dans le plan complexe .....	37
2.5. Le circuit six-port proposée pour l'application radar à 94 GHz .....	40
2.6. Les tensions normalisées DC de sortie par rapport au déphasage .....	44
2.7. L'équivalence circuit conventionnel – circuit six-port dans une tête réceptrice ...	48
3.1. Le guide d'onde rectangulaire .....	49
3.2. Le coupleur hybride $90^\circ$ en guide d'onde rectangulaire .....	53
3.3. La flange standardisée WR10 .....	54
3.4. Les adaptations aux ports du coupleur .....	55
3.5. Les isolations entre les ports d'entrée (1-4) et de sortie (2-3), par rapport à la fréquence .....	56
3.6. Les transmissions entre les ports d'entrée et les ports de sortie .....	58
3.7. Les phases des signaux de sortie .....	58
3.8. Photographie du coupleur hybride $90^\circ$ en plan H .....	59

3.9. Les valeurs mesurées des adaptations aux ports du coupleur .....	60
3.10. Les valeurs des isolations mesurées du coupleur, par rapport à la fréquence .....	61
3.11. Les paramètres de transmission mesurés entre les ports d'entrée et les ports de sortie du coupleur hybride $90^\circ$ .....	62
3.12. Les phases mesurées des signaux de sortie $S_{12}$ et $S_{13}$ .....	63
3.13. La structure HFSS en guide d'onde rectangulaire du circuit six-port .....	65
3.14. Les adaptations des ports d'entrée et de sortie du six-port .....	66
3.15. L'isolation entre les ports d'entrée du circuit six-port .....	67
3.16. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port .....	68
3.17. Les paramètres de transmission entre le port LO et les ports de sortie .....	69
3.18. Paramètres de transmission port RF - ports de sortie .....	70
3.19. Schéma de simulation d'équilibrage harmonique du circuit six-port .....	71
3.20. Magnitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée .....	72
3.21. Le dessin du circuit six-port .....	72
3.22. Photographie de la section longitudinale du circuit six-port fabriqué dans un bloc de laiton .....	74
3.23. Le banc de mesure du circuit six-port .....	75
3.24. Photographie du banc de mesure des paramètres de dispersion entre les ports 1 et 5 .....	76
3.25. Les adaptations mesurées aux ports de sortie 1, 2 et 4 du circuit six-port .....	77
3.26. Les adaptations et l'isolation des ports d'entrée du circuit six-port, mesurées .....	78
3.27. Les paramètres de transmission mesurés, entre le port d'entrée LO et les ports de sortie 1 et 4 du circuit six-port .....	79
3.28. Le coefficient de transmission mesuré entre le port d'entrée du signal RF, 6, et le port de sortie numéro 2 du circuit six-port .....	80
3.29. L'isolation mesurée entre les ports de sortie 4 et 2 du circuit six-port .....	81
3.30. Les adaptations des ports de sortie du circuit six-port .....	82

3.31. Les adaptations et l'isolation entre les ports d'entrée du circuit six-port .....	83
3.32. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port .....	84
3.33. Les transmissions entre le port LO et les ports de sortie .....	85
3.34. Les transmissions entre le port RF et les ports de sortie .....	86
3.35. La variation des magnitudes des tensions de sortie par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée du six-port .....	86
4.1. La ligne de transmission typique, réalisée en guide d'onde intégré dans le substrat, à 94 GHz .....	90
4.2. La variation des adaptations aux ports et la transmission entre ceux-ci, par rapport à la fréquence d'une ligne de transmission SIW typique, à 94 GHz .....	92
4.3. La transmission d'une ligne de transmission SIW typique, à 94 GHz .....	92
4.4. La ligne de transmission SIW à 94 GHz, réalisée avec des fentes .....	93
4.5. La réponse fréquentielle de la magnitude de l'adaptation pour différentes valeurs de $p$ .....	94
4.6. La réponse fréquentielle de la magnitude de la transmission pour différentes valeurs de $p$ .....	95
4.9. La transition SIW/WR-10 réalisée à l'aide de six transformateurs d'impédance ..	98
4.10. La réponse fréquentielle des paramètres de dispersion de la transition à six transformateurs d'impédance .....	99
4.11. La réponse fréquentielle de la magnitude du coefficient de transmission de la transition à six transformateurs d'impédance .....	100
4.12. Le dessin de la ligne de transmission SIW prévue avec des transitions à six transformateurs d'impédance à chaque bout .....	101
4.13. Simulation des magnitudes des adaptations et de la transmission de la transition double, par rapport à la fréquence .....	102
4.14. La transmission de la transition double, simulée, par rapport à la fréquence ..	102
4.15. La photo de la partie en guide d'onde intégré au substrat de la transition à six transformateurs d'impédance .....	103
4.16. La photo de la transition double réalisée à base de six transformateurs	

d'impédance .....	104
4.17. Mesures des magnitudes des adaptations de la transition double, par rapport à la fréquence .....	105
4.18. Mesure de la transmission de la transition double, par rapport à la fréquence ..	105
4.19. Nouvelle transition entre une ligne SIW et WR-10 .....	107
4.20. L'adaptation aux ports d'entrée par rapport à la fréquence .....	108
4.21. La variation des pertes d'insertion par rapport à la fréquence .....	109
4.22. La ligne de transmission en guide d'onde, intégré, à double transition .....	110
4.23. Les paramètres de dispersion de la ligne de transmission en guide d'onde, intégré, à double transition .....	111
4.24. La photo de la ligne de transmission réalisée en guide d'onde, intégré, à double transition .....	112
4.25. Les adaptations simulées et mesurées .....	113
4.26. Les coefficients de transmission simulés et mesurés .....	113
4.27. Le coupleur hybride 90° réalisé en guide d'onde intégré, à 94 GHz .....	115
4.28. L'adaptation au port 1, l'isolation entre les ports d'entrée 1 et 4, les pertes d'insertion et le partage des puissances du coupleur hybride 90° réalisé en guide d'onde intégré au substrat .....	116
4.29. Les variations des phases des signaux de sortie $S_{12}$ et $S_{13}$ du coupleur hybride en guide d'onde intégré au substrat, par rapport à la fréquence .....	117
4.30. L'isolation entre les ports de sortie du coupleur hybride en guide d'onde intégré au substrat .....	118
4.31. Le dessin du coupleur hybride 90° en guide d'onde intégré, avec transitions vers le guide standard WR-10 .....	115
4.32. L'adaptation au port 1, l'isolation entre les ports d'entrée 1 et 4, les pertes d'insertion et le partage des puissances du coupleur hybride 90° réalisé en guide d'onde intégré au substrat, avec transitions .....	120
4.33. Les phases des signaux de sortie du coupleur avec les transitions, par rapport à la fréquence .....	121

4.34. L'isolation entre les ports de sortie du coupleur avec transitions .....	122
4.35. La photographie du coupleur hybride $90^\circ$ intégré au substrat .....	123
4.36. La photographie du prototype du coupleur en guide d'onde, intégré au substrat, muni des transitions vers les flanges WR-10 .....	124
4.37. Les pertes de réflexion mesurées, correspondent aux ports 1 et 3 .....	125
4.38. Les coefficients de transmission mesurés $S_{12}$ et $S_{13}$ .....	126
4.39. L'isolation mesurée entre les ports 1 et 4 .....	126
5.1. Le dessin du coupleur hybride utilisé comme diviseur de puissance en phase ...	128
5.2. Les variations des magnitudes de l'adaptation du port d'entrée 1, de l'isolation entre les ports 1 et 4 et des coefficients de transmission entre le port 1 et les ports 2 et 3 .....	129
5.3. Les variations des phases des signaux de sortie par rapport à la fréquence .....	130
5.4. Le dessin HFSS du circuit six-port en guide d'onde intégré, sans transitions ...	131
5.5. Les variations des magnitudes des adaptations aux quatre ports de sortie, par rapport à la fréquence .....	132
5.6. Les adaptations des ports d'entrée et leur isolation, par rapport à la fréquence...	133
5.7. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port .....	134
5.8. Les transmissions entre le port d'entrée du signal LO, 5, et les sorties .....	135
5.9. Les transmissions entre le port d'entrée du signal RF, 6, et les sorties .....	135
5.10. Les phases des coefficients de transmission entre le port du signal LO et les sorties .....	136
5.11. Les phases des coefficients de transmission entre le port du signal RF et les sorties .....	137
5.12. Le circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat, avec des transitions vers les flanges WR-10 .....	138
5.13. Les adaptations des ports de sortie du circuit six-port avec transitions .....	139
5.14. Les adaptations et l'isolation entre les ports d'entrée .....	140
5.15. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port .....	141
5.16. Les coefficients de transmission entre le port d'entrée LO et les sorties .....	142

5.17. Les coefficients de transmission entre le port d'entrée RF et les sorties .....	142
5.18. La photographie du circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat .....	143
5.19. La photo du circuit six-port SIW accommodé dans la structure métallique muni des transitions vers les franchises standard WR-10 .....	144
5.20. L'isolation mesurée entre les ports d'entrée du circuit six-port .....	146
5.21. Les pertes de réflexion mesurées aux ports de sortie 1 et 2 .....	147
5.22. Les pertes de réflexion mesurées aux ports de sortie 3 et 4 .....	147
5.23. Les transmissions mesurées entre le port d'entrée du signal de référence et les ports de sortie 3 et 4 .....	148
5.24. Les phases mesurées des coefficients de transmission entre le port 5 et les ports de sortie 3 et 4 .....	149
5.25. Variation typique de la magnitude d'un signal de sortie par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée .....	150
6.1. Le schéma bloc du senseur radar à base de six-port .....	153
6.2. Le modèle du circuit six-port idéal .....	159
6.3. Le coupleur hybride 90° idéal, en guide d'onde WR-10 .....	159
6.4. Le diviseur de puissance idéal, en guide d'onde WR-10 .....	160
6.5. Le modèle du détecteur de puissance idéal .....	161
6.6. Le modèle du circuit analogique de traitement des données .....	161
6.7. Le schéma de l'amplificateur vidéo .....	162
6.8. Le schéma de l'amplificateur différentiel .....	163
6.9. Le schéma de simulation de la vitesse relative de la cible .....	164
6.10. Variation de la magnitude du signal de sortie par rapport au temps .....	165
6.11. La variation de la fréquence Doppler par rapport au temps .....	166
6.11. La variation de la vitesse relative par rapport au temps .....	166
6.12. Le schéma de simulation de la mesure de la distance .....	167
6.13. Les tensions de sortie DC par rapport à la distance de résolution .....	168
6.14. Les déphasages correspondant aux deux signaux CW, par rapport à la distance de résolution .....	169

6.15. Variation des magnitudes des signaux de sortie I et Q, par rapport à la distance de résolution .....	170
6.16. Le diagramme de variation du vecteur $\Gamma$ par rapport à la distance de résolution .....	171
6.17. L'histogramme de mesure de la distance dans le cas du model du six-port idéal .....	172
6.18. Les adaptations aux ports de sortie .....	173
6.19. Les adaptations et l'isolation entre les ports d'entrée .....	173
6.20. Les transmissions entre le port de référence et les ports de sortie .....	174
6.21. Les transmissions entre le port du signal RF et les ports de sortie .....	174
6.22. Les variations des tensions DC par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée, pour le modèle réel du circuit six-port .....	175
6.23. La variation de la magnitude du signal de sortie I par rapport au temps .....	176
6.24. Simulation de la mesure de la fréquence Doppler .....	177
6.25. Simulation de la mesure de la vitesse relative .....	177
6.26. Les magnitudes des tensions DC par rapport à la distance de résolution .....	178
6.27. Le déphasage correspondant aux signaux CW, par rapport à la distance de résolution .....	179
6.28. Magnitudes des signaux I et Q, par rapport à la distance de résolution .....	180
6.29. Les diagrammes de variation du vecteur $\Gamma$ , par rapport à une distance de résolution supérieure à une longueur d'onde .....	180
6.30. L'histogramme de mesure dans le cas du modèle réel du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire .....	181
6.31. La variation de la magnitude du signal de sortie I par rapport au temps .....	183
6.32. Simulation de la mesure de la fréquence Doppler .....	183
6.33. Simulation de la mesure de la vitesse relative .....	183
6.34. Les magnitudes des tensions DC par rapport à la distance de résolution .....	185
6.35. Les déphasages des signaux CW par rapport à la distance de résolution .....	185
6.36. Variation des magnitudes des signaux de sortie I et Q, par rapport à la distance de résolution .....	186
6.37. Le diagramme de variation du vecteur $\Gamma$ , par rapport à une distance de .....	

résolution supérieure à une longueur d'onde .....	187
6.38. L'histogramme de mesure dans le cas du modèle SIW du circuit six-port .....	188
6.39. Histogramme et données statistiques concernant la mesure de la distance, dans le cas du circuit en guide d'onde rectangulaire .....	190
6.39. Histogramme et données statistiques concernant la mesure de la distance, dans le cas du circuit en guide d'onde intégré au substrat .....	190
6.41. L'erreur moyenne par rapport à la distance à mesurer et au nombre des mesures pour une distance maximale de 75 m .....	191
6.42. L'erreur moyenne par rapport à la distance à mesurer et au nombre des mesures pour une distance maximale de 7,5 m .....	191
7.1. Le banc de mesure de la distance à l'aide du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire .....	194
7.2. Les tensions des signaux de sortie DC mesurées, par rapport au déphasage .....	196
7.3. La tension de sortie DC V1 mesurée, correspondant aux deux signaux CW, par rapport au déphasage .....	197
7.4. Le banc de mesure de la distance à l'aide du circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat .....	198
7.5. Le schéma électrique du circuit basse fréquence .....	199
7.6. La photographie du circuit basse fréquence .....	200
7.7. Photo d'ensemble du banc d'essai du radar à 94 GHz .....	201
7.8. Magnitudes de I et Q mesurées par rapport au déphasage entre les entrées .....	202
7.9. Magnitude de I, mesurée par rapport au déphasage entre les entrées, pour deux signaux à 94 GHz et 94,05 GHz .....	203
7.10. Magnitude de I, mesurée par rapport au déphasage entre les entrées, pour deux signaux à 94,5 GHz et 94,55 GHz .....	204

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AAMA	American Automobile Manufacturer Association
ADS	Advanced Design System
ASP	Analog Signal Processing
CAC	Contrôle automatique de la croisière
CW	Continuous Wave
DST	dispositif sous test
DTNHTSA	Dept. of Transp., National Highway Traffic Safety Administration
FCC	Commission Fédérale des Communications
FM/CW	Frequency Modulated Continuous Wave
HB	Harmonic Balance
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IEEE	the Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISAR	Inverse Synthetic Aperture Radar
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
PA	Power amplifier
RCS	Radar Cross Section
RF	Radio Fréquence
RH	Relative Humidity
RWG	Rectangular Waveguide
SAR	Synthetic Aperture Radar
SIW	Substrate Integrated Waveguide
S/N	Signal to Noise Ratio
SP	Scattering Parameters (paramètres de dispersion)
SPD	Six-Port Discriminator
TE	Transversal Electric
VCO	Voltage Controlled Oscillator

## LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

$A_{et}$	ouverture effective de l'antenne émettrice
$A_{er}$	ouverture effective de l'antenne réceptrice
a	l'onde immergente
b	l'onde émergente
a, b	largeur et hauteur du guide d'onde rectangulaire
B	la largeur de la bande
$c_0$	la vitesse de la lumière
d	l'ouverture de l'antenne en azimut/élévation
D	largeur des fentes ou diamètre des trous
F	facteur de bruit
$G_t$	gain de l'antenne émettrice
$G_r$	gain de l'antenne réceptrice
h	l'hauteur du substrat diélectrique
j	$\sqrt{-1}$
k	la constante Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ [J/K]
K	constante générale
N	la puissance du bruit
$N_0$	la densité spectrale de la puissance du bruit
p	distance entre les fentes
$P_t$	la puissance du signal émis
$P_r$	la puissance du signal reflété
R	distance jusqu'à la cible
S	densité de puissance
T	la température absolue [°K]
V	tension
w	la largeur du guide d'onde intégré
$Z_0$	l'impédance caractéristique

$\alpha$	taper broadening factor
$\Delta\theta$	l'angle de balayage
$\epsilon$	la permittivité électrique
$\epsilon_r$	la permittivité relative
$\eta_a$	l'efficacité de l'antenne
$\mu$	la perméabilité magnétique
$\lambda_0$	la longueur d'onde en espace libre
$\sigma$	radar cross section
$\tau$	la longueur du pulse $\tau$
$\omega$	la fréquence angulaire
$\Gamma$	le coefficient de réflexion

## INTRODUCTION

L'une des applications majeures de la technologie RF et micro-ondes est constituée par les senseurs et les radars. Le radar représente un équipement de détection et de localisation, appelé successivement Detection Electro-Magnétique (France) et Radio Location (Grande Bretagne). Le terme RADAR signifie « RAdio Detection And Ranging » et représente le nom d'un projet militaire secret développé aux Etats-Unis pendant la deuxième guerre mondiale et vulgarisé en 1945 [5].

À cause de la disponibilité des sources d'ondes radio, le radar a représenté le premier senseur actif jamais développé. Les premiers radars opéraient à des fréquences micro-ondes bien plus basses que 1 GHz. Avec les progrès de la technologie, la fréquence d'opération des radars a augmenté jusqu'à 10 GHz. De nos jours, à cause de l'essor des applications civiles et militaires dans le domaine des ondes millimétriques, l'on développe des senseurs et des radars jusqu'à des centaines de GHz.

Les radars sont utilisés dans le domaine de la radiodétection et dans celui de la télémétrie pour déterminer la distance jusqu'à une cible, ainsi que sa vitesse relative. Les systèmes radar sont basés sur un concept très simple de l'émission d'une onde électromagnétique et de la réception de son écho, réfléchi par une cible visée, ou par des cibles non désirées, appelées « *clutters* ». Les cibles non désirées peuvent être la terre, la mer, les phénomènes atmosphériques, les oiseaux, des objets qui se trouvent dans l'environnement naturel, ou créés par les hommes.

Le radar de base consiste en un transmetteur, un récepteur et une ou deux antennes. Seulement une petite partie du signal réfléchi par la cible sera captée par l'antenne réceptrice. Ce signal doit être amplifié et analysé pour obtenir diverses informations sur la cible, comme la vitesse du mouvement relatif et la distance à laquelle elle se situe par rapport à l'émetteur. Ce schéma de base peut être développé dans le but d'obtenir des informations dans un environnement plus complexe. Des radars très sophistiqués ont été conçus pour la recherche, la détection, et la poursuite d'une cible ainsi que pour identifier celle-ci, sur la base de sa signature, parmi les cibles non

désirées. Pour les applications de recherche et de poursuite, les antennes utilisées doivent avoir la possibilité de faire un balayage mécanique ou électronique de l'environnement. Le balayage électronique réalisé par l'utilisation d'un déphaseur programmable (phase array) a l'avantage d'être plus rapide et d'utiliser une antenne stationnaire. La rapidité de détection est très importante, surtout dans les applications militaires, pour éviter la détection par l'ennemi.

De nos jours, les radars sont très utilisés dans le domaine militaire pour la surveillance et le contrôle des armements. Mais, dans les derniers vingt ans, le nombre des applications radar dans le domaine civil a connu une augmentation sans précédent. Parmi celles-ci, les plus importantes sont : le contrôle du trafic et de la navigation aérienne, navale et automobile, les systèmes de sécurité, les prévisions météorologiques, le climat et l'environnement et beaucoup d'applications dans le domaine industriel.

Normalement les radars fonctionnent avec un signal transmis dans une bande étroite, ayant une puissance moyenne ou élevée et en utilisant une antenne de bande étroite, donc de gain élevé. La puissance des senseurs est en général très faible.

Les radars peuvent être classifiés en fonction de plusieurs critères [3] :

1. *Location* : bases aériennes, terrestre, marines et spatiale, sur des missiles, etc. ;
2. *Fonction* : détection, poursuite, détection et poursuite ;
3. *Applications* : contrôle du trafic, météo, navigation, défense aérienne, imagerie, cartographie, surveillance, reconnaissance, guidage des missiles, mesure des distances, de l'altitude ou de la vitesse relative, etc. ;
4. *Formes d'ondes* : pulsées, continues (CW), continues et modulées en fréquence (FM/CW).

Les radars peuvent être classifiés aussi selon le nombre d'antennes utilisées. Le radar mono statique utilise une seule antenne pour l'émission et la réception du signal. Dans ce cas, un duplexeur est utilisé pour séparer la voie de transmission de la voie de réception. Le radar bi statique utilise une antenne émettrice et une antenne réceptrice,

pour mieux isoler la partie de transmission de la partie de réception. La plupart des systèmes radar sont de type mono statique.

La fréquence d'opération des radars s'étend de quelques mégahertz jusqu'à la région des radiations infrarouges du spectre. Le principe de base est le même pour tous les radar, mais leurs implémentation est très différente, dépendant de l'application. Chaque bande de fréquence d'opération des radars est désignée par une lettre. Ce code des bandes de fréquence a été officiellement accepté comme standard par « the Institute of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE) et reconnu par le Département de la défense des États-Unis. Chaque bande de fréquence a ses caractéristiques particulières, ce qui la fait meilleure pour certaines applications plutôt que pour d'autres.

Dans le Tableau 0.1 est présentée une classification générale des bandes de fréquence allouées pour chaque type d'application radar [42].

Les radars de détection sont utilisés pour le repérage et la localisation des cibles, mais ils ont une erreur de mesure de la distance et de l'angle assez importante. La fonction de détection implique une grande largeur du faisceau, associée à une largeur de bande étroite pour favoriser l'investigation dans un volume spatial très large. Pour ce type d'application sont préférées les bandes en basses fréquences, comme nous pouvons remarquer dans le tableau 0.1. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est étroit en azimut et il suit une fonction cosécante en élévation pour assurer une couverture acceptable entre l'horizon et le zénith.

Les radars de poursuite sont caractérisés par un faisceau étroit, associé à une largeur de bande moyenne, pour favoriser une bonne précision de mesure de la distance et de l'angle, pour une cible donnée. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est de type « pencil beam », ayant à peu près les mêmes dimensions en azimut et en élévation. Dans le but de minimiser la largeur du faisceau correspondant à une certaine ouverture de l'antenne, ce type de radar fonctionne d'habitude à des fréquences plus élevées. À la réception du chaque signal reflété, la distance et l'angle sont mesurés et filtrés pour estimer la position et la vitesse de la cible. En même temps on fait aussi une prévision de la trajectoire de celle-ci.

Tableau 0.1. Les principales applications radar et leurs bandes de fréquence [42]

<b>Bandé</b>	<b>Bandé de fréquence</b>	<b>Application principale</b>
HF	3-30 MHz	Radar à longue portée
VHF	30-300 MHz	Détection à longue distance
UHF	300-1000 MHz	Surveillance à longue distance
L	1000-2000 MHz	Surveillance à longue distance
S	2000-4000 MHz	Surveillance Météorologie Contrôle aérien du trafique
C	4000-8000 MHz	Contrôle du lancement des missiles Instrumentation pour la location des cibles
X	8-12 GHz	Contrôle du lancement des missiles Missile Marine Aéroporté pour météorologie
Ku	12-18 GHz	Contrôle du feu à courte distance Senseur de contrôle automatique
K	18-27 GHz	Senseur de contrôle automatique
Ka	27-40 GHz	Senseur de contrôle automatique Guidage des missiles
V	40-75 GHz	Senseur de contrôle automatique Guidage des missiles
W	75-110 GHz	Senseur de contrôle automatique Guidage des missiles
mm	110-300 GHz	Militaire, Astronomie

Les applications concernant l'identification de la signature d'une cible incluent les senseurs de contrôle automatique de l'environnement, de même que la mesure des caractéristiques de la cible. Ces applications visant le domaine de l'imagerie, utilisent

l'un des radars les plus complexes, nommé « le radar à synthèse d'ouverture », dont l'équivalent en anglais est « synthetic aperture radar » - SAR. Parmi les applications les plus importantes de ces radars est l'élaboration des cartes terrestres à grande résolution. Pour atteindre leur objectif, ces radars doivent avoir une très haute résolution en termes de distance et d'angle. Dans certaines applications, ces radars sont placés sur des avions ou des satellites, dans le but d'obtenir des images de l'environnement sur un plus grand périmètre. L'empreinte des cibles aériennes en mouvement, qui présentent des caractéristiques aléatoires dans le temps, peuvent être obtenues par des radars placés dans des stations terrestres, à l'aide d'une technique inverse à celle utilisée par les SAR (dont l'équivalent en anglais est « inverse synthetic aperture radar » - ISAR). Cette technique, connue aussi sous le nom de « processus Doppler différentiel », permet d'obtenir un intervalle d'observation étendu, pendant lequel sont accumulées des informations sur la position de la cible, qui nécessite une antenne de grandes dimensions, ce qui n'est pas très facile à réaliser.

Parfois, la caractérisation phénoménologique de l'environnement peut demander la collection des données dans une large bande de fréquence. Le radar à déphaseur programmable dont le terme consacré est « phase array radar » à fonctions multiples intègre le mieux ces fonctions. Son design est déterminé surtout par sa fonction de poursuite de la cible. Généralement, sa fréquence d'opération représente un compromis entre les fréquences basses utilisées pour la fonction de détection et les fréquences élevées, demandées par les applications de poursuite. D'habitude ce type de radar intègre trois fonctions : celle de détection, celle de poursuite et celle de caractérisation des fonctions.

Les radars en ondes millimétriques couvrent une large bande d'applications commerciales, militaires et scientifiques. Dans la plupart des applications, les senseurs en ondes millimétriques sont supérieurs aux radars micro-ondes ou infrarouges, car ils ont une meilleure résolution qu'en basses fréquences et ils peuvent pénétrer la fumée, le brouillard, les radiations de l'environnement, la poussière etc. beaucoup mieux que les senseurs infrarouges. Les ondes millimétriques couvrent une bande de fréquence entre

30 GHz et 300 GHz, auxquelles correspondent respectivement des longueurs d'ondes entre 10 mm et 1 mm. Les principaux domaines qui utilisent les senseurs et les systèmes radar en ondes millimétriques sont :

- Le domaine de l'automobile : anti-collision, surveillance et contrôle du trafique, contrôle automatique de la croisière, mesure de la vitesse et de la distance par rapport à d'autres véhicules, etc. ;
- Le domaine militaire : surveillance, défense, missile, localisation ;
- Le domaine aéronautique : anti-collision, détection d'obstacles, contrôle du trafique ;
- Le domaine de la navigation marine ;
- Le domaine industriel : mesures en environnement hostile, robotique ;
- Altimétrie ;
- Imagerie ;
- Météorologie.

Les radars en ondes millimétriques sont généralement classifiés en deux grandes catégories, ayant différents modes d'opération :

- a. Les radars pulsés : pulse cohérent, pulse incohérent, indicateur de mouvement ou de vitesse ;
- b. Les radars en onde continue, appelés CW (continuous wave): Doppler, modulés en fréquence (FMCW), modulés en phase et multifréquence.

En fonction de son type, le radar peut détecter les dimensions, les caractéristiques, la distance et la vitesse d'un objet, d'un système ou d'un environnement, en mesurant les caractéristiques du signal reflété. L'amplitude, la composition spectrale et le temps de retour du signal réfléchi fournissent des informations suffisantes sur l'objet, le système ou l'environnement à détecter.

Les radars pulsés sont généralement des radars cohérents et utilisent une source de fréquence stable pour générer le signal de référence. D'habitude ils sont des radars mono statiques (ils utilisent une seule antenne pour la transmission et la réception). Le module transmetteur génère un pulse ayant une durée très courte, entre quelques

microsecondes et quelques nanosecondes, à une fréquence millimétrique. La diminution du bruit de phase contenu dans le signal transmis a un rôle déterminant pour les performances du radar, comme la plage d'opération, la résolution et la sensibilité.

Les radars CW et FMCW transmettent un signal continu qui peut être modulé en fréquence (FMCW). Dans ce dernier cas, la linéarité et la largeur de bande du balayage fréquentiel sont essentielles pour la précision et la sensibilité du radar. Ces deux types de radar peuvent être mono statiques ou bi statiques.

Dans le tableau 0.2 sont présentées quelques performances comparatives des deux groupes de radars [4] :

Tableau 0.2. Comparaison entre les radars CW/FMCW et les radars pulse [4].

Demandes ou objectifs	Radars CW	Radars Pulsés
Complexité du circuit	Plus simple	Plus Complexé
Détection des courtes distances	Supérieur	Meilleur pour des distances plus grandes
Détection d'une cible en mouvement	Capacité inhérente. Facile à réaliser.	Pas simple à implémenter. Demande un traitement de signal sophistiqué. Les fréquences Doppler qui sont des multiples de la fréquence de répétition du pulse sont difficiles à détecter et à mesurer.
Précision de mesure	Modéré	Supérieure, due à la largeur étroite du pulse et autres techniques.
L'isolation entre le transmetteur et le récepteur	Modéré (20-25 dB) pour la configuration mono statique. Élevé (>50 dB) pour la configuration bi statique.	Inhérent élevé.

Le thème du présent projet est de développer un nouveau radar anti-collision pour les automobiles, à 94 GHz, basé sur l'utilisation d'un discriminateur six-port.

Le problème de la sécurité routière préoccupe de plus en plus les spécialistes à cause du nombre de plus en plus élevé des voitures qui circule sur les routes. Par conséquent, la recherche en matière de sécurité automobile liée à un système de détection radar est en plein développement.

Les missions à remplir par ce système sont essentiellement la mesure de la distance jusqu'à l'obstacle et celle de la vitesse relative de celui-ci, afin de pouvoir informer le conducteur du risque de collision ou de gérer éventuellement les dispositifs de freinage dans le cadre d'un contrôle automatique de la croisière (CAC).

Parmi les critères les plus importants visés par le marché des senseurs radar sont les dimensions et le coût réduits, dans des conditions de performance élevé. La façon la plus simple de réduire les dimensions du radar est de choisir la fréquence la plus élevée possible. Celle-ci implique des longueurs d'ondes très courtes et la possibilité d'utiliser des composants ayant des dimensions très réduites. Donc, si la fréquence augmente de dix fois, la longueur d'onde diminue de dix fois, ce qui implique une diminution de dix fois du diamètre de l'antenne, à laquelle correspond une diminution de cent fois de son ouverture.

L'une des limitations majeures des radars est la largeur de bande de ceux-ci. L'avantage des fréquences très élevées est aussi le fait que le pourcentage de la largeur de bande alloué étant toujours le même, si la fréquence d'opération augmente, la largeur de bande augmente aussi.

Le choix des fréquences utilisées pour les applications auto motives du radar varie entre 10 et 94 GHz [9]. Ce choix est influencé principalement par la disponibilité des composantes, les dimensions du radar et les caractéristiques de la propagation atmosphérique. Pour la détection à grande distance sont préférées les fréquences plus basses, autour de 18 GHz, où il y a une grande disponibilité des composantes et nous pouvons profiter du fait que l'absorption atmosphérique n'est pas encore assez importante. Il est connu que celle-ci grandit avec la fréquence.

La propagation du signal est influencée par plusieurs facteurs atmosphériques, comme la température, l'humidité, le brouillard, de même que par l'altitude et d'autres facteurs.

À la figure 0.1 nous présentons la variation de la température de bruit introduite par l'atmosphère en fonction de la fréquence du signal, pour différents angles d'élévation  $\theta$ , mesurés à partir de l'horizon [41].

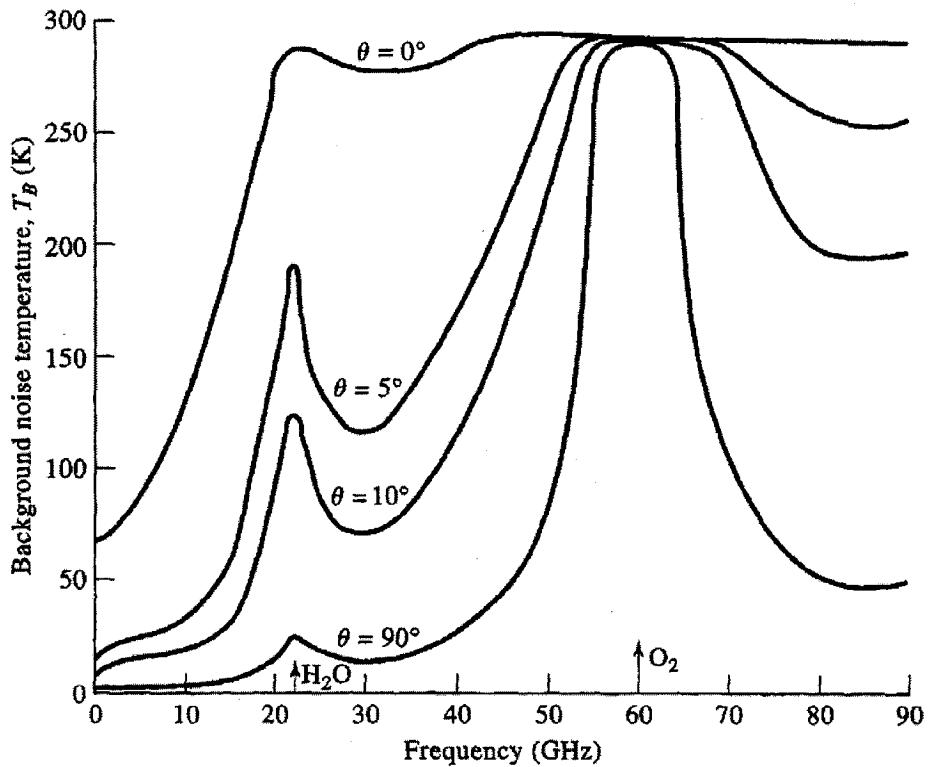


Figure 0.1. La variation de la température de bruit introduite par l'atmosphère en fonction de la fréquence du signal, pour différents angles d'élévation [41]

Nous remarquons que si l'angle d'élévation augmente, la température de bruit baisse et elle atteint sa valeur minimale pour une élévation  $\theta = \pi/2$ , qui correspond à une transmission verticale, vers le ciel.

À la figure 0.2 est présentée la variation de l'atténuation d'un signal radio par rapport à sa fréquence, en fonction de l'altitude [5]. Nous constatons que l'atténuation du signal diminue avec cette dernière.

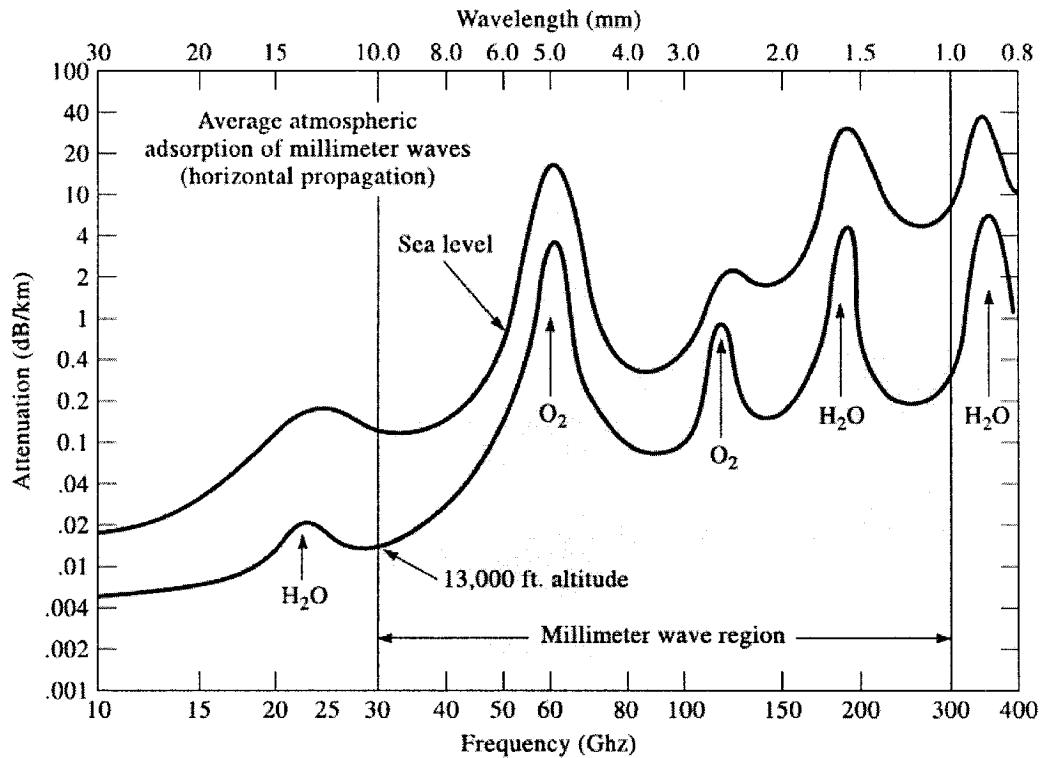


Figure 0.2. La variation de l'atténuation introduite par l'atmosphère en fonction de la fréquence du signal, pour différentes altitudes [5]

Nous observons que l'absorption atmosphérique enregistre des valeurs minimales autour de 35, 94, 135 et 240 GHz. Entre 10 et 140 GHz il y a trois valeurs crête de l'absorption atmosphérique, associées à des constituants atmosphériques spécifiques. La première, qui n'est pas très importante, est autour de 22 GHz et est due à la résonance des molécules d'eau ( $H_2O$ ). La plus importante est autour de 60 GHz et est due à la résonance des molécules d'oxygène ( $O_2$ ). À cause de cette absorption élevée, la

bande de fréquence autour de 60 GHz a été réservée aux communications terrestres de courte distance. L'autre valeur crête est située autour de 140 GHz.

Des facteurs météorologiques comme le brouillard et l'humidité (la pluie) affectent d'avantage la propagation du signal. À la figure 0.3 nous présentons la variation de l'atténuation d'un signal par rapport à ces paramètres, pour différentes cotes d'humidité [40].

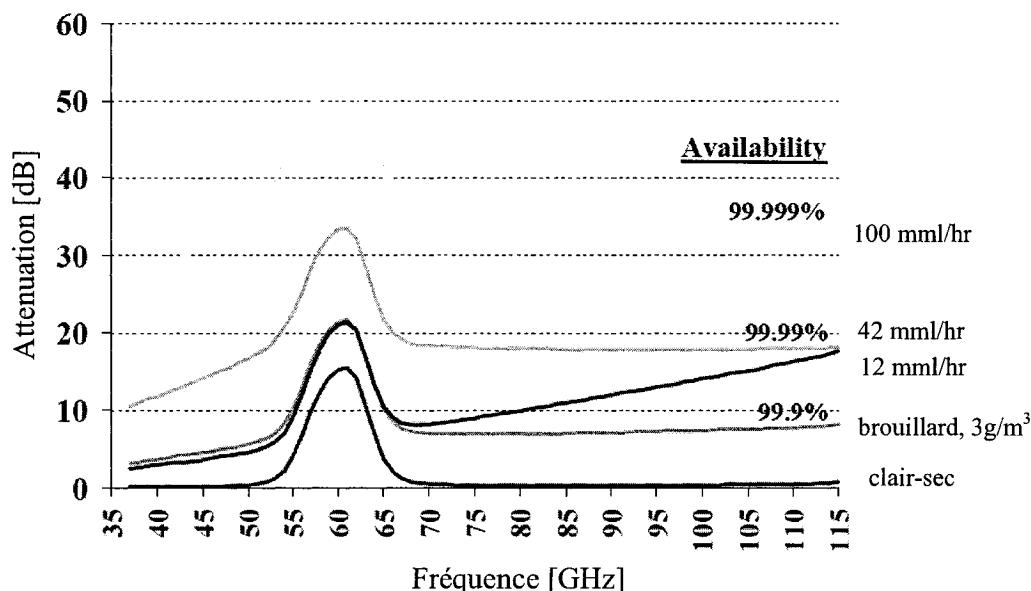


Figure 0.3. Variation de l'atténuation par rapport aux diverses conditions atmosphériques [40]

Nous remarquons que l'atténuation est fortement influencée par ces paramètres météorologiques, diminuant avec la diminution de l'humidité pour atteindre les valeurs les plus basses pendant le temps claire et sec.

L'atténuation atmosphérique en air sec (10% RH à 15°C) a le minimum localisé à 94 GHz (0,1 dB/km). Les bandes de fréquences correspondant aux valeurs minimales de celle-ci sont appelées « fenêtres atmosphériques » des transmissions RF. Jusqu'à une certaine époque, la bande autour de 94 GHz a été confiée seulement aux

applications militaires, mais, depuis quelques années, les fréquences autour de cette bande ont été dédiées de plus en plus aux diverses applications civiles.

Dans les dernières années il y a eu un intérêt accru pour l'exploitation des fréquences millimétriques situées plus haut dans la bande. L'avantage de ces fréquences réside dans l'habileté d'atteindre une meilleure résolution spatiale en utilisant la même ouverture d'antenne. Dans le but d'obtenir une résolution angulaire acceptable pour une ouverture limitée, la tendance a été d'utiliser des fréquences plus élevées pour les applications radar auto motives et, implicitement, pour ceux qui visent le domaine de l'automobile.

Dans ce contexte, au Japon, la fréquence de 60 GHz a été désignée pour les applications radar automobile [9]. Ce choix a été fait pour minimiser les interférences à cause de la grande atténuation du signal dans l'atmosphère à cette fréquence. En Europe, la fréquence allouée à cette application est située autour de 77 GHz [9]. Ce choix représente un compromis entre le désir d'être proche de la fenêtre atmosphérique de 94 GHz et, en même temps, d'avoir une bande dédiée en exclusivité à ce type d'application.

En 15 décembre 1995, aux États Unis, à la demande d'American Automobile Manufacturer Association (AAMA), représentant les plus gros manufacturiers d'automobile aux États-Unis comme Ford, Chrysler et General Motors, la Commission Fédérale des Communications (FCC) a proposé les bandes de fréquence de 47,2 – 47,4 GHz, 76 – 77 GHz, 94,7 – 95,7 GHz et 139 – 140 GHz pour être utilisées dans des applications civiles pour les systèmes radar automobile [18]. Cette initiative a été prise dans le cadre d'un projet dans le domaine du transport terrestre civil, pour augmenter la sécurité sur les autoroutes. En 1996 la fréquence de 94 GHz a été mentionnée de nouveau, cette fois par « the Department of Transportation, National Highway Traffic Safety Administration », pour les applications dédiées aux radars auto motives [9].

Le 12 février 2004, la même commission fédérale a proposé une réallocation des bandes de fréquences entre 76 GHz – 81 GHz et supérieures à 94 GHz. Ce rapport propose que la fréquence de 77 GHz soit allouée à l'application concernant les radars automobiles, pour être en accord avec le standard européen, tandis que les fréquences

autour de 95 GHz soient dédiées à d'autres applications civiles [19]. Mais ce fait n'empêche que, dans les prochaines années, le FCC envisage d'allouer la fréquence de 94 GHz à cette application, à cause du développement inhérent des techniques d'intégration des composantes en très hautes fréquences.

Un aspect important lié aux radars est le niveau de la densité de puissance maximale à laquelle l'utilisateur peut être exposé sans risque. Le Conseil National de la protection contre les radiations des États-Unis stipule que le niveau de densité de la puissance maximale est de  $1 \text{ mW/cm}^2$  dans toute la bande de fréquence de 1,5 à 100 GHz [19].

Par exemple, dans un système linéaire FM, pour obtenir le rapport signal sur bruit désiré, on a besoin d'un pic de puissance de 5 mW. Donc, les restrictions de sécurité sont accomplies pour une ouverture d'antenne supérieure à  $5 \text{ cm}^2$ . Cela implique une ouverture circulaire ayant un rayon de 1,3 cm [19].

De l'autre côté, les radars pulse utilisent un pic de puissance beaucoup plus élevé pour générer suffisamment d'énergie à la cible. Cela crée un sérieux problème de sécurité, au moins dans la proximité de l'ouverture de l'antenne émettrice [19].

Dans les dernières années, plusieurs systèmes radar anti-collision ont été proposés. La plupart d'entre eux sont basés sur les techniques du pulse [23] ou de la modulation en fréquence d'un signal CW [43, 44].

Dans le Tableau 0.3 nous présentons quelques-unes des compagnies qui ont développé des radars anticollision, entre les années 1980 et 1995. Ces données ont été fournies par « the Department of Transportation, National Highway Traffic Safety Administration » dans un rapport intérimaire, en 1996 [9]. Depuis, plusieurs compagnies ont manifesté un intérêt accru dans le développement des radars auto motives et anticollisions aux fréquences millimétriques.

Tableau 0.3. Radars anti-collision développés par diverses compagnies [9]

1980	TOYOTA-Fujitsu	50 GHz FM-CW
1982	NISSAN	60 GHz Pulse-FM, NRD Guide
1988	PHILLIPS	94 GHz FM-CW, Low cost Hybrid
1990	Univ. Of de Lille	94 GHz Quasi - optical
	SMA	38.5 GHz, Pulsed, No coherent
1991	PHILLIPS	77 GHz FM-CW, Low cost Hybrid
1992	GEC, Plessey	77 GHz FM-CW, Quasi-Optical
	TRW	94 GHz FM-CW, single chip
	Fujitsu	60 GHz FM-CW
	Univ. of Munchen	61 GHz PN coding
	TEMEC/DASA	77 GHz MMIC coherent pulse
	Lucas Ltd.	77 GHz FM-CW Hybrid
1993	Millitech	77.5 GHz Pulsed/FM-CW
	DASA	77 GHz FM-CW, Low cost Hybrid
1994	Celsius Tech	77 GHz FM-CW Hybrid
	PHILLIPS	77 GHz, frequency scanning
	Raytheon	77 GHz, electronic scanning
	HIT	77 GHz FM-CW

Les fréquences de plus en plus élevées allouées aux applications radar dédiées à la conduite automobile et aux autres applications automobile et la disponibilité réduite des composantes aux fréquences millimétriques ont déterminé le lancement des recherches destinées à résoudre ces problèmes.

La simplicité et les qualités du circuit six-port, utilisé comme discriminateur de phase et de fréquence, ont stimulé l'intérêt de certains groupes de recherche pour son

utilisation dans la partie réceptrice des systèmes radar anti-collision. Mais, tandis que les prototypes des radars anticollision à base de six-port proposés jusqu'à présent sont conçus pour fonctionner à des fréquences de 2 GHz [36] et 35 GHz [43, 44], ayant un traitement digital des signaux [30, 36, 43, 44], le présent projet propose la conception d'un radar anticollision à 94 GHz, ayant un traitement analogique des données [37, 38]. Le type de radar adopté est CW, bi statique.

Les radars CW conventionnels sont reconnus exclusivement comme des radars Doppler, c'est-à-dire ils sont utilisés seulement pour la mesure de la vitesse relative de la cible. Dans le cas du nouveau radar proposé dans cette thèse, grâce à une méthode originale dans laquelle nous générions deux signaux appropriés écartés en fréquence, un après l'autre [30, 36, 37, 38], à l'aide du circuit six-port nous pouvons acquérir les informations nécessaires pour évaluer la distance jusqu'à la cible.

Le module RF de la partie réceptrice de ce radar est constitué par un circuit six-port, qui joue le rôle d'un discriminateur de fréquence. Ensuite, les signaux de sortie sont détectés par des détecteurs de puissance et analysés par un circuit analogique qui fournira des informations sur la distance jusqu'à la cible, de même que sur sa vitesse relative.

Le circuit six-port utilisé est conçu et fabriqué dans deux technologies différentes : en guide d'onde rectangulaire standard et en guide d'onde intégré au substrat (dont le nom consacré est « Substrate Integrated Waveguide » - SIW). Le choix de la première technologie est imposé par la disponibilité sur le marché des composantes en ondes millimétrique à la fréquence de 94 GHz, de même que par l'analyseur de réseaux qui, à cette fréquence, permet la connexion des circuits seulement par des guides d'ondes rectangulaire standard WR-10. La technologie du guide d'onde intégré au substrat représente une nouvelle technologie qui permet l'intégration des circuits en guide d'onde dans le même substrat que d'autres composantes planaires. Ce choix est déterminé aussi par la disponibilité des procédés de fabrications offerts par le centre de recherche Poly-Grames.

En tenant compte des contraintes de fabrication imposées par ces technologies, nous avons adopté une architecture appropriée du circuit six-port, différente par rapport à celles qui ont été développées jusqu'à présent pour la partie réceptrice des radios [44, 47] et d'autres radars six-port [32, 36, 43, 44]. De plus, le principe de mesure proposé pour obtenir la distance et la vitesse relative de la cible ne demande pas une calibration de ce circuit, opération qui est très difficile à développer et à implémenter [32, 43, 44].

Cette thèse débute par un chapitre qui présente des notions théoriques générales liées aux radars, comme l'équation de celui-ci, la portée maximale, le signal écho minimal détectable et ses paramètres caractéristiques.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation du fondement théorique du circuit six-port. D'abord nous présentons le principe du circuit six-port conventionnel utilisé comme analyseur de réseaux. Ensuite, nous continuons par la présentation d'une nouvelle architecture de celui-ci, proposée pour l'application radar auto motive et le principe d'agir comme discriminateur de phase/fréquence.

Le troisième chapitre est dédié à la réalisation du discriminateur six-port et du coupleur hybride 90° dans la technologie du guide d'onde rectangulaire conventionnel, muni des sorties WR-10 standard. Deux modèles du six-port ont été élaborés dans ce but. Le premier est un modèle théorique, conçu à l'aide des éléments idéaux, dans le but de valider les résultats de simulations du coupleur à 94 GHz. Le deuxième modèle est basé sur les résultats de mesure de celui-ci. Dans ce chapitre sont présentés également les résultats expérimentaux obtenus à la suite des mesures du circuit six-port fabriqué au centre de recherche Poly-Grames.

Le circuit six-port est réalisé aussi dans une nouvelle technologie, qui permet l'intégration du guide d'onde rectangulaire dans le même substrat que d'autres composantes planaires (SIW). La conception du circuit implique la conception et la réalisation d'un coupleur hybride 90° et d'une transition entre le circuit SIW et le guide d'onde rectangulaire standard WR-10, dans la même technologie. Les résultats concernant le coupleur hybride et la transition sont présentés dans le quatrième chapitre, tandis que ceux concernant le circuit six-port sont présentés dans le cinquième chapitre

de cette thèse. Dans les mêmes chapitres sont présentés aussi les résultats de simulation et de mesure comparatifs. Les simulations sont faites à l'aide du logiciel « High Frequency Structure Simulator – HFFS » version 9.1 de Ansoft Corporation. Les circuits sont fabriqués dans un substrat en alumina, à l'aide d'une machine à laser, au centre de recherche Poly-Grames. Les mesures des paramètres de dispersion,  $S$ , sont réalisées en utilisant un analyseur de réseaux de type Anritsu 37397C.

Ces deux implémentations du circuit six-port sont prévues de fonctionner à la fréquence de 94 GHz, ce qui constitue une première non seulement du point de vue de la fréquence d'opération, mais aussi de celui de la conception et de la fabrication du circuit six-port dans les deux technologies.

Le radar CW basé sur la technologie six-port est présenté dans le sixième chapitre. Celui comprend le schéma bloc du radar, une présentation du principe d'opération de celui-ci, de même que du principe de mesure de la vitesse relative de la cible et de la distance à laquelle celle-ci se trouve par rapport au radar. La partie théorique est soutenue par des résultats de simulation réalisés à l'aide du logiciel « Advanced Design System – ADS », version 2003A, d'Agilent Technologies.

La partie réceptrice du radar proposé dans cette thèse est constituée par un récepteur homodyne, contrairement à l'architecture des radars conventionnels qui utilise un récepteur hétérodyne.

Dans le chapitre sept sont présentés les résultats expérimentaux du radar anti-collision réalisé à l'aide du circuit six-port en guide d'ondes rectangulaire et en technologie SIW. Ces tests consistent dans la mesure de la distance jusqu'à la cible, considérant le cas statique où le mouvement relatif de la cible par rapport au radar est simulé par la variation de la phase du signal reçu. Les mesures sont été faites au centre de recherche Poly-Grames.

Les conclusions de ces travaux et les suggestions pour les travaux futurs seront présentées dans le dernier chapitre de cette thèse.

## CHAPITRE I

### CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LES RADARS

#### 1.1. Généralités

L'histoire du radar commence à partir de la deuxième guerre mondiale, pendant laquelle il est apparu comme une nécessité de la guerre moderne où la détection rapide et efficace de l'ennemi est vitale. Par la suite il a été beaucoup développé tant pour les applications civiles que militaires. La révolution technologique des dernières décennies ouvre une nouvelle voie aux applications à faible coût pour le public, comme par exemple les nouveaux senseurs radars micro-ondes dans le domaine automobile.

En principe, le radar est composé par un transmetteur, un récepteur, une antenne et un duplexeur (très souvent un circulateur), qui a le rôle de séparer le signal émis du signal réfléchi par la cible. Celle-ci peut être représentée par un avion, un missile, un satellite, un bateau, un char d'assaut, une automobile, une montagne, un nuage, le vent, une goutte d'eau, etc.

Nous considérons la plus simple configuration d'un radar mono statique, présentée à la figure 1.1.

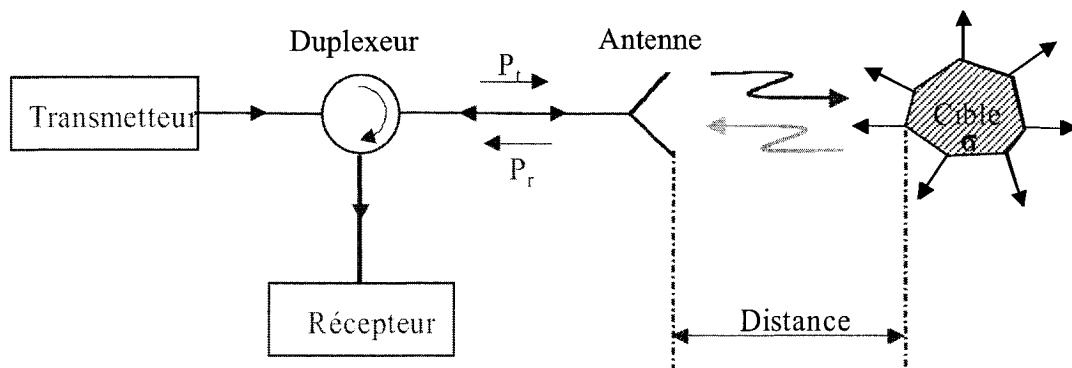


Figure 1.1. Le schéma bloc de base du radar mono statique

Chaque cible a une surface de réflexion différente par rapport aux autres cibles, appelée par le terme consacré « radar cross section » et notée  $\sigma$ . Le paramètre  $P_t$  représente la puissance du signal émis et  $P_r$  la puissance du signal réfléchi. Pour le radar pulse,  $P_t$  représente la valeur crête, tandis que pour un signal continu (CW) elle représente la valeur moyenne de la puissance du signal émis.

Le transmetteur est essentiellement composé par une source de signal très puissante, comme le magnétron, ou par un oscillateur et un amplificateur de puissance qui peut être de type klystron, dépendant de la puissance moyenne demandée par l'application. Pour les radars des stations de base (terrestres) utilisés à la surveillance, le pouvoir du signal transmis doit être de l'ordre de quelques kilowatts. Les mesures des courtes distances nécessitent une puissance du signal transmis de quelques milliwatts, tandis que pour la détection des objets dans le grand espace ou pour les applications radar de type « HF over-the-horizon » cette puissance peut atteindre quelques mégawatts. Pour les applications dans le domaine de l'automobile, qui visent la mesure des distances de quelques dizaines de mètres, cette puissance doit être de l'ordre de quelques watts. Peu importe l'application, le transmetteur doit générer un signal stable, dans une large bande de fréquence et, en même temps, avoir une efficacité et une durée de vie très élevées.

Dans le but d'utiliser la même antenne pour la transmission et la réception du signal, on utilise un circuit appelé duplexeur. Celui-ci agit comme un isolateur entre la voie de transmission et la voie de réception, afin d'éviter que le récepteur soit endommagé par la puissance élevée du signal transmis. De même, ce circuit évite qu'une partie du signal de faible puissance réfléchi par la cible arrive dans le transmetteur.

Les antennes employées par les radars sont très diverses comme type et dimension, dépendant des applications. Les plus utilisées sont les antennes directionnelles, qui concentrent l'énergie du signal dans un faisceau très étroit, et les réflecteurs paraboliques, manipulés mécaniquement. La largeur du faisceau d'une antenne directionnelle utilisée pour la détection et la poursuite d'un avion doit être de 1 à 2° [9]. Quand l'application demande une vitesse de balayage plus élevée sont utilisées

les antennes réseau à commande de phase. Les dimensions d'une antenne dépendent de la fréquence d'opération, de sa localisation (dans des stations de base ou sur des véhicules en mouvement) et de l'environnement où le radar doit opérer (paramètres atmosphériques, poussière etc.).

Dans les radars conventionnels, la partie réceptrice est constituée par un récepteur de type superhétérodyne. Le rôle du récepteur est de capter et d'identifier le signal réfléchi par la cible, en le séparant du bruit et des signaux d'interférence, de l'amplifier et, ensuite, d'obtenir les informations d'intérêt concernant la cible. Pour la plupart des radars, le premier étage du récepteur est constitué par un amplificateur faible bruit qui advient à ces demandes, même si son utilisation réduit la largeur de bande du récepteur. Dû à ce désavantage et au bruit propre de l'amplificateur, l'emploi de celui-ci n'est plus désirable dans le cas des radars utilisés dans les applications militaires, qui opèrent dans un environnement électroniquement hostile, ou quand l'effet Doppler est utilisé pour la détection des petites cibles dans la présence d'un nombre élevé de « *clutters* » [42]. La décision de détection est prise quand le signal de sortie du récepteur dépasse le seuil établi à la sortie des amplificateurs vidéo. La prise de cette décision enclenche le processus de traitement des données qui vont permettre d'obtenir toutes les informations nécessaires sur la cible [42].

À la figure 1.2. a et b sont présentés les schémas bloc d'un radar conventionnel et du radar conçu en utilisant un discriminateur six-port, mettant en évidence leur partie réceptrice. Nous remarquons que, tandis que dans le cas conventionnel la conversion du signal reçu vers un signal basse fréquence est réalisée à l'aide d'un mélangeur traditionnel, dans le deuxième cas, cette tâche est accomplie par l'utilisation d'un circuit passif, linéaire, plus facile à réaliser en hautes fréquences. Cette nouvelle architecture est basée sur une architecture homodyne, dont le module RF est réalisé à base d'un discriminateur six-port, qui permet de réaliser un senseur radar à faible coût et facile à intégrer.

Par rapport au senseur radar FM/CW conventionnel, ce senseur permet d'obtenir la vitesse relative de la cible dans un temps très court, équivalant à la période

du signal reçu, en obtenant en même temps la direction de ce mouvement par rapport au senseur radar. Le circuit six-port permet d'obtenir des informations très précises concernant la cible, sans l'aide des mélangeurs équilibrés.

La simplicité de cette architecture, corroborée avec les qualités du discriminateur six-port, recommande ce senseur radar comme une alternative fiable, robuste et à faible coût aux senseurs conventionnels, actuellement sur le marché.

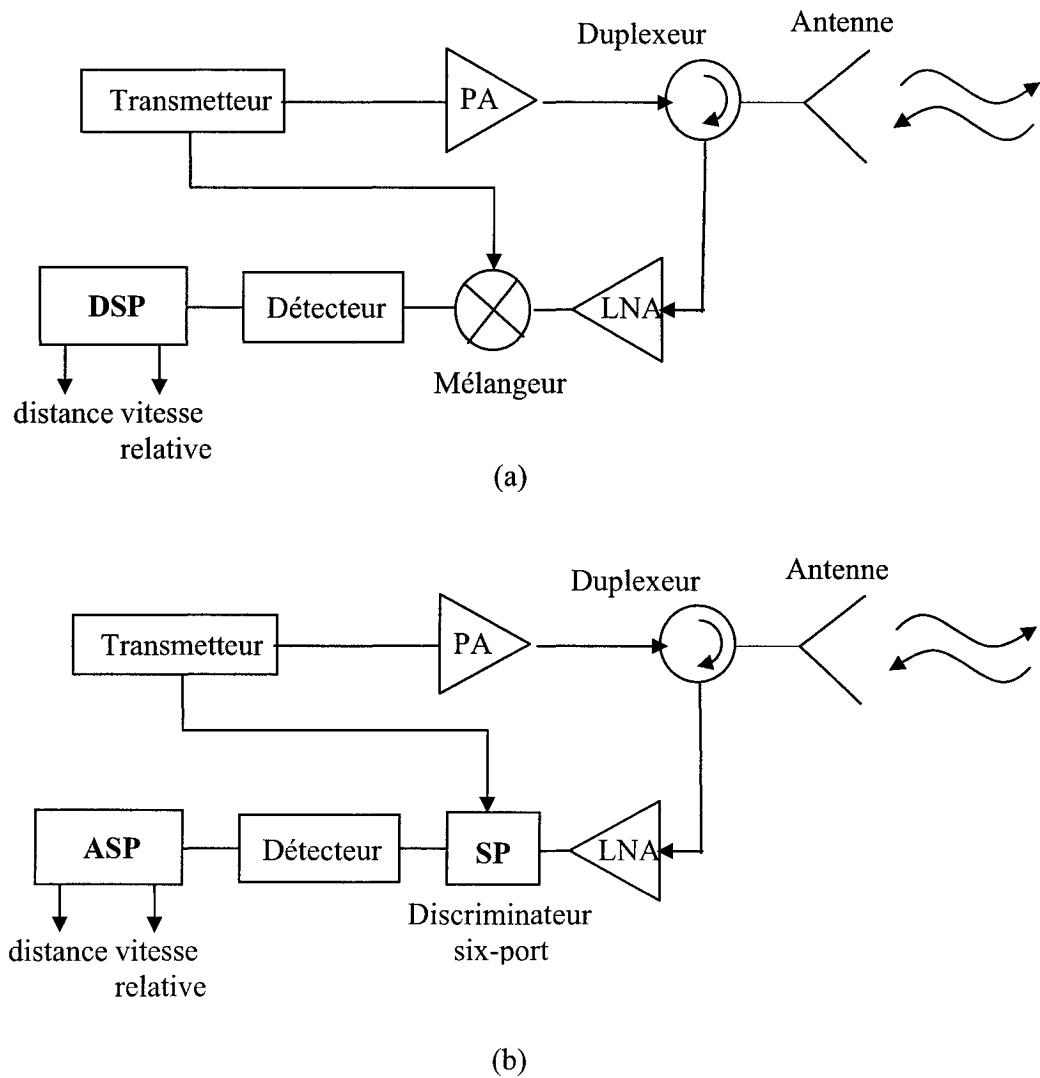


Figure 1.2. Le schéma bloc d'un senseur radar (a) conventionnel ; (b) réalisé en technologie six-port

## 1.2. L'équation générale du radar

L'équation générale du radar est destinée à l'évaluation de sa portée maximale par rapport à une cible spécifique, en espace libre, en fonction de certaines caractéristiques techniques et de son environnement. Dû à la grande diversité des voies de propagation et des facteurs qui influencent cette propagation, l'équation du radar a été élaborée sous la présomption des conditions standard, qui ne représentent pas nécessairement les conditions réelles de mesure, mais fournissent une information pertinente concernant la localisation de la cible.

Dans le cas du radar mono statique, quand on utilise une seule antenne pour la transmission et la réception du signal, le gain et l'ouverture effective de l'antenne sont les mêmes à la transmission et à la réception :

$$G = G_t = G_r \quad (1.1)$$

$$A_e = A_{et} = A_{er} \quad (1.2)$$

En connaissant que le gain d'une antenne est directement proportionnel avec l'ouverture effective de celle-ci et inversement proportionnel avec le carré de la longueur d'ondes du signal en espace libre, nous pouvons déduire l'expression de ces deux paramètre caractéristiques de l'antenne :

$$G_t = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{et} \quad (1.3)$$

$$A_{et} = \eta_a A_t \quad (1.4)$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde en espace libre,  $\eta_a$  est l'efficacité de l'antenne, et  $A_t$  représente l'ouverture de l'antenne.

Dans le cas du radar bi statique, nous supposons que les antennes sont alignées, ce qui signifie que l'antenne réceptrice capte le maximum de radiation de l'antenne

émettrice. De plus, nous considérons qu'elles ont la même polarisation, sont bien adaptées et, en même temps, qu'il n'y a pas des pertes supplémentaires dans l'atmosphère (brouillard, pluie, neige, poussière, etc.). Nous supposons aussi que la cible est placée dans un champ lointain de l'antenne.

Dans le cas d'une antenne omnidirectionnelle rayonnant uniformément dans toutes les directions, la densité de puissance à la cible, située à la distance  $R$  par rapport au radar, est [5] :

$$S_{omnidirectionnelle} = \frac{P_t}{4\pi R^2} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (1.5)$$

où  $P_t$  représente la puissance du signal transmis.

Dans le cas d'une antenne directive, la densité de puissance du signal transmis, à la cible, sera multipliée par le gain de l'antenne émettrice [5] :

$$S_{directive} = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (1.6)$$

La mesure de la partie de la puissance du signal incident intercepté par la cible et réfléchi dans la direction du radar est déterminée par la surface de réflexion de la cible, appelée section efficace du diagramme de gain, dont le terme anglais consacré est « radar cross section »,  $\sigma$ , mesurée en mètres carrés et définie comme [42] :

$$\sigma = \frac{\text{Puissance réfléchie envers le radar}}{\text{Densité de puissance à la cible}} \text{ [m}^2\text{]} \quad (1.7)$$

Par la suite, la puissance du signal réfléchi par la cible vers le radar, sera [42] :

$$\text{Puissance réfléchie envers le radar} = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \sigma \text{ [W]} \quad (1.8)$$

En se retournant à l'emplacement du radar, la puissance diminue encore de  $4\pi R^2$ . Donc, la puissance du signal réfléchi par la cible et retourné à l'emplacement du radar (le signal écho), appelée la densité de puissance du signal écho reçu par le radar, sera [5] :

$$\text{Densité de puissance du signal écho reçu par le radar} = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (1.9)$$

Le radar reçoit seulement une petite quantité de cette puissance, proportionnelle avec l'ouverture efficace de l'antenne réceptrice. La puissance du signal réfléchi par la cible et capté par le radar sera donc [5] :

$$P_r = \frac{P_t G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} A_{er} \text{ [W]} \quad (1.10)$$

En considérant l'équation (1.3) et le cas du radar mono statique (équations (1.1) et (1.2)), l'équation (1.10) devient [5] :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda_0^2}{(4\pi)^3 R^4} \text{ [W]} \quad (1.11.a)$$

ou

$$P_r = \frac{P_t A_r^2 \sigma}{4\pi \lambda_0^2 R^4} \text{ [W]} \quad (1.11.b)$$

Les relations (1.11.a) et (1.11.b) représentent l'équation du radar correspondant au cas du radar mono statique.

Si le signal minimale détectable par le radar est  $S_{i,min}$ , alors la distance maximale jusqu'à laquelle la cible pourra être détectée, nommée portée du radar, pourra être obtenue par la relation [5] :

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G^2 \sigma \lambda_0^2}{(4\pi)^3 S_{i,\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \text{ [m]} \quad (1.12.a)$$

où :

$P_t$  = la puissance du signal transmis [W]

$G$  = le gain de l'antenne

$\sigma$  = la surface de réflexion de la cible (radar cross section) [m<sup>2</sup>]

$\lambda_0$  = la longueur d'onde dans l'espace libre [m]

$S_{i,\min}$  = la puissance minimale détectable [W]

$R_{\max}$  = la distance maximale détectable [m]

Dans le cas du radar bi statique, la relation (1.12) devient [42] :

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G_t G_r \sigma \lambda_0^2}{(4\pi)^3 S_{i,\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \text{ [m]} \quad (1.12.b)$$

La relation (1.12) représente une autre forme de l'équation du radar. La distance maximale  $R_{\max}$  représente la distance en dessus de laquelle la puissance du signal réfléchi par la cible et capté par le radar est trop faible pour être détectable. Quand même, cette équation représente une méthode très rudimentaire d'obtenir la distance maximale à mesurer. En pratique, la portée maximale mesurée du radar est inférieure à celle donnée par la relation (1.12), car il y a plusieurs facteurs qui l'affectent, mais qui ne sont pas explicitement inclus.

$S_{i,\min}$  représente le niveau minimal du signal écho à l'entrée du récepteur, pour lequel le signal réfléchi est encore détectable. Un premier pas vers une valeur de la portée maximale plus proche de la réalité sera de tenir compte du bruit interne du récepteur. Le facteur de bruit du récepteur représente le rapport entre les rapports signal/bruit à l'entrée et à la sortie:

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_0 / N_0} \quad (1.13)$$

où  $S_i$  et  $N_i$  sont le signal et, respectivement, le niveau du bruit à l'entrée et  $S_0$  et  $N_0$  sont le signal et, respectif, le niveau du bruit à la sortie du récepteur. En connaissant que  $N_i = kTB$ , le signal d'entrée peut être exprimé sous la forme :

$$S_i = kTBF \frac{S_0}{N_0} \quad (1.14)$$

où :

$k$  - la constante Boltzmann =  $1,38 \times 10^{-23}$  [J/K]

$T$  - la température absolue [ $^{\circ}$ K]

$B$  - la largeur de bande [Hz]

$F$  - le facteur de bruit (en rapport)

Quand le niveau du signal à l'entrée du récepteur est minimal,  $S_i = S_{i,\min}$ , le rapport signal/bruit à la sortie devient, lui aussi, minimal :  $S_0/N_0 = (S_0/N_0)_{\min}$ . À partir des relations (1.13) et (1.14), le signal d'entrée minimal peut être exprimé sous la forme :

$$S_{i,\min} = kTBF \left( \frac{S_0}{N_0} \right)_{\min} \quad (1.15)$$

En substituant la relation (1.15) dans la relation (1.12), la portée maximale du radar est donnée par la relation suivante [5] :

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G^2 \sigma \lambda_0^2}{(4\pi)^3 kTBF \left( \frac{S_0}{N_0} \right)_{\min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (1.16)$$

où  $(S_0/N_0)_{min}$  représente le rapport signal sur bruit de sortie, minimal, qui est déterminé par les performances du système. Pour une bonne probabilité de détection et une fréquence réduite des fausses alarmes, le rapport  $(S_0/N_0)_{min}$  doit avoir une valeur assez élevée.

La figure 1.3 illustre la probabilité de détection en fonction de  $S_0/N_0$ , pour différentes valeurs de la probabilité de fausses alarmes, d'après la référence [5].

Nous remarquons qu'une valeur du rapport  $S_0/N_0$  de 10 dB correspond à une probabilité de détection de 76% et à une probabilité de fausses alarmes de 0,1% (or  $10^{-3}$ ). Une valeur du rapport  $S_0/N_0$  de 16 dB va donner une probabilité de détection de 99.99% pour une probabilité de fausses alarmes de  $10^{-6}$  (or  $10^{-6}$ ).

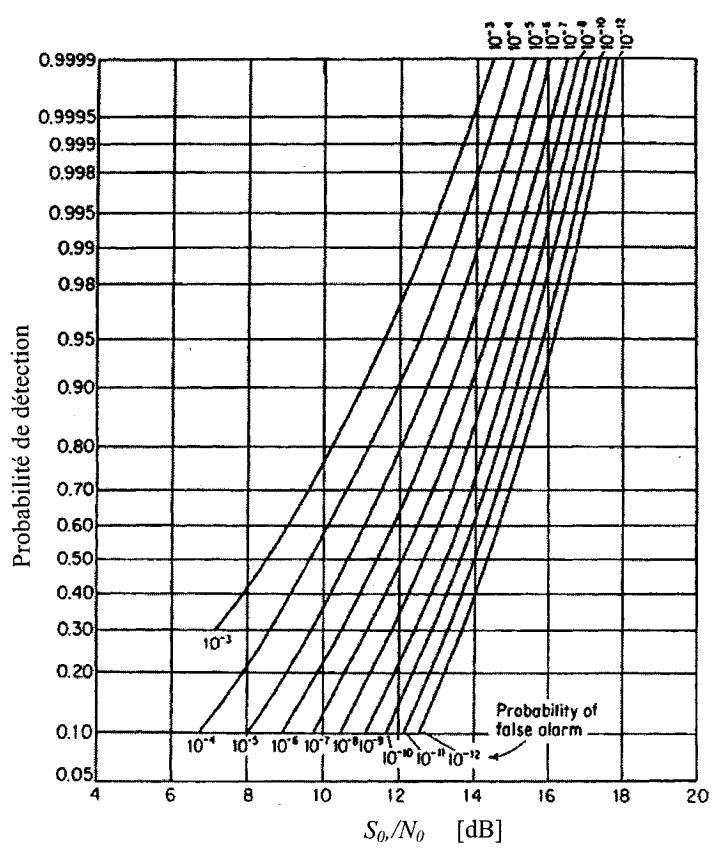


Figure 1.3. La probabilité de détection en fonction de  $S_0/N_0$ , pour différentes valeurs de la probabilité de fausses alarmes [5]

La relation (1.16) ne spécifie pas la nature du signal transmis, qui peut être continu, modulé en fréquence ou pulsé. Pour pouvoir être appliquée au radar pulsé, cette expression doit être modifiée de façon appropriée. Même si elle est restrictive par rapport au radar pulse, elle peut être appliquée à tous les autres types de radars, en réinterprétant certains paramètres de façon appropriée.

D.O. North a démontré que le rapport  $(S/N)_{min}$  détectable atteindra sa plus basse valeur quand la largeur de bande du récepteur  $B$  atteindra sa valeur optimale. Cette valeur optimale est inversement proportionnelle à la longueur du pulse  $\tau$ . Donc l'équation (1.16) peut être adaptée pour les radars pulse en remplaçant la valeur de  $B$  par  $1/\tau$  [42].

En analysant d'avantage la relation (1.16) nous pouvons remarquer que le rapport  $S_0/N_0$  augmente avec la diminution de la distance. Il est intéressant de remarquer que la puissance du signal reçu à la réception est inversement proportionnelle avec la distance à la puissance quatre ( $1/R^4$ ). Par conséquent, pour doubler la portée du radar, il faut augmenter de seize fois la puissance du signal transmis, ou de quatre fois le gain de l'antenne.

En conclusion, tant la cible s'approche de radar, tant la puissance du signal écho augmente. La distance maximale jusqu'à laquelle ce signal est détectable par le radar dépend d'un certain nombre de facteurs, comme la puissance du signal transmis, l'ouverture ou le gain des l'antennes, les caractéristiques de réflexion de la cible, la longueur d'onde du signal radio, la durée du temps pendant laquelle la cible se retrouve devant le fascicule de l'antenne durant chaque balayage, le nombre des balayages pendant lesquels on détecte la cible, le facteur de bruit et la largeur de bande du récepteur, les pertes du système, le bruit de fond et les cibles non désirées « *clutters* ».

### 1.3. La prédition des performances du radar

La prédition des performances du radar dépend de plusieurs facteurs, comme la capacité de détection, la résolution et la fidélité de mesure du radar.

### 1.3.1. *La capacité de détection*

Le processus de détection consiste de comparer le signal de sortie du récepteur avec un seuil établi par défaut. Si l'amplitude du signal à la sortie du récepteur dépasse ce seuil, le processus de détection est enclenché.

Une fausse alarme surgit quand ce dépassement est dû au bruit ou aux interférences qui se superposent au signal de sortie. Si nous baïssons le seuil de détection, nous augmentons non seulement la probabilité de détection mais aussi la probabilité de fausses alarmes. Donc, pour augmenter la probabilité de détection tout en maintenant celle de fausses alarmes constante, le rapport  $S/N$  doit atteindre une valeur assez élevée.

### 1.3.2. *Résolution et fidélité du radar*

La résolution du radar représente la capacité de celui de détecter plusieurs cibles se trouvant en proximité de façon distincte. La capacité de résolution d'un système radar est synthétisée après [4] dans le tableau 1.1.

Tableau 1.1. La résolution et la fidélité des systèmes radars [4]

Paramètre	Résolution nominale	Fidélité nominale
Angle	$\frac{\alpha\lambda}{d}$	$\frac{\alpha\lambda}{dK_m\sqrt{2S/N}}$
Porté	$\frac{\alpha C}{2B}$	$\frac{\alpha C}{2BK_i\sqrt{2S/N}}$
Doppler	$\frac{\alpha}{CPI}$	$\frac{\alpha}{CPIK_i\sqrt{2S/N}}$
SAR/ISAR	$\frac{\alpha\lambda}{2\Delta\theta}$	$\frac{\alpha\lambda}{2\Delta\theta K_i\sqrt{2S/N}}$

où

$\alpha$  – le « taper broadening factor », dont la valeur se situe dans l'intervalle de 0,89 (non pondérée) a 1,3 (code de Hamming);

$d$  – l'ouverture de l'antenne en azimut/élévation ;

$B$  – la largeur de bande du signal ;

$K_m$  – le facteur de croissance du pulse, ayant une valeur typique de 1,5 ;

$K_i$  – le facteur d'interpolation, dont la valeur typique est de 1,8 ;

$\Delta\theta$  – l'angle de balayage.

En général il y a une liaison directe entre la portée nominale du radar et la résolution du lobe principal de l'antenne, l'effet Doppler, la résolution angulaire et la portée dynamique correspondant à la suppression des composantes des lobes secondaires.

La fidélité du radar est directement liée à sa précision de mesure, notamment dans le cas de la mesure de la distance ou de celle angulaire.

La meilleure performance de fidélité du radar est obtenue dans le cas d'une erreur limitée due au bruit thermique. La fidélité résultante est représentée par la résolution du radar divisée par le carré du rapport  $S/N$  et un facteur de mono pulse ou d'interpolation approprié.

En pratique, la fidélité est contrainte par des effets environnementaux, par les caractéristiques de la cible et par les erreurs des instruments de mesure, ainsi que par la valeur du rapport  $S/N$ .

Les effets environnementaux incluent les trajets à voies multiples et la réfraction. La scintillation de la cible est caractérisée par l'instabilité directionnelle apparente de sa position à cause des effets d'interface cohérents associés au retour composite des centres individuels de dispersion. L'erreur d'instrumentation peut être minimisée par alignement et calibration, et peut être limitée de façon significative par les performances du filtre [4].

## CHAPITRE II

### LE CIRCUIT SIX - PORT

#### 2.1. Le circuit six-port conventionnel

Le circuit six-port conventionnel est une composante passive linéaire, qui est constituée par plusieurs coupleurs de type hybride et Wilkinson, liés par des lignes de transmission.

L'idée d'utiliser un circuit six-port pour déterminer la phase d'un signal micro- onde a été présentée pour la première fois en 1964 par Cohn et Weinhouse [6]. Le circuit six-port peut être considéré comme une boîte noire avec deux entrées, l'une pour le signal de référence et l'autre pour le signal à identifier, et quatre sorties.

L'architecture du circuit six-port, donc la manière d'interconnexion entre les coupleurs, génère quatre combinaisons différentes entre le signal de référence et celui à déterminer. À cause des longueurs des lignes de transmission qui réalisent l'interconnexion entre les coupleurs du six-port, les phases des deux signaux ont différentes valeurs, générant des interférences constructives ou destructives vers les quatre sorties. Les niveaux des signaux de sortie correspondant aux quatre combinaisons du signal de référence et du signal à déterminer sont détectés par des circuits réalisés à l'aide des diodes Schottky.

En utilisant un algorithme approprié, l'amplitude et la phase du signal RF à identifier peuvent être déterminées en mesurant les niveaux des puissances aux quatre sorties du six-port. Pour obtenir un résultat de mesure plus précis, il est nécessaire de réaliser un très bon étalonnage du circuit six-port.

Le circuit six-port a été utilisé avec succès dans la conception des analyseurs de réseaux et dans d'autres applications similaires. Dans les études élaborés par Hoer et Roe [26, 27, 28], nous retrouvons une analyse détaillée de la structure du circuit six-port dédié à ce genre d'applications. La théorie du circuit six-port a été développée davantage

par Glenn F. Engen [14, 15, 16, 17], en mettant en évidence ses qualités comme réflectomètre. Ces études ont été poursuivies ensuite par H. Cronson et L. Susman [8], qui ont développé des nouvelles techniques de calibrage du six-port.

Selon ces auteurs, pour évaluer le coefficient de réflexion à la charge, il est nécessaire de mesurer les niveaux des puissances aux quatre ports de sortie. Ensuite, nous développons des algorithmes mathématiques, en utilisant l'un des ports de sortie comme référence. La réponse du six-port peut être caractérisée par les équations qui donnent les puissances de ses quatre signaux de sortie  $|b_i|^2$ , où  $i = 1$  à  $4$  :

$$P_1 = |b_1|^2 = |Aa + Bb|^2 \quad (2.1.1)$$

$$P_2 = |b_2|^2 = |Ca + Db|^2 \quad (2.1.2)$$

$$P_3 = |b_3|^2 = |Ea + Fb|^2 \quad (2.1.3)$$

$$P_4 = |b_4|^2 = |Ga + Hb|^2 \quad (2.1.4)$$

Les coefficients de  $A$  à  $H$  sont des constantes complexes qui ont été déterminées suite à la procédure d'étalonnage du circuit six-port, et  $a$  et  $b$  sont les ondes incidente et réfléchie par rapport à la charge à mesurer.

L'architecture conventionnelle du six-port impose que la réponse de chaque sortie soit proportionnelle au carré de l'amplitude de l'onde incidente au monoport de mesure  $|a|^2$ . Si le port 4 est choisi comme port de référence en vue de la normalisation des autres sorties, alors la puissance des signaux de sortie au port 4 peut être exprimée seulement en fonction de  $|a|^2$  et ne dépend pas de la charge. Donc, pour  $H = 0$ , la puissance du signal de sortie du port 4, conformément à l'équation (2.1.4), sera :

$$P_4 = |G|^2 |a|^2 \quad (2.1.5)$$

Par la suite, les puissances des autres signaux de sortie, normalisées par rapport au port 4 pourront être, elles aussi, exprimées uniquement en fonction de  $a$ :

$$p_1 = \frac{P_1}{P_4} = |A|^2 |a|^2 |\Gamma - q_1|^2 \quad (2.1.6)$$

$$p_2 = \frac{P_2}{P_4} = |C|^2 |a|^2 |\Gamma - q_2|^2 \quad (2.1.7)$$

$$p_3 = \frac{P_3}{P_4} = |E|^2 |a|^2 |\Gamma - q_3|^2 \quad (2.1.8)$$

Tenant compte que les constantes  $A$ ,  $C$  et  $E$  sont connues à la suite de la calibration, et en utilisant les mesures de puissance, nous pouvons déterminer le coefficient de réflexion  $\Gamma$  à l'entrée du monoport.

Dans le but de présenter d'une façon plus explicite le principe de fonctionnement du circuit six-port comme réflectomètre, nous considérons une architecture basée sur quatre coupleurs hybrides  $90^\circ$ .

Le coupleur hybride en quadrature est un circuit passif, fréquemment utilisé dans les circuits micro-ondes. Il est un coupleur directionnel de 3 dB, à quatre ports. Le schéma du coupleur est présenté à la figure 2.1.

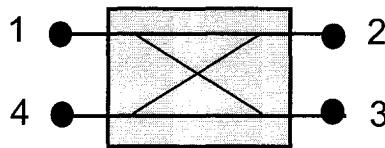


Figure 2.1. Le coupleur Hybride  $90^\circ$

Le port d'entrée du signal RF est appelé port incident (1). Dans le cas idéal, ce port est parfaitement isolé par rapport au port 4 et le signal incident RF est divisé en mode égal entre les ports 2, appelé port de transmission et le port 3, appelé port de couplage. Entre les deux signaux de sortie il y a un déphasage de  $90^\circ$ . De même, nous

considérons que tous les ports sont parfaitement adaptés et que le coupleur est symétrique.

La matrice de dispersion correspondant au coupleur hybride  $90^\circ$  est :

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.9)$$

Le schéma bloc du réflectomètre à base d'un circuit six-port est présenté à la figure 2.2. Dans ce schéma nous remarquons le dispositif sous test (D.S.T.), l'oscillateur local qui fournit le signal de référence et un déphasageur de  $90^\circ$  qui a le rôle de fournir le signal  $a$  au port 5. Les expressions des ondes immégentes et émergentes sont données sous forme explicite, en fonction de l'onde incidente à l'entrée du mono port,  $a$ .

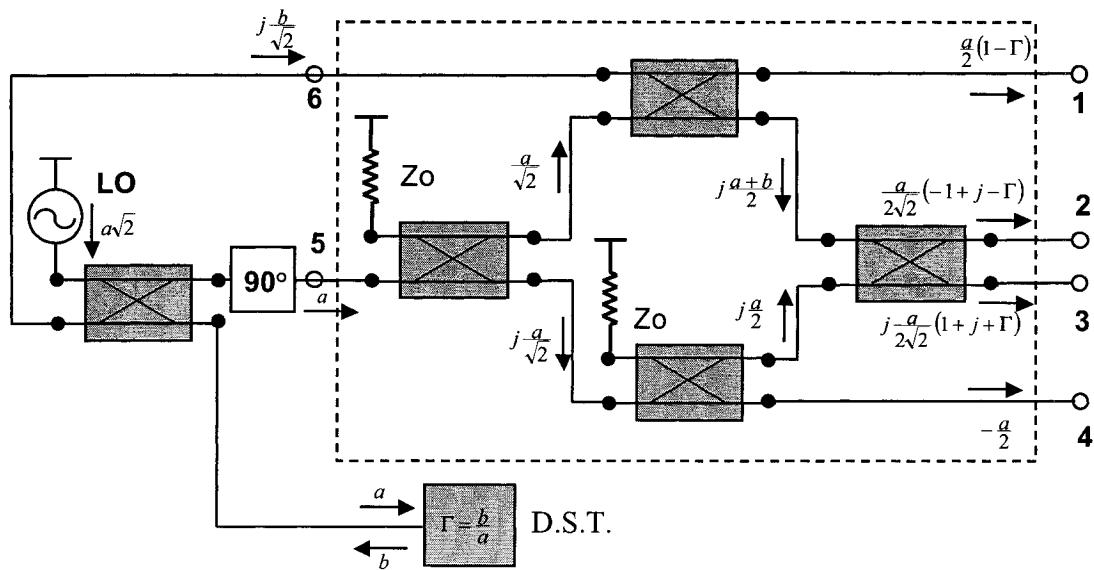


Figure 2.2. La mesure du  $\Gamma$  en utilisant un réflectomètre six-port [15]

Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  à l'entrée du mono port peut être obtenu simplement par des mesures de puissance aux quatre ports de sortie. Les puissances des signaux de sortie pourront alors être exprimées en fonction seulement de la puissance du signal d'entrée,  $|a|^2$  et du coefficient de réflexion du mono port,  $\Gamma$  :

$$P_1 = \frac{|a|^2}{4} |\Gamma - 1|^2 \quad (2.1.10)$$

$$P_2 = \frac{|a|^2}{8} |\Gamma - (-1 + j)|^2 \quad (2.1.11)$$

$$P_3 = \frac{|a|^2}{8} |\Gamma - (-1 - j)|^2 \quad (2.1.12)$$

$$P_4 = \frac{|a|^2}{4} \quad (2.1.13)$$

Parce que la puissance de sortie au port 4 ne dépend pas de la valeur de  $\Gamma$ , celle-ci sera utilisée comme puissance de référence. Si nous normalisons les autres puissances de sortie par cette valeur, nous obtenons les équations des trois cercles :

$$p_1 = \frac{P_1}{P_4} = |\Gamma - 1|^2 \quad \Longrightarrow \quad |\Gamma - 1| = \sqrt{p_1} \quad (2.1.14)$$

$$p_2 = \frac{P_2}{P_4} = \frac{1}{2} |\Gamma - (-1 + j)|^2 \quad \Longrightarrow \quad |\Gamma - (-1 + j)| = \sqrt{2p_2} \quad (2.1.15)$$

$$p_3 = \frac{P_3}{P_4} = \frac{1}{2} |\Gamma - (-1 - j)|^2 \quad \Longrightarrow \quad |\Gamma - (-1 - j)| = \sqrt{2p_3} \quad (2.1.16)$$

La figure 2.3 illustre la représentation graphique de ces trois cercles, obtenus à partir des équations précédentes, représentés dans le plan complexe. Les points  $q_i$  du six-port, où  $i = 1$  à  $3$ , représentent les centres de trois cercles:  $q_1 = 1$ ,  $q_2 = -1 + j$  et  $q_3 = -1 - j$ . Le point d'intersection de ces trois cercles nous donnera la valeur du

coefficient de réflexion à l'entrée du mono port. La position des points  $q_i$  dépend de l'architecture du six-port et, idéalement, les trois points doivent être situés à  $120^\circ$  l'un par rapport aux autres et équidistants par rapport au centre.

En conclusion, si nous connaissons les points  $q_i$  du six-port, la valeur du coefficient de réflexion à l'entrée du mono port,  $\Gamma$ , peut être obtenue simplement par des mesures de puissance aux quatre ports de sortie du celui-ci.

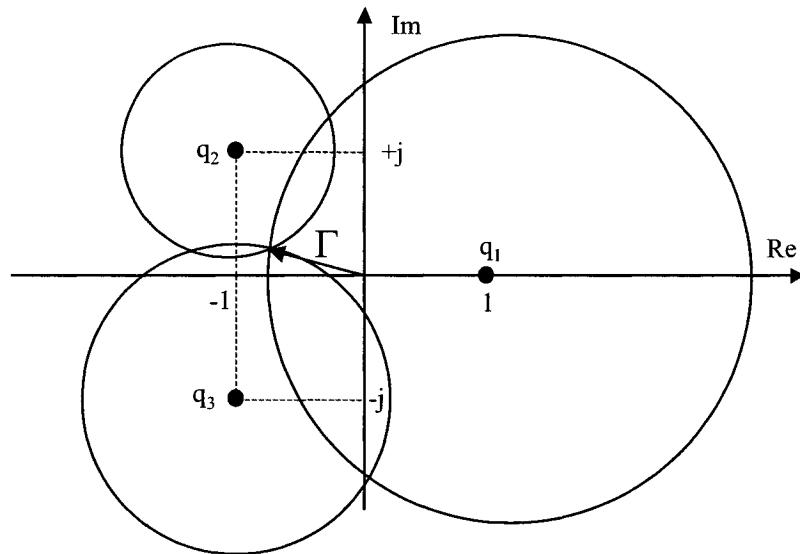


Figure 2.3. La méthode graphique pour obtenir le coefficient de réflexion

## 2.2. Le circuit six-port utilisé dans les récepteurs de communications

### 2.2.1. Le récepteur de communications conventionnel

Les applications du circuit six-port comme récepteur de communications ont apparu il y a une dizaine d'années [31, 32]. Dans ces applications, l'utilisation du circuit six-port était assez similaire au concept original introduit par Engen [14,15]. Depuis, plusieurs autres architectures et solutions originales ont été proposées en [45] - [48],

rendant l'utilisation d'un tel circuit de plus en plus facile. L'utilisation du six-port dans diverses applications est devenue depuis plus accessible et facile à implémenter.

Présentement, ce circuit représente de plus en plus une solution alternative pour le design des têtes réceptrices des récepteurs de communications en ondes millimétriques [24]. Ce circuit est parfaitement capable de remplacer le mélangeur conventionnel, ayant des performances comparables. En effet, pour des fréquences de travail très élevées (on parle d'environ 100 GHz ou plus), ce circuit est, à notre avis, le meilleur choix pour réaliser la conversion de fréquence à faible coût, qu'il s'agisse d'un récepteur homodyne ou hétérodyne.

Dans les récepteurs de communications, le signal d'entrée RF est habituellement converti dans la bande de base. Il s'agit d'un récepteur homodyne, si la conversion est faite directement en bande de base, ou d'un récepteur hétérodyne, si la première conversion de fréquence est faite vers une fréquence intermédiaire, et, par la suite à l'aide d'une deuxième conversion de fréquence, le signal est converti vers la bande de base. Le schéma bloc d'un tel récepteur conventionnel est présenté à la figure suivante :

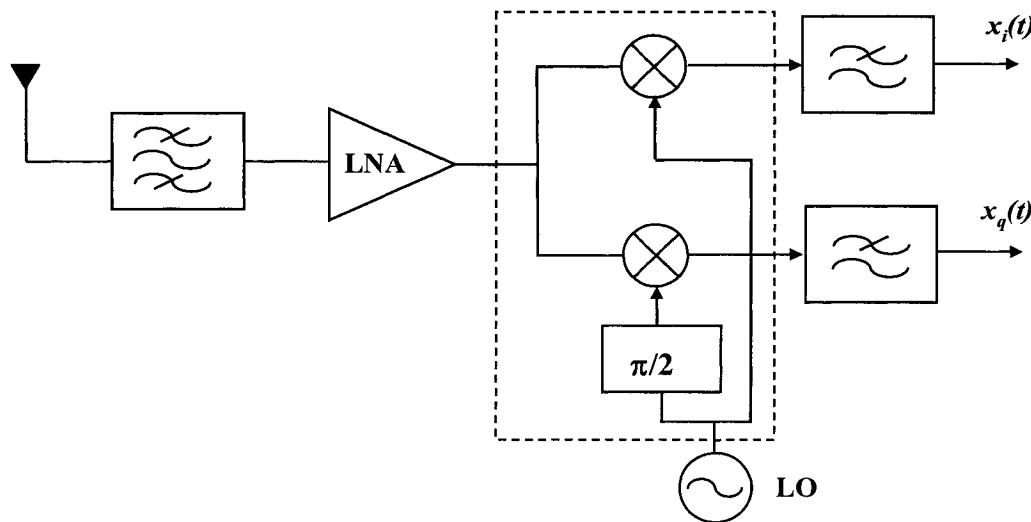


Figure 2.4. Le schéma bloc d'un récepteur conventionnel avec conversion de fréquence dans le plan complexe

Le signal RF d'entrée, modulé en phase et/ou en amplitude, peut être exprimé de la manière suivante :

$$x_{RF}(t) = a(t) \cdot \cos[\omega t + \theta(t)] \quad (2.2.1)$$

Le filtre passe bande et l'amplificateur à faible bruit, de même que l'amplitude du signal de l'oscillateur, vont agir théoriquement seulement sur l'amplitude du signal démodulé. Par conséquent, nous allons équivaloir tout par une constante  $K$ . Par la suite, les signaux I/Q de sortie pourront être définis par les relations :

$$\begin{aligned} i(t) &= K \cdot a(t) \cdot \cos[\omega t + \theta(t)] \cdot \cos(\omega_0 t) = \\ &= \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \{\cos[\omega_0 t + \omega t + \theta(t)] + \cos[\omega_0 t - \omega t - \theta(t)]\} \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

$$\begin{aligned} q(t) &= K \cdot a(t) \cdot \cos[\omega t + \theta(t)] \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \left\{ \cos\left[\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \omega t + \theta(t)\right] + \cos\left[\omega_0 t + \frac{\pi}{2} - \omega t - \theta(t)\right] \right\} \end{aligned} \quad (2.2.3)$$

Finalement, après le passage par le filtre passe bas, nous obtenons les expressions des deux signaux de sortie démodulés :

$$x_i(t) = \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \cos[(\omega_0 - \omega)t - \theta(t)] \quad (2.2.4)$$

$$x_q(t) = \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \cos\left[(\omega_0 - \omega)t + \frac{\pi}{2} - \theta(t)\right] = \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \sin[-(\omega_0 - \omega)t + \theta(t)] \quad (2.2.5)$$

Pour un récepteur homodyne, la fréquence de l'oscillateur local est égale à la fréquence du signal RF à démoduler, c'est-à-dire :  $\omega_0 = \omega$ . Donc, si on tient compte que la fonction cosinus est une fonction paire, les expressions des deux signaux démodulés peuvent être écrites comme il suit :

$$x_i(t) = \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \cos[\theta(t)] \quad (2.2.6)$$

$$x_q(t) = \frac{K}{2} \cdot a(t) \cdot \sin[\theta(t)] \quad (2.2.7)$$

À partir de ces relations, nous pouvons conclure que la démodulation du signal RF est faite autant en amplitude qu'en phase.

Dans le prochain paragraphe, nous démontrerons que le circuit six-port peut jouer le même rôle qu'un mélangeur conventionnel, en utilisant quatre détecteurs de puissance et un simple traitement analogique des signaux de sortie. Étant donné que le circuit six-port est un circuit passif, celui-ci sera beaucoup plus facile à réaliser en ondes millimétriques.

### 2.2.2. Le récepteur de communication réalisé en technologie six-port

#### 2.2.2.a. Généralités

Plusieurs versions de ce circuit ont été proposées au cours des dernières années. Ces modèles, ayant différentes architectures, ont été réalisés avec des éléments discrets [1, 2, 33, 34] ou des paramètres distribués [20, 31, 32, 45, 46, 47].

Dans le cas de l'utilisation du circuit six-port dans la structure d'un récepteur homodyne, 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 conformément à l'architecture du circuit. Des détecteurs de puissance sont connectés à chaque sortie du circuit six-port. L'évaluation des niveaux de puissance aux quatre sorties des détecteurs, l'un par rapport aux autres, permet d'obtenir le signal RF à analyser. Le circuit six-port proposé joue le rôle d'un discriminateur de phase/fréquence.

L'architecture conventionnelle du circuit six-port utilisé dans les récepteurs homodyne est composée par trois coupleurs Hybride 90° et un diviseur de puissance

Wilkinson. Dans le cas de la présente application, à cause de la fréquence d'opération très élevée, qui impose l'utilisation des technologies basées sur les guides d'ondes rectangulaires ou intégrés, la réalisation du diviseur de puissance Wilkinson n'est plus possible. Suite à ce fait, dans le cadre de ce projet, nous proposons une nouvelle architecture du circuit six-port, basée sur le même type de coupleurs, le coupleur hybride  $90^\circ$  (en quadrature), qui délivre deux signaux de sortie déphasés de  $90^\circ$  [38].

Le schéma du circuit six-port proposé, est présenté à la figure 2.5.

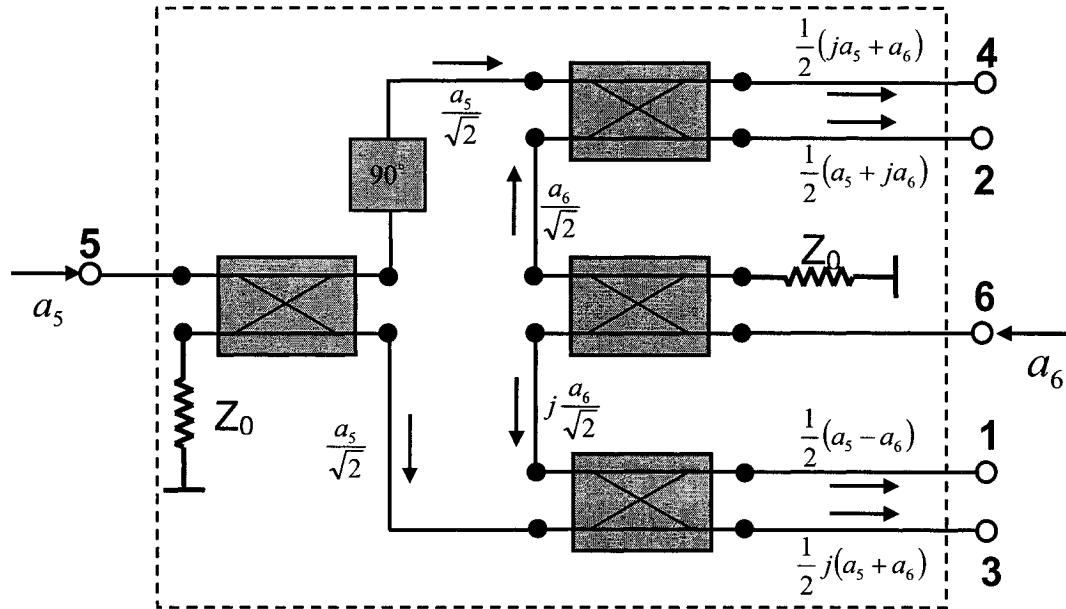


Figure 2.5. Le circuit six-port proposé pour l'application radar à 94 GHz

Dans ce schéma nous pouvons identifier les signaux correspondant aux deux ports d'entrée (5 et 6) et aux quatre ports de sortie (1 à 4). Nous remarquons que les signaux de sortie représentent une combinaison linéaire entre les deux signaux d'entrée  $a_5$  et  $a_6$ . Si nous prenons en considération le fait que le circuit représenté à la Fig.2.5 est linéaire, nous pouvons déduire les expressions des quatre formes d'ondes émergentes  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$ , en fonction des deux ondes incidentes  $a_5$  et  $a_6$ :

$$b_1 = \frac{a_5}{2} - \frac{a_6}{2} \quad (2.2.8)$$

$$b_2 = \frac{a_5}{2} + j \frac{a_6}{2} \quad (2.2.9)$$

$$b_3 = j \left( \frac{a_5}{2} + \frac{a_6}{2} \right) \quad (2.2.10)$$

$$b_4 = j \frac{a_5}{2} + \frac{a_6}{2} \quad (2.2.11)$$

En tenant compte de la propagation du signal à travers les coupleurs hybrides en quadrature, nous pouvons facilement évaluer les valeurs théoriques des paramètres de dispersion S du circuit six-port proposé. À partir de la relation générale

$$b_i = \sum_{j=1}^6 S_{ij} a_j, \quad i = 1, \dots, 6 \quad (2.2.12)$$

dans le cas idéal, nous pouvons écrire l'équation matricielle du nouveau circuit six-port sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +1 & +j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +j & +j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +j & 1 \\ 1 & +1 & +j & +j & 0 & 0 \\ -1 & +j & +j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} \quad (2.2.13)$$

En supposant que le rapport d'amplitude des deux signaux d'entrée, qui, pour un signal modulé en amplitude peut être en fonction du temps, est égal à  $\alpha$ , et que chaque port est adapté ( $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = 0$ ), les équations des deux ondes immersantes et des quatre ondes émergentes deviennent :

$$a_5 = \alpha \exp(j\theta_5) \quad (2.2.14)$$

$$a_6 = \alpha(t) \cdot a \exp[j\theta_6(t)] \quad (2.2.15)$$

$$b_1(t) = \frac{a}{2} \exp(j\theta_5) \cdot \{1 - \alpha(t) \cdot \exp[j(\theta_6(t) - \theta_5)]\} \quad (2.2.16)$$

$$b_2(t) = \frac{a}{2} \exp(j\theta_5) \cdot \left\{1 - \alpha(t) \cdot \exp\left[j\left(\theta_6(t) - \theta_5 - \frac{\pi}{2}\right)\right]\right\} \quad (2.2.17)$$

$$b_3(t) = j \frac{a}{2} \exp(j\theta_5) \cdot \{1 - \alpha(t) \cdot \exp[j(\theta_6(t) - \theta_5 - \pi)]\} \quad (2.2.18)$$

$$b_4(t) = j \frac{a}{2} \exp(j\theta_5) \cdot \left\{1 - \alpha(t) \cdot \exp\left[j\left(\theta_6(t) - \theta_5 + \frac{\pi}{2}\right)\right]\right\} \quad (2.2.19)$$

En connaissant que la puissance du signal de sortie sur une charge adaptée est proportionnelle à sa magnitude au carré,  $|b_i(t)|^2$ , nous pouvons remarquer que, pour chaque sortie, il y a un déphasage entre les deux signaux d'entrée  $\Delta\theta(t) = \theta_6(t) - \theta_5$ , pour lequel la puissance de sortie correspondante est minimale. Si les deux signaux d'entrée ont la même amplitude, c'est-à-dire si  $\alpha = 1$ , ces valeurs minimales deviennent nulles.

En considérant le signal au port 5 comme le signal de référence et en évaluant les niveaux des puissances des signaux de sortie, nous serons en mesure d'utiliser le circuit six-port comme un discriminateur d'amplitude et de phase. Dans ce but, chaque signal de sortie du circuit sera détecté par des détecteurs de puissance, connectés aux ports de 1 à 4.

### 2.2.2.b. Le circuit six-port comme discriminateur de phase

Les équations (2.2.16) à (2.2.19) démontrent que la puissance mesurée à chaque sortie est en fonction du déphasage entre les deux signaux d'entrée RF. Après la détection, à l'aide des détecteurs de puissance, la tension DC obtenue à chaque sortie va être proportionnelle avec le carré de l'amplitude de l'onde émergente  $b_i$  correspondante, conformément à la relation suivante :

$$V_i = K_i |b_i|^2 = K_i b_i b_i^* \quad (2.2.20)$$

En supposant que les détecteurs de puissance aux quatre sorties du six-port sont identiques ( $K_i = K$ , où  $i = 1$  à  $4$ ), nous pouvons élaborer les expressions des tensions DC à la sortie des détecteurs. Dans le cas de la tension DC correspondant au premier port de sortie, l'expression de celle-ci peut être développée comme il suit :

$$\begin{aligned} V_1 &= K |b_1|^2 = K \frac{|a|^2}{4} |\exp(j\theta_5)|^2 |1 - \exp(j\Delta\theta)|^2 = K \frac{|a|^2}{4} \cdot [1 - \exp(j\Delta\theta)] \cdot [1 - \exp(-j\Delta\theta)] = \\ &= K \frac{|a|^2}{4} [1 - \alpha \cos(\Delta\theta) - j\alpha \sin(\Delta\theta)] \cdot [1 - \alpha \cos(\Delta\theta) + j\alpha \sin(\Delta\theta)] = \\ &= K \frac{|a|^2}{4} (1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos \Delta\theta) \end{aligned}$$

Par la suite, en utilisant la même méthode de calcul, nous obtenons les expressions des tensions DC aux quatre sorties du circuit six-port :

$$V_1 = K \frac{|a|^2}{4} |1 - \exp(j\Delta\theta)|^2 = K \frac{|a|^2}{4} (1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos \Delta\theta) \quad (2.2.21)$$

$$V_2 = K \frac{|a|^2}{4} \left| 1 - \exp\left(j\left(\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right)\right) \right|^2 = K \frac{|a|^2}{4} (1 + \alpha^2 - 2\alpha \sin \Delta\theta) \quad (2.2.22)$$

$$V_3 = K \frac{|a|^2}{4} |1 - \exp(j(\Delta\theta - \pi))|^2 = K \frac{|a|^2}{4} (1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \Delta\theta) \quad (2.2.23)$$

$$V_4 = K \frac{|a|^2}{4} \left| 1 - \exp\left(j\left(\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right)\right) \right|^2 = K \frac{|a|^2}{4} (1 + \alpha^2 + 2\alpha \sin \Delta\theta) \quad (2.2.24)$$

En terme de déphasage entre les entrées RF, chaque fonction  $V_i(\Delta\theta)$  est périodique de  $2\pi$  et les quatre valeurs minimales des tensions de sortie DC sont décalées

par des multiples de  $\pi/2$ , une par rapport à l'autre. À la figure 2.6 sont présentées les diagrammes de variation de ces fonctions normalisées par rapport à  $K|a|^2$ , en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée, si  $\alpha = 1$ , durant une période complète de  $2\pi$  ( $v_i = V_i / K|a|^2$ , où  $i = 1$  à 4).

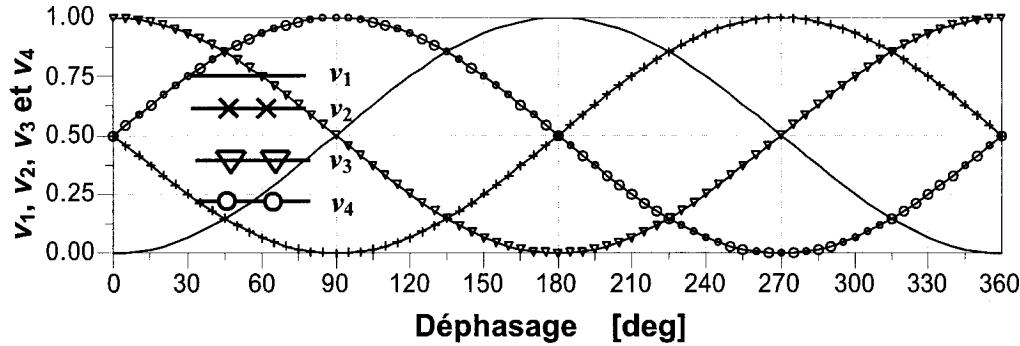


Figure 2.6. Les tensions de sortie DC normalisées, par rapport au déphasage

À l'aide d'une combinaison linéaire des quatre tensions de sortie DC, dans le plan complexe nous allons définir un vecteur  $\Gamma$ , comme suit :

$$\Gamma = (V_3 - V_1) + j(V_4 - V_2) \quad (2.2.25)$$

Les expressions des parties réelle et imaginaire de ce vecteur seront :

$$\text{Re}(\Gamma) = V_3 - V_1 = \alpha \cdot K \cdot |a|^2 \cdot \cos \Delta\theta \quad (2.2.26)$$

$$\text{Im}(\Gamma) = V_4 - V_2 = \alpha \cdot K \cdot |a|^2 \cdot \sin \Delta\theta \quad (2.2.27)$$

Par la suite, le vecteur  $\Gamma$  pourra être exprimé en fonction de la magnitude du signal de référence, le rapport d'amplitude et le déphasage entre les deux signaux RF d'entrée :

$$\Gamma = \alpha \cdot K \cdot |a|^2 \cdot \exp(j\Delta\theta) \quad (2.2.28)$$

Suite à cette expression, nous remarquons que la phase du vecteur  $\Gamma$  représente la différence de phase entre les signaux RF d'entrée :

$$\Delta\theta_\Gamma = \Delta\theta_{RF} \quad (2.2.29)$$

L'expression (2.2.29) représente la première équation fondamentale du circuit six-port. Cette correspondance biunivoque entre les domaines RF et basse fréquence démontre le potentiel du circuit six-port d'agir comme un discriminateur de phase.

### 2.2.2.c. Le circuit six-port comme discriminateur d'amplitude

Le but de ce paragraphe est de mettre en évidence le potentiel de ce circuit passif et linéaire d'agir comme discriminateur d'amplitude. Dans ce but, le module du vecteur  $\Gamma$  peut être exprimé sous la forme :

$$|\Gamma| = \alpha \cdot K \cdot |a|^2 = \sqrt{\frac{P_{IN}}{P_{REF}}} \cdot K \cdot P_{REF} = K \sqrt{P_{IN} \cdot P_{REF}} \quad (2.2.30)$$

Dans l'équation précédente nous avons considéré le port 6 comme étant le port d'entrée (*IN*) du signal RF à évaluer, et le port 5 comme étant le port de référence (*REF*), dont le signal provient d'un oscillateur local. Supposons que l'amplitude du signal

d'entrée à évaluer subit une variation, le rapport entre les vecteurs  $\Gamma$  correspondant à deux valeurs différentes de l'amplitude sera donné par l'expression :

$$\frac{|\Gamma_1|}{|\Gamma_2|} = \sqrt{\frac{P_{IN1}}{P_{IN2}}} \quad (2.2.31)$$

En développant davantage l'expression (2.2.31), nous obtenons :

$$20 \cdot \log_{10} \left( \frac{|\Gamma_1|}{|\Gamma_2|} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left( \sqrt{\frac{P_{IN1}}{P_{IN2}}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{IN1}}{P_{IN2}} \right) \quad (2.2.32)$$

ce qui représente la deuxième équation fondamentale du circuit six-port :

$$|\Delta\Gamma| = \Delta P_{IN} \text{ [dB]} \quad (2.2.33)$$

Cette équation relève le fait que la variation de l'amplitude du signal dans le plan complexe, en basse fréquence, est égale à la variation de la puissance du signal d'entrée RF à évaluer, si le signal de référence reste constant durant ce processus. Cette identité démontre la capacité de ce circuit d'agir aussi comme discriminateur d'amplitude.

#### 2.2.2.d. Le circuit six-port comme mélangeur de fréquence dans un récepteur de communications

Dans le but de démontrer l'utilisation du circuit comme récepteur de communications, les relations (2.2.26) et (2.2.27) peuvent être exprimées en fonction du temps :

$$x_i(t) = \operatorname{Re}(\Gamma) = v_3(t) - v_1(t) = \alpha(t) \cdot K \cdot |a|^2 \cdot \cos \Delta\theta(t) \quad (2.2.34)$$

$$x_g(t) = \operatorname{Im}(\Gamma) = v_4(t) - v_2(t) = \alpha(t) \cdot K \cdot |a|^2 \cdot \sin \Delta\theta(t) \quad (2.2.35)$$

Ces équations démontrent qu'un circuit six-port muni de quatre détecteurs de puissance et d'une paire d'amplificateurs différentiels agit exactement comme les mélangeurs d'un récepteur de communications ayant la conversion de fréquence dans le plan complexe, tel qu'illustre à la figure 2.4.

En effet, ces équations sont équivalentes à celles obtenues pour le démodulateur conventionnel (voir les relations (2.2.6) et (2.2.7)), en prenant compte aussi de l'équation (2.2.15). Nous supposons que la phase de l'oscillateur local est constante et égale à  $0^\circ$ . Dans ce cas,

$$\Delta\theta(t) = \theta_6(t) = \theta_{RF}(t) \quad (2.2.36)$$

Les deux signaux démodulés sont donc proportionnels à l'amplitude du signal RF à démoduler et sont des fonctions cosinus et, respectivement sinus de sa phase. Les tensions de sortie des détecteurs ne sont plus des tensions DC, mais des signaux à basse fréquence qui contiennent l'information de phase et/ou amplitude, dépendant du type de la modulation (PSK, QAM).

En conclusion, le bloc encerclé, représenté à la figure 2.4, peut être remplacé par un circuit six-port équivalent, muni de quatre détecteurs de puissance et de deux amplificateurs différentiels, tel qu'illustre à la figure 2.7.

La conception et la fabrication des deux mélangeurs en ondes millimétriques étant beaucoup plus difficile que celle d'un circuit passif, le six-port, des quatre détecteurs et de deux amplificateurs en bande de base, nous pouvons conclure que la solution six-port est une excellente alternative à l'approche conventionnelle.

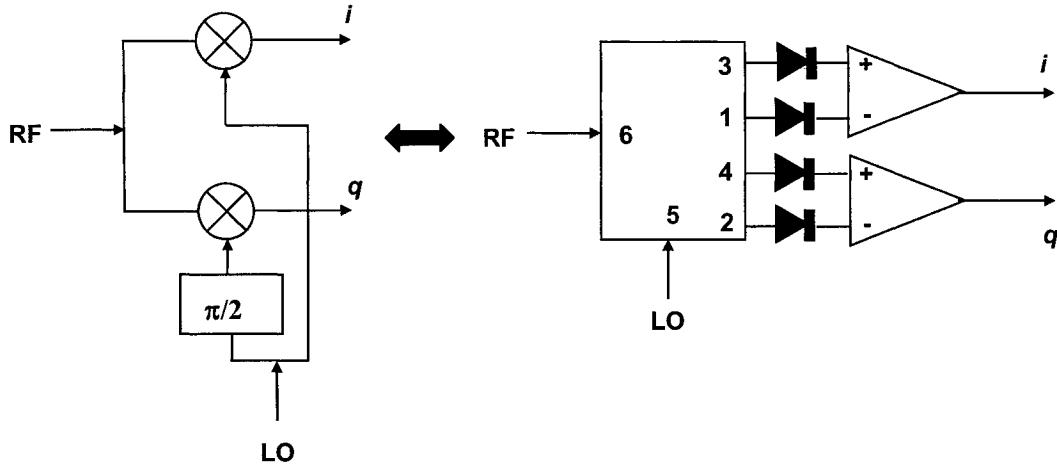


Figure 2.7. L'équivalence circuit conventionnel – circuit six-port dans une tête réceptrice

Le présent développement théorique constitue un fort argument en faveur de l'utilisation du circuit six-port dans la partie RF d'un récepteur radar, dû à sa structure simple et compacte et à ces performances évidentes comme discriminateur de phase et d'amplitude, et comme mélangeur dans un récepteur de communications [48].

D'une manière plus générale, l'utilisation du circuit six-port dans un récepteur d'un système de communication est soutenue et argumentée théoriquement aussi par Dr. T. Hentschel [24]. Il recommande son utilisation dans les têtes réceptrices des récepteurs opérant en ondes millimétriques, mettant en évidence les mêmes avantages que ceux que nous venons de mentionner, comme : un circuit passif à faible coût et à des dimensions qui pourront être réduites suite à l'intégration. Dr. Hentschel prévoit l'utilisation à grande échelle du circuit six-port dans les bandes de fréquence de 24, 60, 77 et 94 GHz.

Dans la présente thèse nous allons apporter une validation expérimentale à ce fondement théorique, qui sera soutenu d'avantage par les résultats de simulation et de mesure du récepteur radar réalisé à base du circuit six-port. Les mesures de la vitesse relative de la cible et de la distance par rapport au senseur radar s'appuient surtout sur le rôle du circuit six-port comme discriminateur de phase. Les mesures de la phase du vecteur  $\Gamma$  fournissent des informations suffisantes pour obtenir ces paramètres.

## CHAPITRE III

### LE CIRCUIT SIX – PORT REALISÉ EN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE

#### 3.1. Le guide d'onde rectangulaire

Le guide d'onde rectangulaire représente la ligne de transmission classique utilisée dans le domaine des micro-ondes. Les lignes de transmission en guide d'onde rectangulaire ont été utilisées pour deux raisons : d'abord, parce qu'elles sont plus faciles à réaliser que les lignes coaxiales et ensuite, car elles ont une meilleure performance en terme de propagation (moins d'atténuation).

Dans le présent projet, le choix de cette technologie a été imposé par la disponibilité des composantes et des instruments de mesure des paramètres de dispersion dans le domaine des fréquences millimétriques.

Considérons un guide d'onde métallique, d'axe directeur Oz, dont les parois sont constituées d'un métal infiniment conducteur et rempli d'un matériel linéaire, homogène et isotrope, caractérisé par sa permittivité diélectrique  $\epsilon$  et sa perméabilité magnétique  $\mu$ . Le milieu de propagation peut être l'air ou un diélectrique, dépendant de l'application.

La géométrie d'un guide rectangulaire conventionnel est présentée à la figure 3.1.

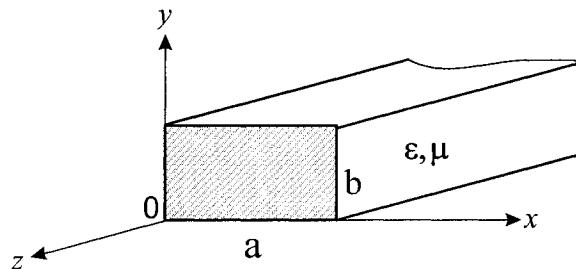


Figure 3.1. Le guide d'onde rectangulaire

La largeur de la section transversale d'un guide d'onde rectangulaire,  $a$ , doit être égale ou supérieure à  $\lambda/2$ , où  $\lambda$  représente la longueur d'onde dans le milieu de propagation. En pratique, la hauteur du guide est choisie égale à  $a/2$ , donc  $\lambda/4$ .

La fréquence à laquelle la largeur du guide d'onde  $a$  est exactement égale à un demi de longueur d'onde est appelée fréquence de coupure,  $f_c$ . Cette fréquence représente la fréquence minimale de propagation d'un signal à travers le guide d'onde. Donc, d'une certaine manière, le guide d'onde est très similaire à un filtre passe haut. La définition la plus générale de la fréquence de coupure qui tient compte aussi des ondes à incidence oblique reflétées par les parois du guide, est donnée par la relation [21] :

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.1.1)$$

où :

$m$  – représente la variation selon la largeur du guide d'onde ;

$n$  – représente la variation selon la hauteur du guide d'onde ;

$c_0$  – représente la vitesse de la lumière ;

$a, b$  – représente les dimensions transversales du guide d'onde.

Le mode qui a la plus basse fréquence de coupure est le premier à pouvoir se propager au long du guide et est appelé *mode dominant*. Dans le cas d'un guide d'onde qui a  $a > b$ , le mode dominant est  $\text{TE}_{10}$ , donc le mode transversal électrique pour lequel  $m = 1$  et  $n = 0$  [21]. Ce mode est le seul qui permet la transmission du signal au long du guide sans risque d'interférence avec d'autres modes et avec une atténuation minimale.

En considérant l'air comme milieu de propagation, la longueur d'onde en espace libre associée à la fréquence de coupure donne la longueur d'onde de coupure,  $\lambda_c$ . Dans sa forme la plus générale, ce paramètre peut être défini comme suit :

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \text{ [cm]} \quad (3.1.2)$$

où  $a$  et  $b$  sont exprimés en centimètres. Dans le cas du mode  $TE_{10}$ ,  $\lambda_c = 2a$  [29].

Dû à leur grande utilisation dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques, les guides d'onde ont dû être standardisés pour permettre l'interconnexion facile entre divers circuits et composants. Pour couvrir toute la bande de fréquence micro-ondes, les guides d'onde ont été partagés en 34 dimensions standard. Le guide WR-10 couvre le domaine entre 75 GHz et 110 GHz, auquel appartient la fréquence d'opération du présent projet, de 94 GHz. Les dimensions standard du guide rectangulaire WR-10 sont :  $a = 2,54 \text{ mm} = 0,1 \text{ in.}$  et  $b = 1,27 \text{ mm} = 0,05 \text{ in.}$

### 3.2. Le coupleur hybride en quadrature en guide d'onde rectangulaire

#### 3.2.1. Considérations générales

L'objectif est de concevoir un coupleur hybride en quadrature à 94 GHz, creusé dans un bloc de laiton (brass) à l'aide d'une fraiseuse à commande numérique et prévu avec des flanges standard WR-10. À partir du fondement théorique présenté en [50], le coupleur a été conçu en utilisant le simulateur « High-Frequency Structure Simulator (HFSS) » version 5.6, de la compagnie Agilent Technology.

Le coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire est réalisé à l'aide de deux guides d'onde parallèles, reliés par deux guides d'ondes secondaires, appelés branches. Cette structure se comporte comme un quatre ports symétrique et réciproque. Dans le cas du coupleur hybride en quadrature, conventionnel, toutes les branches ont la même longueur de  $\lambda/4$ . Dans le cas du coupleur réalisé en guide d'onde, dû aux contraintes imposées par la largeur du guide lui-même ( $a = \lambda/2$ ), ce schéma doit être réadapté à ce besoin. En connaissant que la largeur de bande du coupleur hybride diminue avec

l'augmentation des longueurs de ses branches, nous avons apprécié que la longueur optimale de ceux-ci doive être égale à  $5 \lambda/4$ . Cette dimension représente un bon compromis entre la largeur de bande du coupleur et ses performances.

Un autre paramètre important du coupleur est son impédance caractéristique. Pour ce type de coupleur, l'impédance caractéristique des branches parallèles est égale à  $Z_0/\sqrt{2}$ , tandis que pour les branches secondaires celle-ci est égale à  $Z_0$ .

La longueur d'onde guidée dans le guide,  $\lambda_g$ , correspondant à la fréquence centrale de 94 GHz, calculée à l'aide de l'application «LineCalc» du logiciel «Advanced Design Systems» de la compagnie Agilent, a une valeur de 4,090 mm. À l'aide de l'équation (3.1.1), nous avons calculé la fréquence de coupure correspondant au guide d'onde rectangulaire WR-10, dans le cas du mode fondamental  $TE_{10}$  ( $m = 1$ ,  $n = 0$ ) :

$$f_c = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} = 59 \text{ GHz} \quad (3.1.3)$$

où  $a = 2540 \mu\text{m}$  et  $b = 1270 \mu\text{m}$  (les dimensions transversales standard du guide WR-10).

Les impédances caractéristiques des branches principales et secondaires du coupleur en guide d'onde, calculées à la fréquence centrale, seront alors :

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

$$\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 342 \Omega \quad (3.1.4)$$

où

$\mu = \mu_0 \mu_r$  représente la perméabilité magnétique du milieu de propagation;  
 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  représente la permittivité électrique du milieu de propagation.

### 3.2.2. Conception théorique; résultats de simulation

Généralement, la conception d'un tel coupleur consiste à déterminer ses dimensions optimales pour lesquelles nous obtenons les meilleures performances dans la bande de fréquence d'intérêt. Ces performances sont représentées par le facteur de couplage, les adaptations aux ports et l'isolation entre les ports de même type. Dans le cas idéal, les ports d'entrée et de sortie du coupleur sont parfaitement adaptés et il y a un partage égal du signal d'entrée entre les deux ports de sortie, à la fréquence centrale. Le déphasage entre les signaux de sortie est de  $90^\circ$ .

La meilleure façon d'évaluer les performances d'un circuit micro-ondes, linéaire, est d'étudier le comportement de ses paramètres de dispersion dans le domaine fréquentiel.

Dans le cas du coupleur hybride en quadrature, l'évaluation de ces paramètres sera faite par des méthodes analytiques et à l'aide des simulations et des mesures. Une fois les paramètres S connus, nous pourrons faire une estimation des performances du circuit. La matrice [S] des paramètres de dispersion du coupleur hybride  $90^\circ$  idéal a été présentée dans le deuxième chapitre, par la relation (2.1.9). Le port 1 est considéré comme le port d'entrée, ce qui implique qu'il soit isolé par rapport au port 4 ( $S_{14}=S_{41}=0$ ).

La conception du coupleur hybride en quadrature réalisé en guide d'onde a été faite à l'aide du logiciel HFSS. L'image de ce circuit est présentée à la figure 3.2.

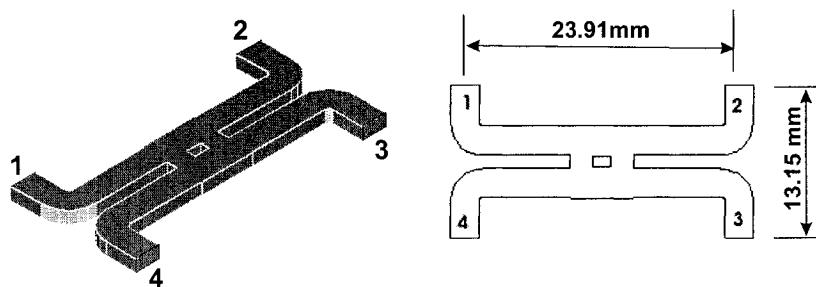


Figure 3.2. Le coupleur hybride  $90^\circ$  en guide d'onde rectangulaire

Les dimensions globales du coupleur sont imposées par les dimensions des flanges standard WR-10, utilisées pour assurer l'accès aux appareils de mesure. Pour respecter cette contrainte, la distance entre les paires des ports 1 – 2 et 3 - 4 est de 23,91 mm, dû aux coude ajoutés au chaque bras du coupleur. Cette valeur est imposée par le diamètre des flanges standard, qui est de 19,05 mm (figure 2.18). Le schéma d'une flange standard WR-10 est présenté à la figure 3.3.

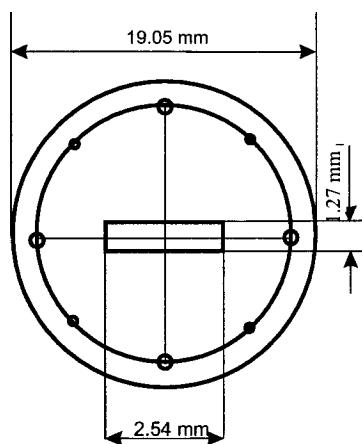


Figure 3.3. La flange standardisée WR10

Prévus avec des trous d'indexation, les flanges ont le rôle d'assurer une interconnexion précise et répétable entre les circuits réalisés en guide d'onde, ou de permettre l'accès de ceux-ci aux dispositifs de mesure.

Le coupleur a été conçu pour opérer à une fréquence centrale de 94 GHz. Les simulations de paramètres  $S$  dans le domaine fréquentiel nous permettent d'évaluer les performances du coupleur dans une bande de fréquence autour de la fréquence centrale. Ces paramètres sont: l'adaptation des quatre ports ( $S_{ii}$ ,  $i = 1, \dots, 4$ ), l'isolation entre les ports de même type ( $S_{ij}$ ,  $i = 1, j = 4$  et, respectivement,  $i = 2, j = 3$ ) et la transmission entre les ports d'entrée et de sortie ( $S_{12}, S_{13}, S_{42}, S_{43}$ ).

Les figures 3.4, 3.5, 3.6 et 3.7 illustrent la réponse en fréquence du coupleur  $90^\circ$  en termes de paramètres  $S$ , dans une bande de fréquence de 1,4 GHz, située entre 93,6 et 95 GHz.

À la figure 3.4 sont présentées les valeurs des adaptations à tous les ports d'entrée et de sortie du coupleur.

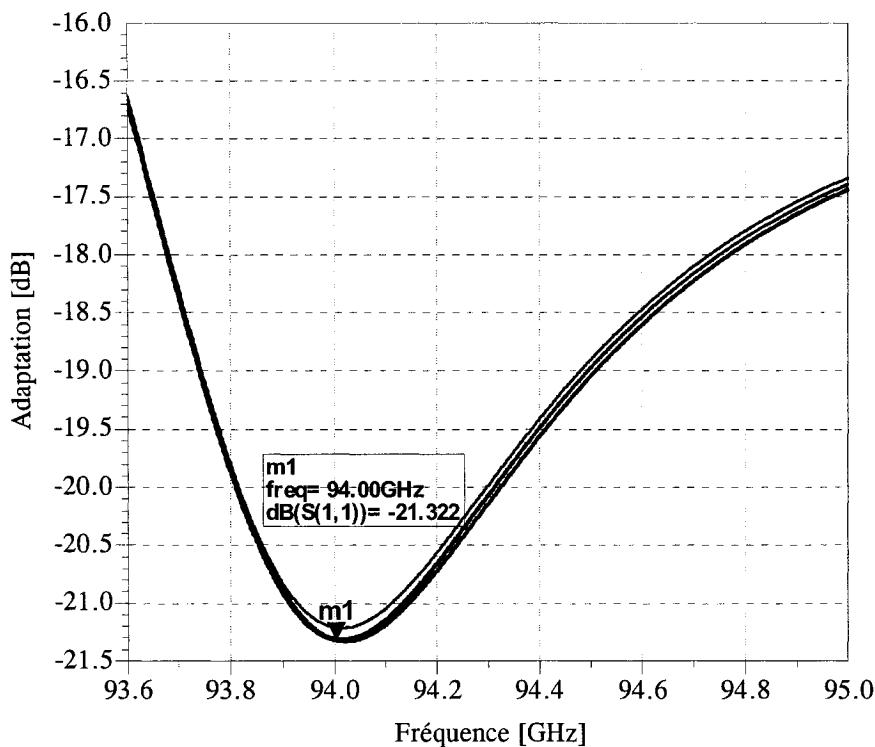


Figure 3.4. Les adaptations aux ports du coupleur

Nous remarquons qu'à la fréquence centrale de 94 GHz, tous les ports du coupleur hybride sont très bien adaptés, en ayant des adaptations inférieures à -21,3 dB et qui restent en dessous de -20 dB dans une plage de 500 MHz autour de cette fréquence.

À la figure 3.5 sont présentées les isolations entre les deux ports d'entrée ( $S_{14}$ ) et les deux ports de sortie ( $S_{23}$ ), dans la même bande de fréquence. Dû à la symétrie

parfaite du coupleur, les deux courbes de variation se superposent et atteignent une valeur minimale de -20,5 dB autour de la fréquence d'opération.

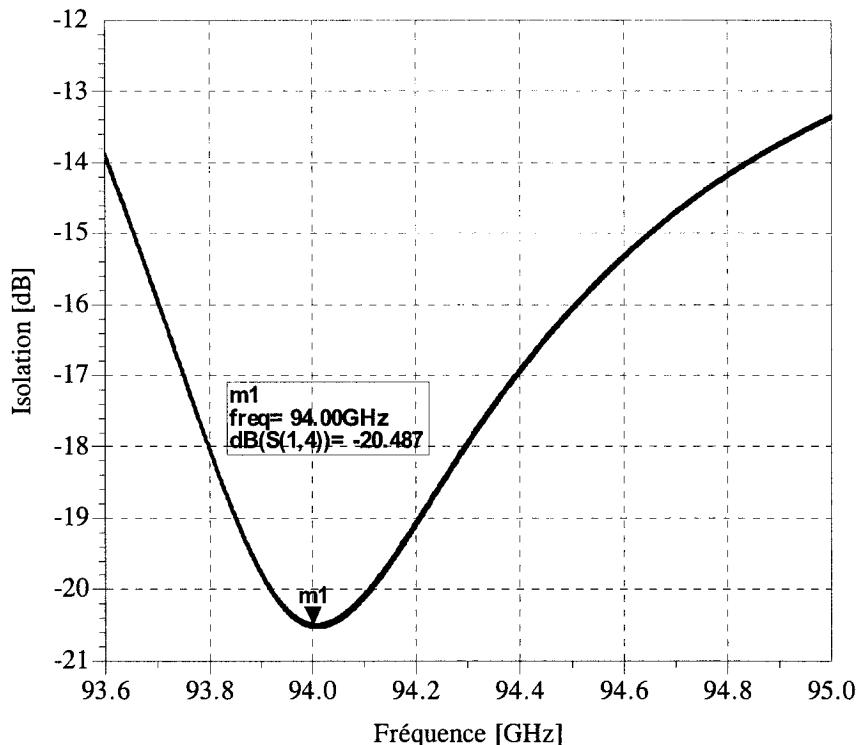


Figure 3.5. Les isolations entre les ports d'entrée (1-4) et de sortie (2-3), par rapport à la fréquence

Suite à ces résultats, nous pouvons conclure que le coupleur proposé présente des bonnes adaptations des ports et une bonne isolation entre les ports concernés.

Les paramètres  $S$  de transmission entre les ports d'entrée et les ports de sortie sont illustrés à la figure 3.6. Due à la symétrie du coupleur, en considérant alternativement les ports 1 et 4 comme port d'entrée, les courbes de variation sont identiques. Nous remarquons 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 assez proches de la valeur théorique de -3 dB et le partage du signal d'entrée entre les deux

sortie est acceptable. Même si le déséquilibre de 0,3 dB entre les deux signaux de sortie ( $S_{12}$  et  $S_{13}$ ) à 94 GHz aura une impact direct sur les performances du six-port, ce design représente un bon compromis entre les contraintes imposées par la technologie en guide d'onde rectangulaire et le rôle de discriminateur de phase du six-port.

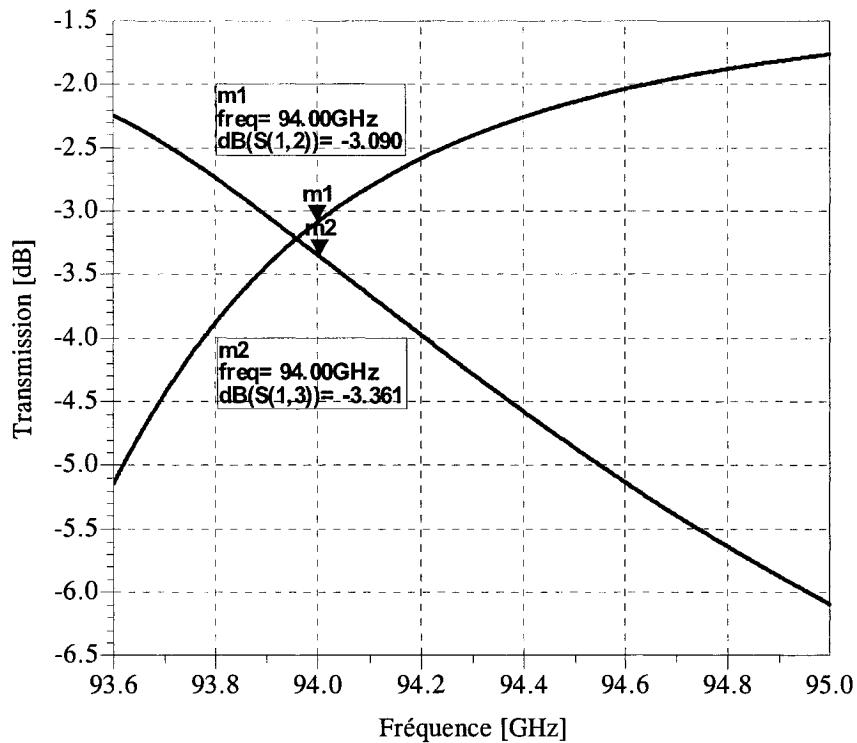


Figure 3.6. Les transmissions entre les ports d'entrée et les ports de sortie

Une étude de la réponse fréquentielle du déphasage entre les deux ports de sortie, direct et couplé s'impose. Les résultats de simulation sont présentés à la figure 3.7. Nous remarquons que ce paramètre reste constant (autour de la valeur de  $90^\circ$ ) dans toute la bande de fréquence considérée dans la simulation, ce qui est en parfait accord avec le fondement théorique du coupleur hybride en quadrature.

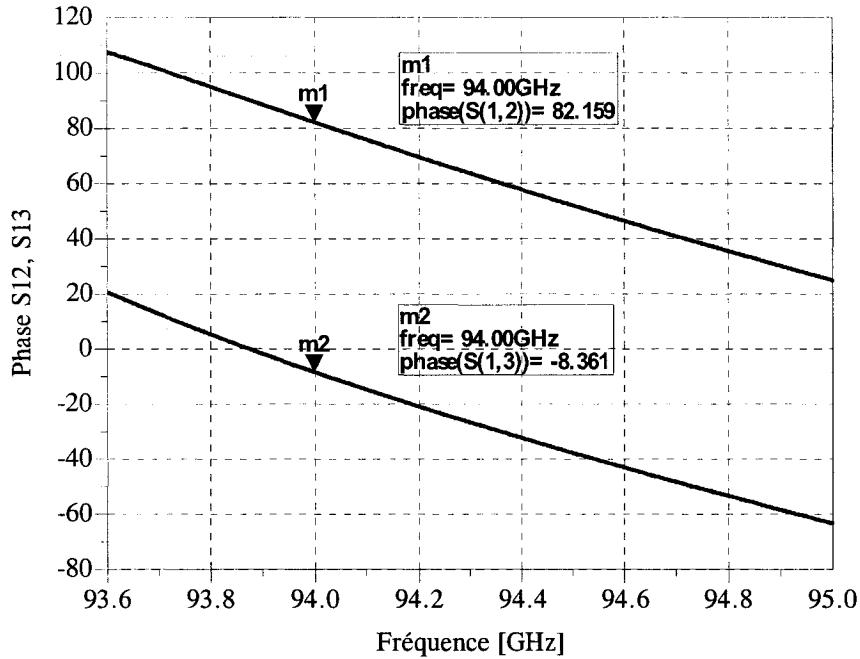


Figure 3.7. Les phases des signaux de sortie

### 3.2.3. Réalisation pratique ; résultats expérimentaux

La réalisation pratique du coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire, qui demande des méthodes de fabrication assez coûteuses, a été faite au centre de recherche PolyGrames de l'École Polytechnique de Montréal. Quelques ajustements nécessaires à compenser les limitations imposées par le rayon minimal de la fraiseuse, d'environ 0,4 mm, ont permis la réalisation du coupleur d'une manière assez précise, même si l'erreur de fabrication est de 25,4  $\mu\text{m}$ .

Pour simplifier le processus de fabrication, le coupleur en guide d'onde a été creusé dans un bloc de laiton, qui est un alliage de zinc et cuivre, connu aussi sous le nom de brass (anglais), en utilisant une fraiseuse à commande numérique (CNC - Computer Numerical Controlled). Tous les quatre ports ont été équipés avec des coudes pour assurer l'accès par des flanges standardisées à l'équipement de mesure.

À la figure 3.8 est représentée une photographie de la section longitudinale par le milieu du coupleur hybride de  $90^\circ$ . Ses dimensions extérieures sont de :  $a \times b \times c = 42,92 \times 17,01 \times 11$  mm. Tous les ports du coupleur favorisent l'accès à l'équipement de mesure par des flanges standard WR-10.

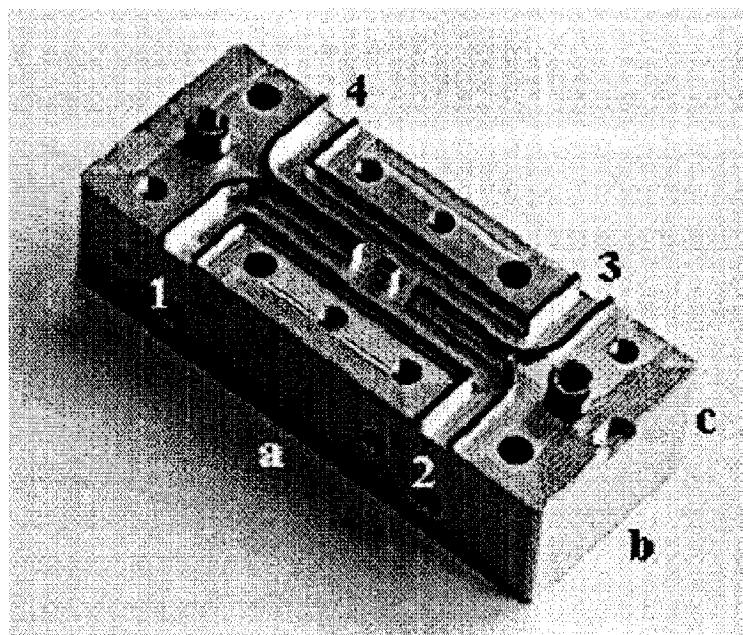


Figure 3.8. Photographie du coupleur hybride  $90^\circ$  en plan H

Les paramètres de dispersion du coupleur ont été mesurés dans une bande de fréquence de 1 GHz, de 94 GHz à 95 GHz, à l'aide d'un analyseur de réseaux modèle Anritsu 37397C. La connexion du coupleur à l'équipement de mesure est fait par des flanges WR-10 standardisées.

Pendant chaque mesure de paramètres  $S$ , le coupleur a été considéré comme un circuit à deux ports, les deux autres ports étant terminés par des charges adaptées.

À la figure 3.9 sont illustrés les résultats de mesure des adaptations aux quatre ports du coupleur, par rapport à la fréquence. Nous remarquons que dans la bande de

fréquence entre 94,45 GHz et 94,88 GHz les valeurs de ces paramètres sont égales à ou en dessous de -18 dB.

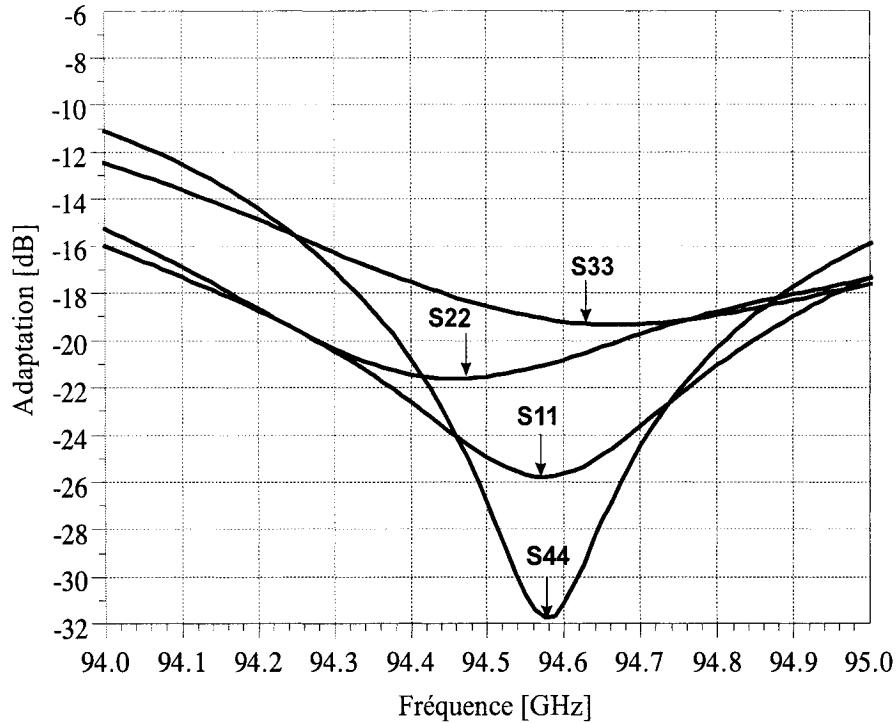


Figure 3.9. Les valeurs mesurées des adaptations aux ports du coupleur

Nous remarquons que l'adaptation obtenue à tous les quatre ports du coupleur est très bonne, ayant des valeurs inférieures à -20 dB pour  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  et de -31 dB pour  $S_{44}$ .

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

La figure 3.10 présente les isolations entre les portes d'entrée 1 et 4 et, respectivement, entre les portes de sortie, 2 et 3, par rapport à la fréquence. Nous remarquons que, dû à la symétrie parfaite du coupleur, les deux courbes sont identiques.

Dans une bande de fréquence de plus de 200 MHz, la valeur mesurée de ces paramètres reste en dessous de -18 dB et ils atteignent une valeur minimale de -21 dB autour de la fréquence de 94,6 GHz.

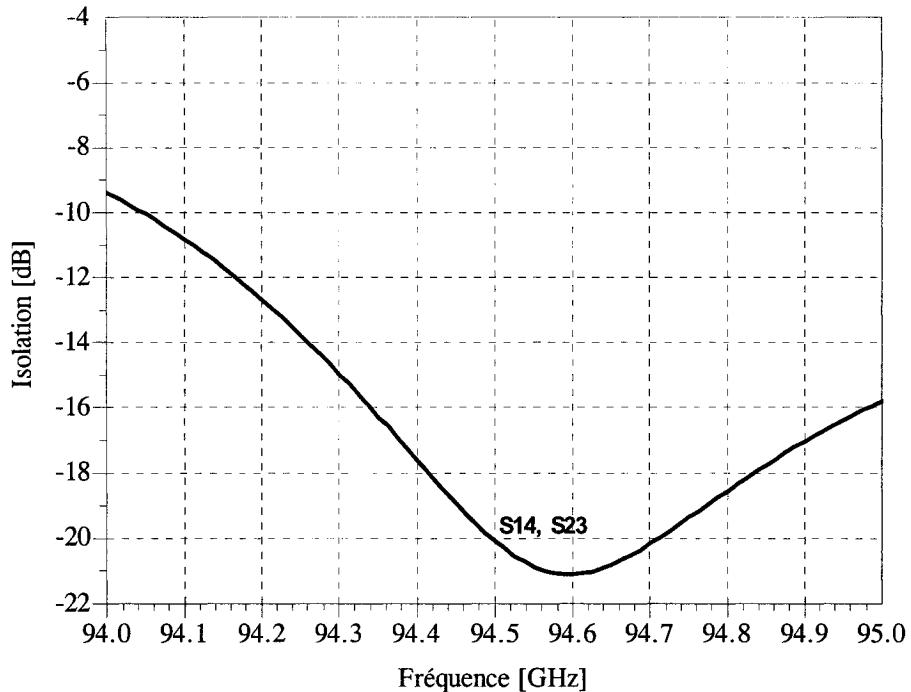


Figure 3.10. Les valeurs des isolations mesurées du coupleur, par rapport à la fréquence

Ce résultat de mesure est très proche de celui obtenu à la suite des simulations, la seule différence étant le déplacement de 0,65 % en fréquence par rapport à la fréquence d'opération de 94 GHz considérée. Ce déplacement est dû aux erreurs inhérentes introduites par le processus de fabrication.

À la figure 3.11 sont présentées les variations des magnitudes des coefficients de transmission entre la porte d'entrée 1 et les portes de sortie 2 et 3, par rapport à la fréquence.

Nous constatons qu'autour de 94,8 GHz le coupleur est équilibré et la valeur mesurée du couplage est de  $-3,89$  dB, assez proche de la valeur théorique de  $-3$  dB, ce qui signifie que le coupleur a des pertes d'insertion de moins de  $0,9$  dB.

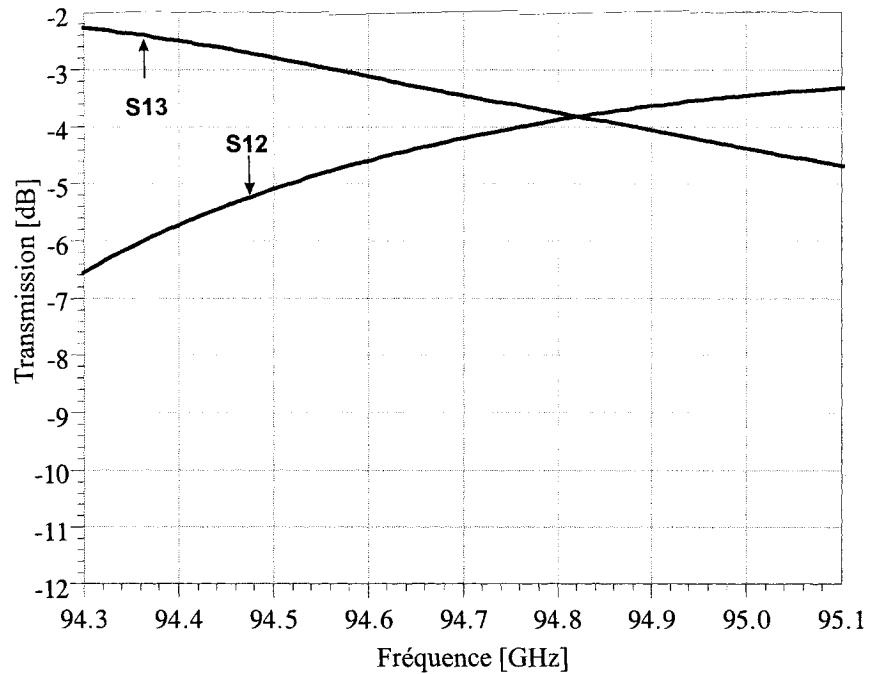


Figure 3.11. Les paramètres de transmission mesurés entre les ports d'entrée et les ports de sortie du coupleur hybride  $90^\circ$

La figure 3.12 présente la réponse fréquentielle de la mesure des phases des signaux de sortie  $S_{12}$  et  $S_{13}$ . Nous remarquons que ces phases ont une variation quasi linéaire dans toute la bande de fréquence considérée. Par la suite, le déphasage entre les deux signaux de sortie est presque constant et égal à  $90^\circ$ .

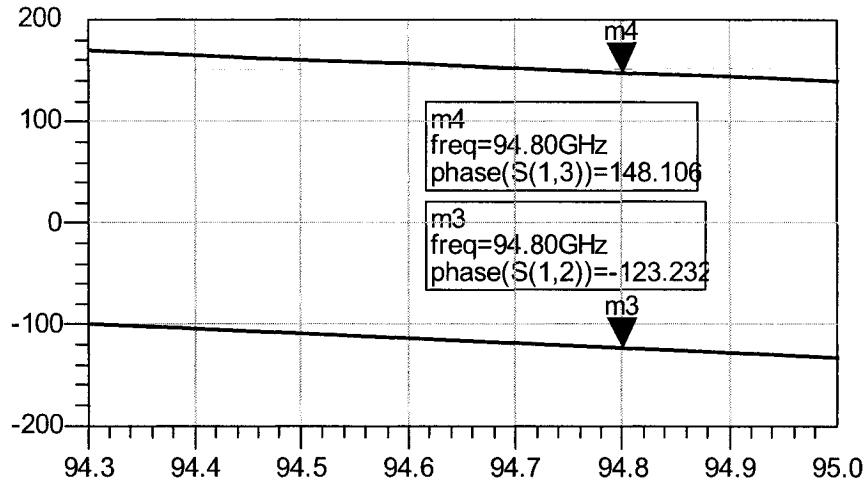


Figure 3.12. Les phases mesurées des signaux de sortie  $S_{12}$  et  $S_{13}$

Suite à ces diagrammes nous pouvons conclure que les résultats de mesure du coupleur sont très semblables aux résultats de simulation. Les valeurs mesurées des adaptations des ports ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$ ) sont inférieures à -18 dB et l'isolation entre les deux ports d'entrée ( $S_{14}$ ), respectivement de sortie ( $S_{23}$ ) est en dessous de -20 dB dans une bande de fréquence de 200 MHz autour de 94,6 GHz. Les paramètres de couplage ont, eux aussi, des valeurs acceptables dans la bande de fréquence considérée.

Même si nous avons remarqué un déplacement en fréquence dû au processus de fabrication, entre 0,6 et 0,8 GHz, nous apprécions que le coupleur présente des bonnes performances en termes de paramètres  $S$ , ce qui a déterminé son utilisation dans la conception du discriminateur six-port.

Dans le but de faire une estimation globale des performances du coupleur, dans le tableau 3.1 nous présentons une analyse comparative des paramètres de dispersion  $S$  simulés et mesurés, à la fréquence centrale de 94 GHz et, respectivement, au point de mesure de 94,8 GHz.

Tableau 3.1. Résultats comparatifs de simulation et de mesure des paramètres  $S$ 

Paramètres [S]	SP à 94 GHz Simulation Mag [dB]	SP à 94,8 GHz Mesures Mag [dB]
$S_{11}$	-21,320	-18,818
$S_{22}$	-21,212	-21,079
$S_{33}$	-21,328	-18,950
$S_{44}$	-21,307	-20,343
$S_{14}=S_{41}$	-20,487	-18,541
$S_{23}=S_{32}$	-20,527	-18,541
$S_{12}=S_{21}$	-3,090	-3,891
$S_{13}=S_{31}$	-3,361	-3,762

La bonne concordance entre les résultats de simulation et ceux de mesure a déterminé le choix de cette structure comme élément de base pour la conception et la fabrication du circuit six-port.

### 3.3. Le circuit six-port en guide d'onde rectangulaire

Ayant comme structure de base le schéma de principe du circuit six-port proposé pour l'application radar, illustré à la figure 2.5 et dont le fondement théorique a été présenté dans le deuxième chapitre de cette thèse, nous avons réalisé l'implémentation de celle-ci en guide d'onde rectangulaire WR-10.

Nous avons réalisé deux modèles de simulation du circuit six-port. Le premier est un modèle théorique, élaboré à l'aide d'éléments idéaux, dans le but de valider les résultats de simulation du coupleur à 94 GHz. Le deuxième est basé sur les résultats de

mesure du celui-ci. Dans les deux cas, la structure du circuit six-port en guide d'onde respecte le diagramme de la figure 2.5.

### 3.3.1. Le modèle théorique

#### 3.3.1.a. *Les simulations des paramètres de dispersion*

Le circuit six-port pour l'application radar, réalisé en guide d'onde rectangulaire standard WR-10, conçu à l'aide du logiciel HFSS et basé sur le design du coupleur hybride 90° est présenté à la figure 3.13.

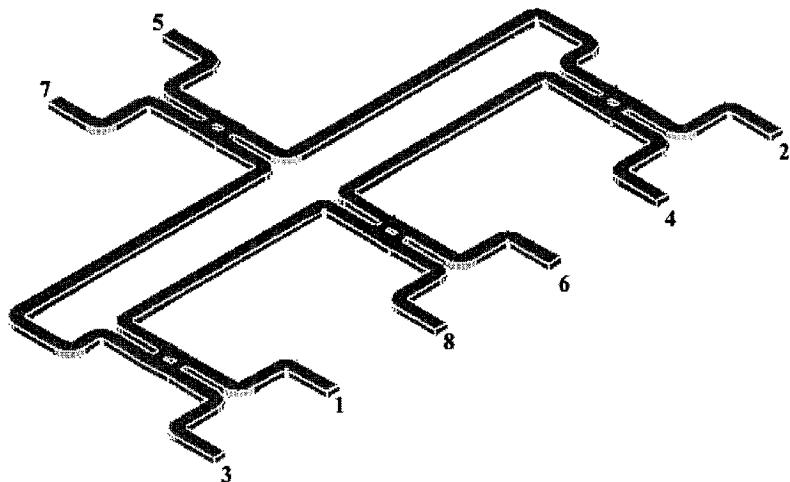


Figure 3.13. La structure HFSS en guide d'onde rectangulaire du circuit six-port

Les ports 5 et 6 représentent les ports d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur local et, respectivement, du signal RF à déterminer. Les ports de 1 à 4 sont les ports de sortie du circuit. Les ports 7 et 8 sont terminés par des charges adaptées à l'impédance caractéristique du guide ( $484 \Omega$ ). Le circuit est conçu pour la fréquence d'opération de 94 GHz. La compensation de la différence de phase entre les signaux de

sortie du coupleur qui joue le rôle de diviseur de puissance est réalisée en insérant une ligne de transmission de longueur  $\lambda/4$ .

Les simulations des paramètres  $S$  du circuit nous permettent d'évaluer ses performances dans le domaine fréquentiel, dans une bande de fréquence de 2 GHz (de 93 GHz à 95 GHz). Les figures de 3.14 à 3.18 illustrent les résultats des simulations effectuées à l'aide du logiciel HFSS.

Les adaptations aux six ports du circuit sont présentées à la figure 3.14.

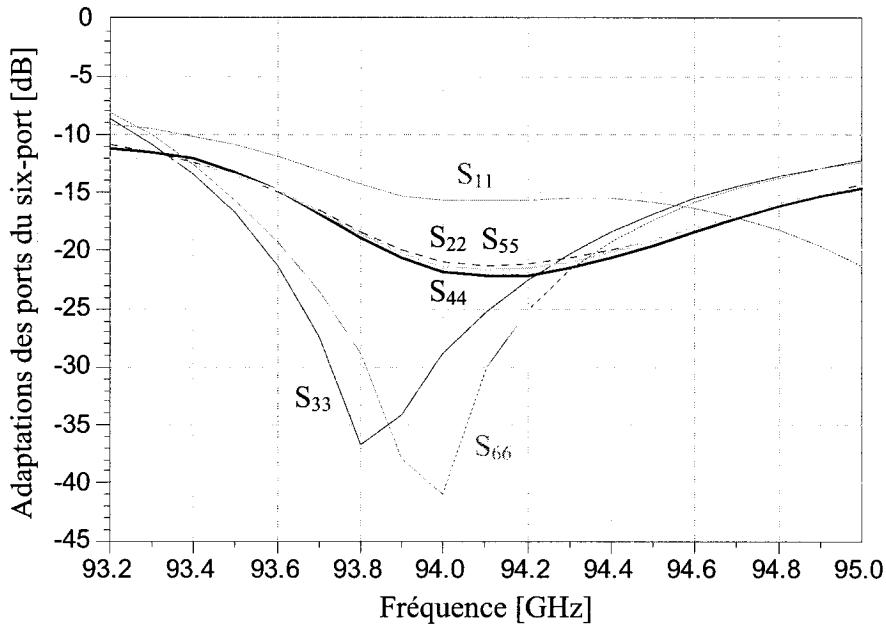


Figure 3.14. Les adaptations des ports d'entrée et de sortie du six-port

Nous remarquons que tous les ports du circuit ont une bonne adaptation à la fréquence d'opération, en dessous de -20 dB (exception pour le port 1), gardant une valeur acceptable de moins de -15 dB dans une bande de fréquence de 700 MHz.

L'un des plus importants paramètres, qui assure une meilleure performance du discriminateur six-port, est représenté par le degré d'isolation entre les deux ports

d'entrée,  $S_{56}$ . À la figure 3.15 est présentée la variation de ce paramètre dans le domaine fréquentiel.

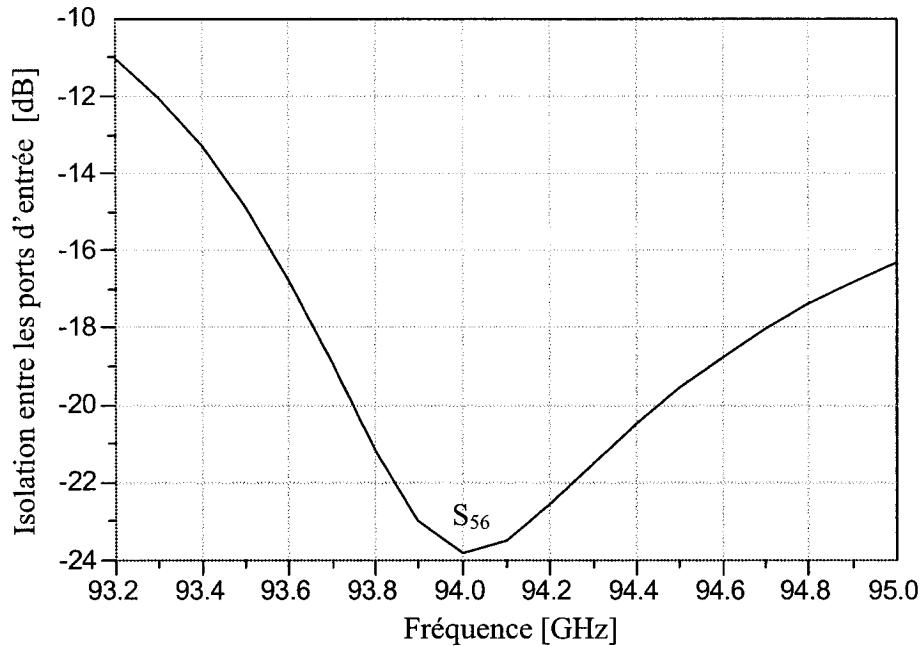


Figure 3.15. L'isolation entre les ports d'entrée du circuit six-port

Ce diagramme met en évidence une bonne isolation entre les deux ports d'entrée du circuit six-port, dans une large bande de fréquence de 800 MHz autour de la fréquence centrale. Dans cet intervalle, sa valeur est inférieure à -20 dB et atteint son minimum de -25,5 dB à la fréquence d'opération. Donc, le signal de référence provenant de l'oscillateur local est très bien isolé par rapport au signal RF.

La figure 3.16 illustre les isolations entre les quatre ports de sortie du six-port,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{34}$ .

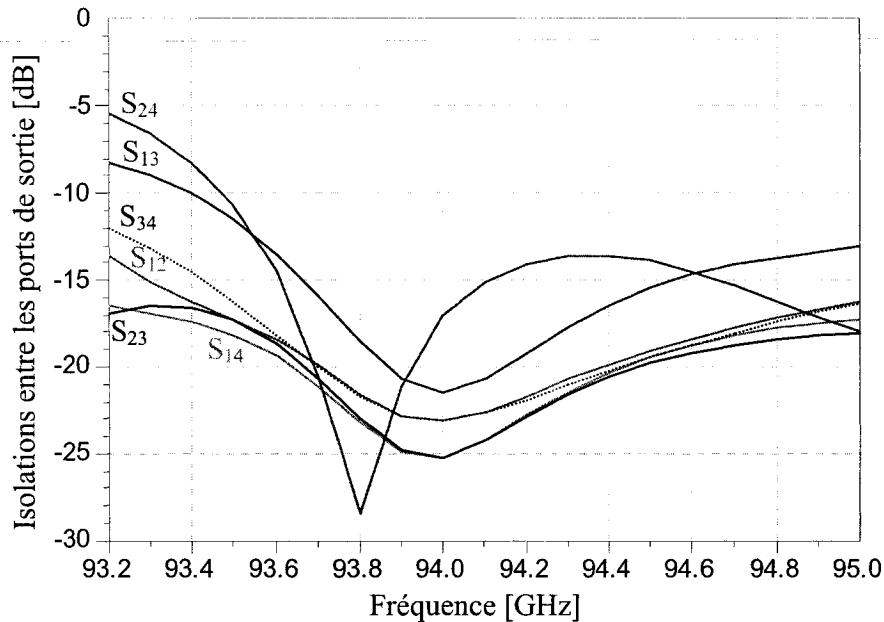


Figure 3.16. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port

Nous remarquons qu'autour de la fréquence centrale de 94 GHz, les valeurs de ces paramètres sont inférieures à -24 dB et restent dans une marge acceptable, inférieure à -20 dB, dans une plage de 400 MHz, entre 93,6 GHz et 94 GHz, exceptant l'isolation entre les port 2 et 4 qui atteint une valeur de -17 dB à la fréquence d'opération.

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 3.17.

Nous constatons qu'à la fréquence centrale, le partage du signal est presque parfait entre les quatre sorties, ayant une valeur de -6,3 dB, très proche de la valeur théorique de 6 dB. Ces paramètres gardent une valeur supérieure à -7 dB dans une bande de fréquence de 200 MHz.

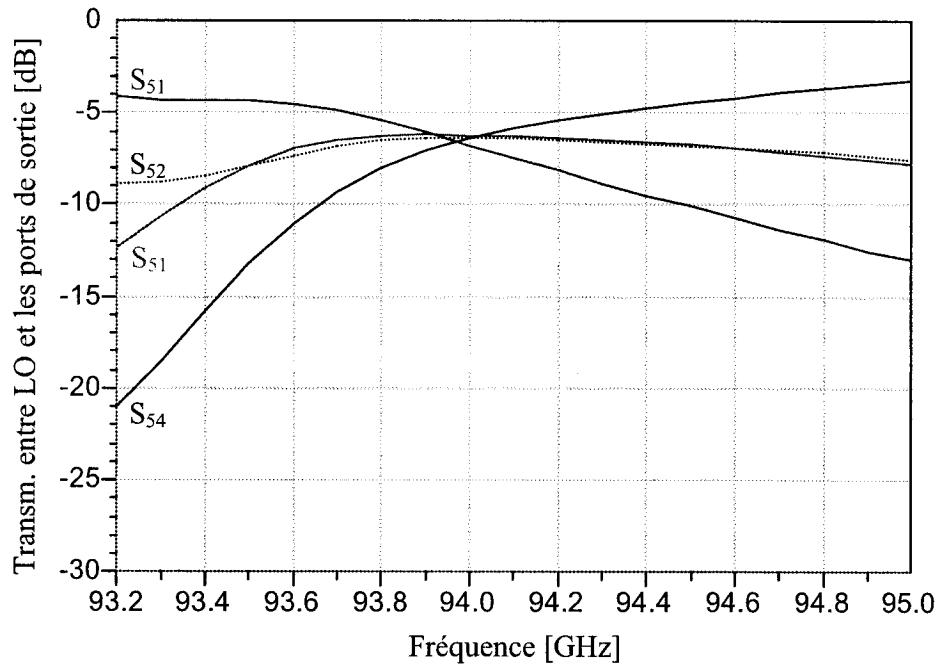


Figure 3.17. Les paramètres de transmission entre le port LO et les ports de sortie

À la figure 3.18 est présentée la réponse en fréquence des paramètres de transmission entre le port du signal RF, 6, et les ports de sortie ( $S_{61}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{64}$ ).

Comme dans le cas précédent, ce résultat montre que le partage du signal d'entrée entre les quatre sorties est assez équilibré à la proximité de la fréquence centrale (à 93,9 GHz), ayant des valeurs entre -6 dB et -6,7 dB. Ces bonnes performances sont conservées dans une bande de fréquence de 100 MHz. Donc, le signal d'entrée RF est très bien partagé entre les ports de sortie, ayant des valeurs assez proches de la valeur théorique de -6 dB.

Nous remarquons que ces bons résultats de simulation ont été obtenus autour de la fréquence centrale de 94 GHz, ce qui confirme la qualité de la conception du circuit et représente un fort argument en faveur de la réussite du prototype expérimentale.

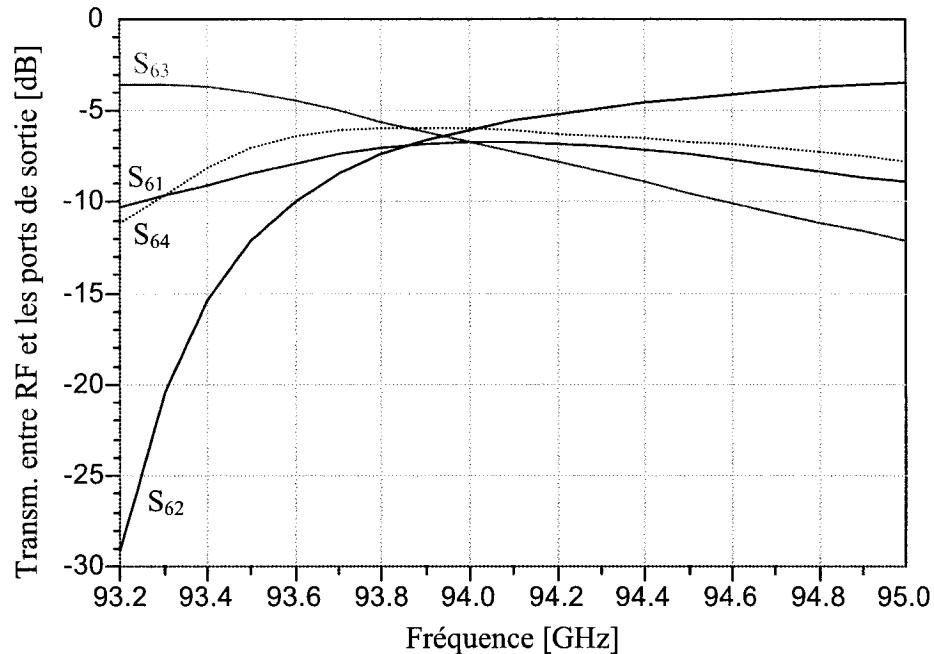


Figure 3.18. Paramètres de transmission port RF - ports de sortie

### 3.3.1.b. *Les simulations d'équilibrage harmonique*

Dans le but de mettre en évidence les qualités de discriminateur de phase du circuit six-port, nous devons étudier les formes d'ondes des signaux de sortie à l'aide des simulations d'équilibrage harmonique (HB) du logiciel ADS. Le modèle ADS de ce circuit est réalisé en important la base de données obtenue à la suite des simulations avec le logiciel HFSS.

Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du circuit six-port est présenté à la figure 3.19. La simulation HB a été faite par rapport au déphasage entre les deux signaux d'entrée, à la fréquence d'opération. Dans ce schéma nous identifions les deux ports d'entrée 5 et 6, correspondant à l'oscillateur local et, respectivement, au signal RF, et les quatre ports des signaux de sortie.

Les puissances des deux signaux d'entrée sont identiques et égales à 0 dBm, tandis que la phase du signal de référence est égale à  $0^\circ$ .

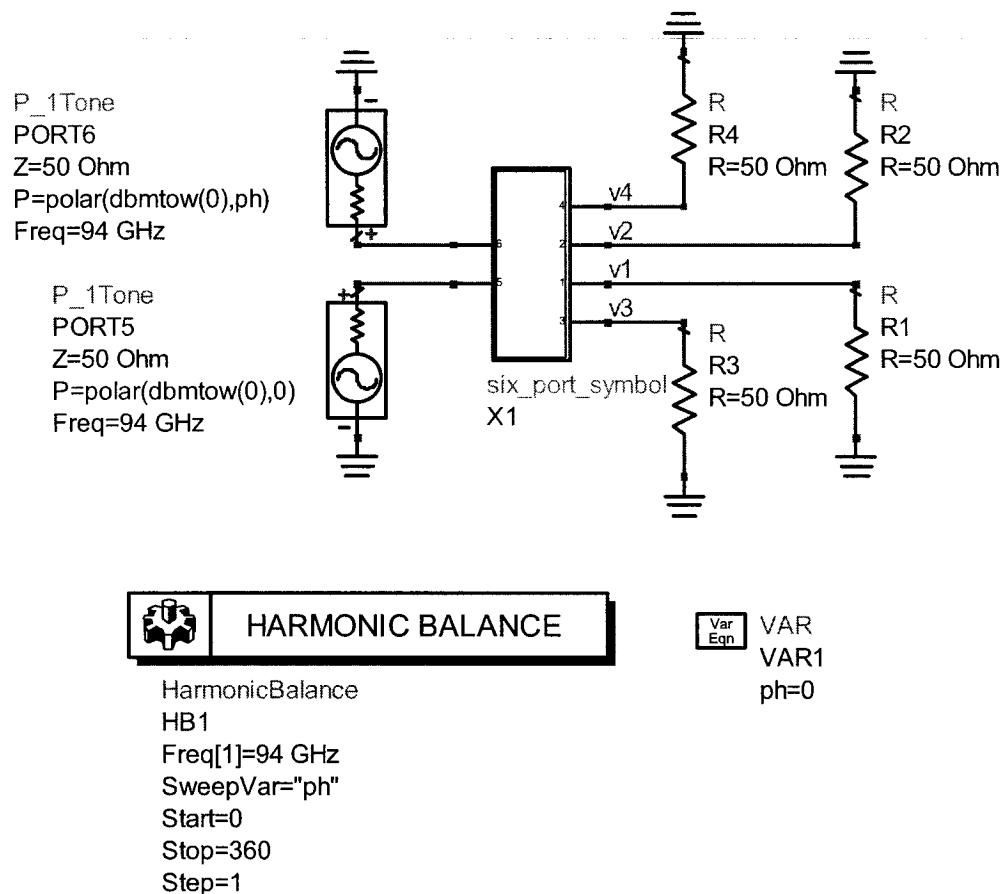


Figure 3.19. Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du circuit six-port

La figure 3.20 illustre les variations des magnitudes des tensions de sortie du circuit six-port, correspondant à une variation de  $360^\circ$  du déphasage entre les deux signaux d'entrée.

Nous remarquons que, pour une variation du déphasage entre les signaux d'entrées de  $0^\circ$  jusqu'à  $360^\circ$ , chaque tension de sortie a une seule valeur minimale, correspondante à un multiple de  $90^\circ$ . À chaque port de sortie, la tension minimale reste bien évidente et facile à détecter par rapport aux autres, dans une plage allant jusqu'à  $40^\circ$

d'un coté et de l'autre de la valeur du déphasage correspondant. Ces propriétés confèrent au circuit six-port la qualité d'agir comme un discriminateur de phase.

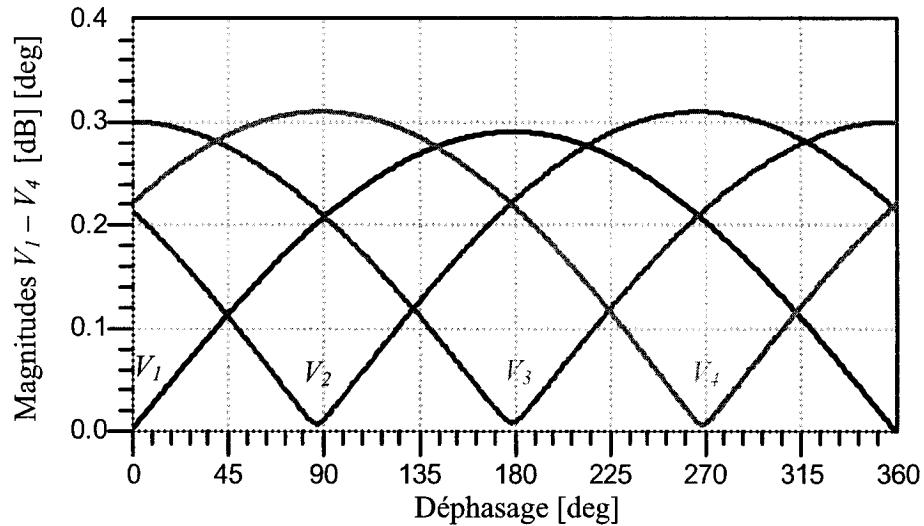


Figure 3.20. Magnitudes des tensions de sortie par rapport à la variation du déphasage entre les deux signaux d'entrée

### 3.3.2. La réalisation expérimentale du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire WR-10

Les bons résultats de simulation ont confirmé la qualité de la conception du circuit six-port et ont justifié sa réalisation expérimentale en s'appuyant sur son modèle HFSS. Le circuit a été fabriqué en guide d'onde rectangulaire WR-10, en adoptant le même schéma de design que celui présenté à la figure 3.13.

La méthode de fabrication est identique à celle utilisée pour le coupleur hybride. Le circuit six-port en guide d'onde a été creusé dans un block de laiton (brass), en utilisant une fraiseuse à commande numérique (CNC). Tous les coins de la structure sont arrondis avec le rayon minimal de la fraiseuse de 0,4 mm et les six ports sont prévus

avec des coudes pour permettre la connexion, par des flanges standardisées, à l'équipement de mesure.

Le dessin du circuit six-port, l'assignation des ports d'entrée et de sortie et ses dimensions extérieures sont présentés à la figure 3.21.

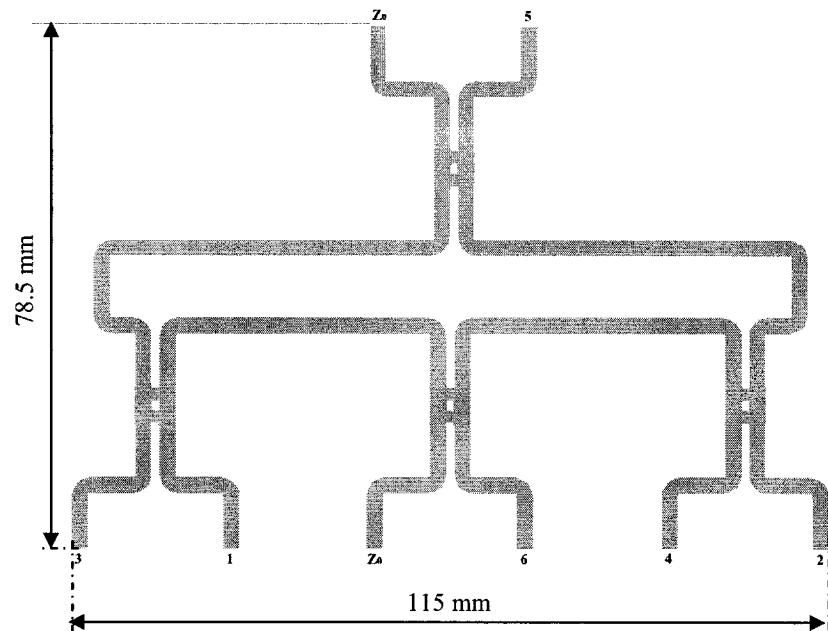


Figure 3.21. Le dessin du circuit six-port

La photographie de la section longitudinale du circuit six-port fabriqué en guide d'onde rectangulaire dans un bloc de laiton est présentée à la figure 3.22. L'image met en évidence les ports des deux signaux d'entrée, LO et RF, munis par un guide d'onde rectangulaire en forme de coude et, respectivement, par une antenne cornet, les quatre ports de sortie et les deux ports terminés par des charges standard WR-10. Plusieurs trous, nécessaires pour un bon ajustement mécanique de l'ensemble, sont pratiqués dans les deux parties du bloc métallique.

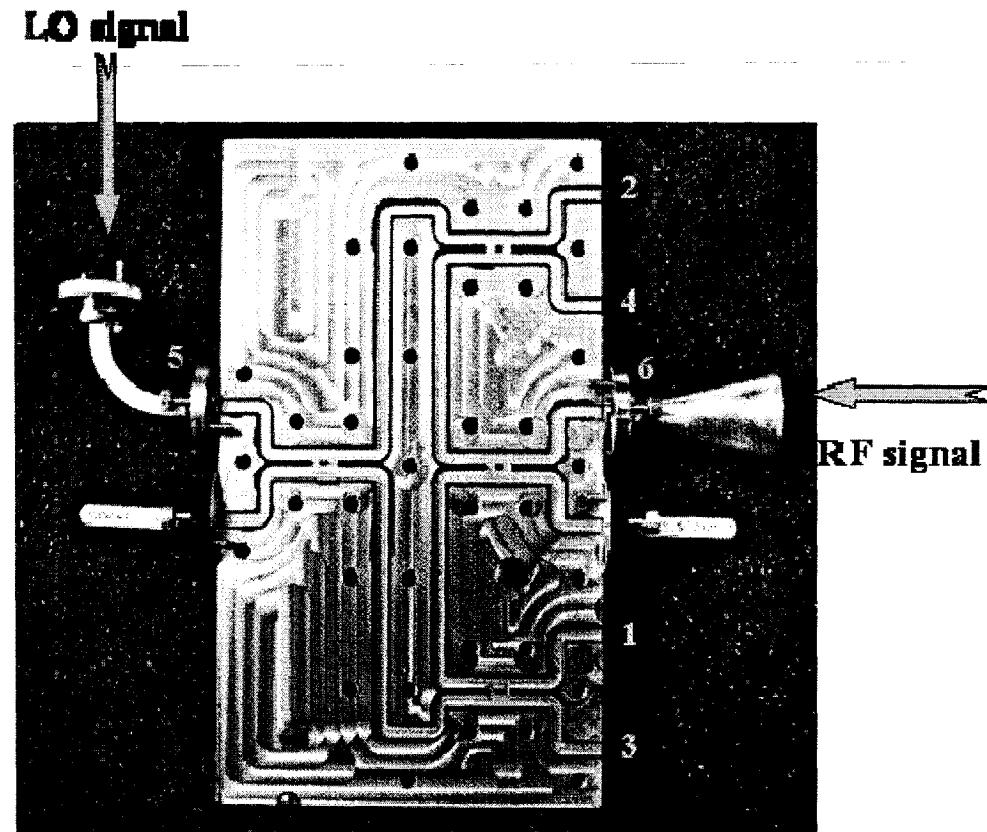


Figure 3.22. Photographie de la section longitudinale du circuit six-port fabriqué dans un bloc de laiton

Un analyseur de réseaux de type Anritsu 37397 C, 60-110 GHz, a été utilisé pour mesurer les paramètres de dispersion  $S$ , afin de caractériser ce circuit dans le domaine des hyperfréquences.

À cause de la configuration du circuit six-port, mais aussi du manque de certaines lignes de transmission RWG typiques, de même que des limitations géométriques imposées par les dimensions des adaptateurs de l'analyseur de réseaux pour les mesures en ondes millimétriques, nous n'avons pas eu la possibilité de faire les mesures de tous les paramètres  $S$  du circuit. Le montage nous a permis de mesurer

seulement les paramètres de transmission  $S_{65}$ ,  $S_{45}$ ,  $S_{15}$ ,  $S_{62}$ ,  $S_{42}$ , les adaptations des ports impliqués et l'isolation entre les ports de sortie 2 et 4. Les mesures ont été faites dans une bande de fréquence de 5 GHz, entre 92 GHz et 97 GHz.

Le banc de mesure du circuit six-port en utilisant l'analyseur de réseaux est présenté à la figure 3.23.

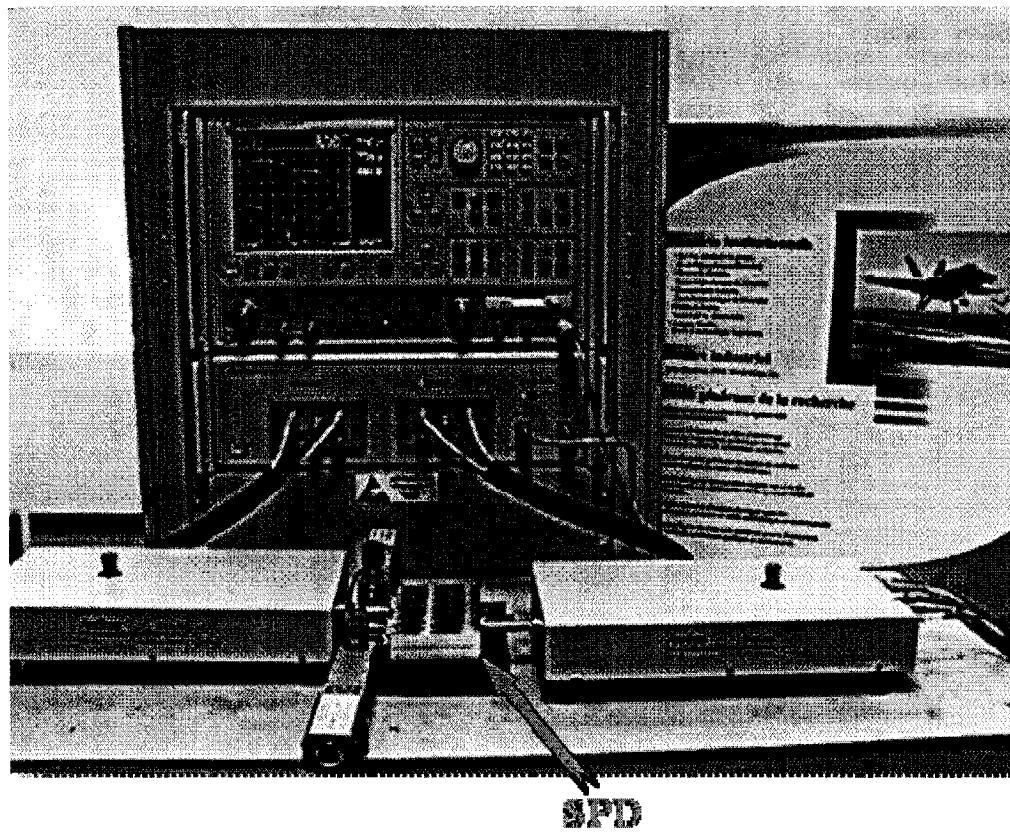


Figure 3.23. Le banc de mesure du circuit six-port

L'accès du circuit à l'équipement de mesure est fait à l'aide des guides d'ondes rectangulaires standard WR-10. Dans cette figure nous pouvons remarquer le gabarit des adaptateurs de l'analyseur de réseaux pour les mesures en ondes millimétriques, qui représente l'un des facteurs qui ont limité les mesures de tous les paramètres S.

La figure 3.24 illustre la photographie du six-port branché à l'analyseur de réseaux, en vue d'effectuer les mesures des paramètres S entre le port de référence (5), et le port de sortie 1.

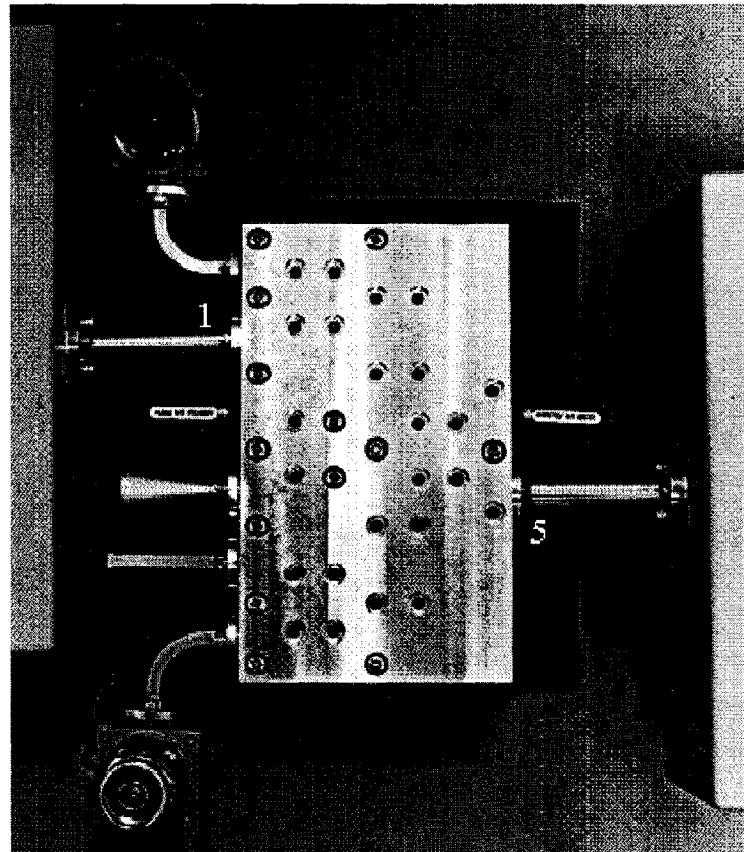


Figure 3.24. Photographie du banc de mesure des paramètres de dispersion entre les ports 1 et 5

#### *Résultats de mesure des paramètres de dispersion*

Dû aux limitations géométriques imposées par les conditions de mesure, nous avons réussi à mesurer les adaptations seulement aux trois des quatre ports de sortie,

respectivement aux ports 1, 2 et 4. À la figure 3.25 sont présentées les variations de ces paramètres dans une bande de fréquence de 3 GHz, entre 93,5 GHz et 96,5 GHz.

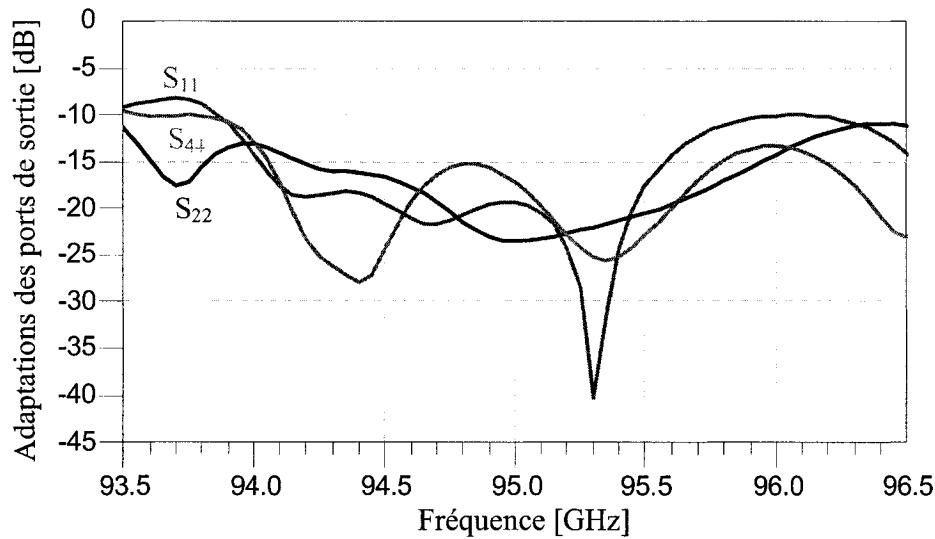


Figure 3.25. Les adaptations mesurées aux ports de sortie 1, 2 et 4 du circuit six-port

Nous remarquons que les adaptations mesurées aux ports de sortie sont inférieures à -15 dB dans une bande de fréquence de 1,3 GHz (entre 94,2 GHz et 95,5 GHz) et restent en dessous de -10 dB dans tout la bande de fréquence considérée.

La figure 3.26 ci-dessous présente les adaptations des ports d'entrée du circuit six-port et l'isolation entre ceux-ci, dans le domaine fréquentiel.

Ces résultats de mesure confirment la bonne isolation entre les ports d'entrée du circuit six-port. À 94,7 GHz l'isolation atteint sa valeur minimale de -27 dB et elle est inférieure à -20 dB dans une bande de fréquence de 1 GHz, entre 94,3 et 95,3 GHz.

Les adaptations mesurées des deux ports d'entrée ont, elles aussi, des valeurs acceptables, restant en dessous de -13 dB dans une bande de fréquence de 2 GHz, de 93,7 GHz à 95,7 GHz.

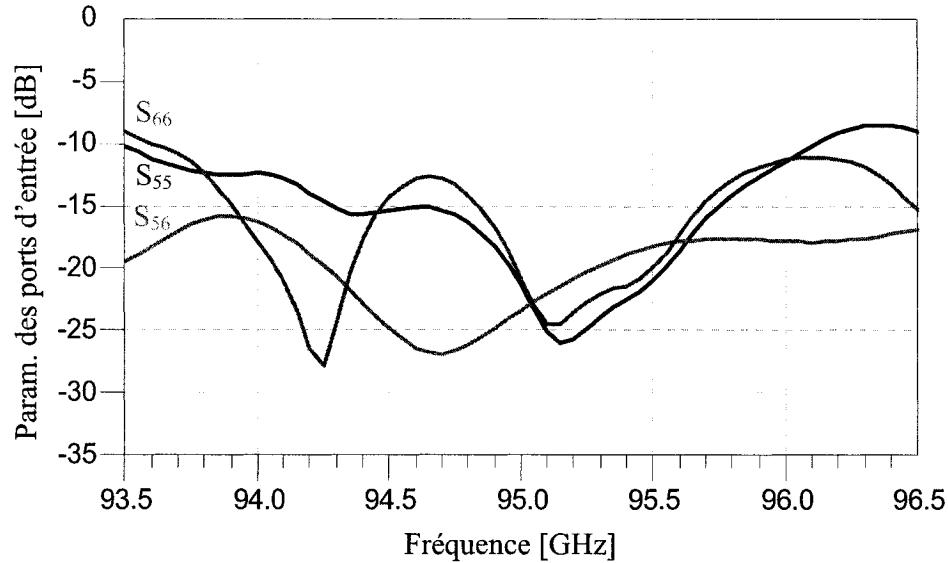


Figure 3.26. Les adaptations et l'isolation des ports d'entrée du circuit six-port, mesurées

À cause des mêmes raisons d'ordre géométrique qu'auparavant, nous avons été dans l'impossibilité de mesurer tous les paramètres de transmission entre les ports d'entrée et les ports de sortie du six-port.

Les paramètres  $S$  de transmission entre le port d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur local et deux des quatre ports de sortie, 1 et 4, sont illustrés à la figure suivante (figure 3.27).

Nous remarquons qu'à la fréquence de 94,7 GHz le partage du signal d'entrée entre les ports de sortie est parfaitement équilibré, ayant une valeur de -7,48 dB. Les paramètres de transmission mesurés vers les deux ports de sortie restent supérieurs à -10 dB dans une bande de fréquence de 800 MHz.

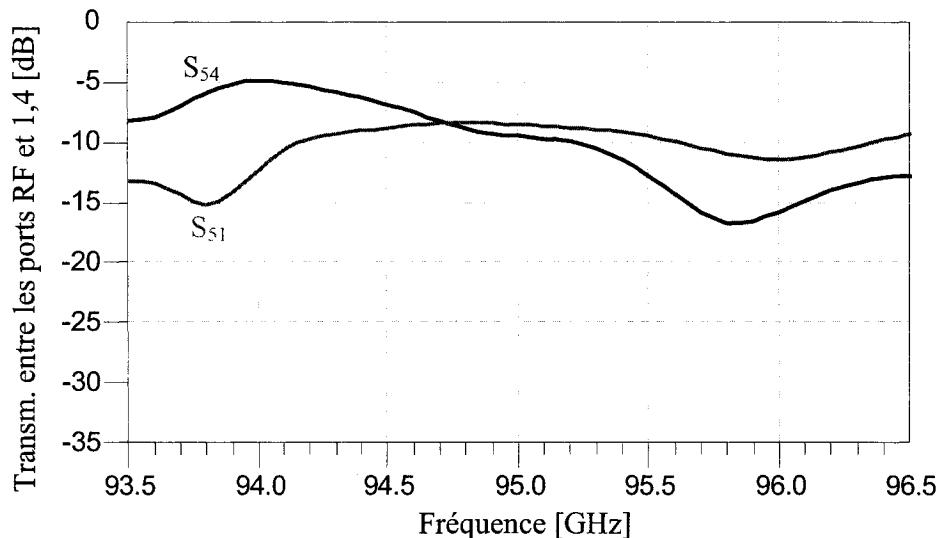


Figure 3.27. Les paramètres de transmission mesurés, entre le port d'entrée LO et les ports de sortie 1 et 4 du circuit six-port

Le diagramme de variation du coefficient de transmission entre le port d'entrée du signal RF, 6, et le port de sortie numéro 2 est illustré à la figure 3.28.

Faute d'autres mesures des coefficients de transmission entre ce port et le reste des sorties, le seul commentaire que nous pouvons faire porte sur la valeur de ce paramètre, qui reste autour de -7,5 dB dans une bande de fréquence de 500 MHz, entre 94,5 GHz et 95 GHz.

À la suite de ces résultats, nous pouvons conclure que tous les coefficients de transmission mesurés ont des valeurs comparables (-7,5 dB) autour de la même fréquence de 94,7 GHz, ce qui représente une valeur acceptable comparativement à la valeur idéale de -6 dB. Donc, les pertes d'insertion par rapport à cette valeur seront autour de 1,5 dB.

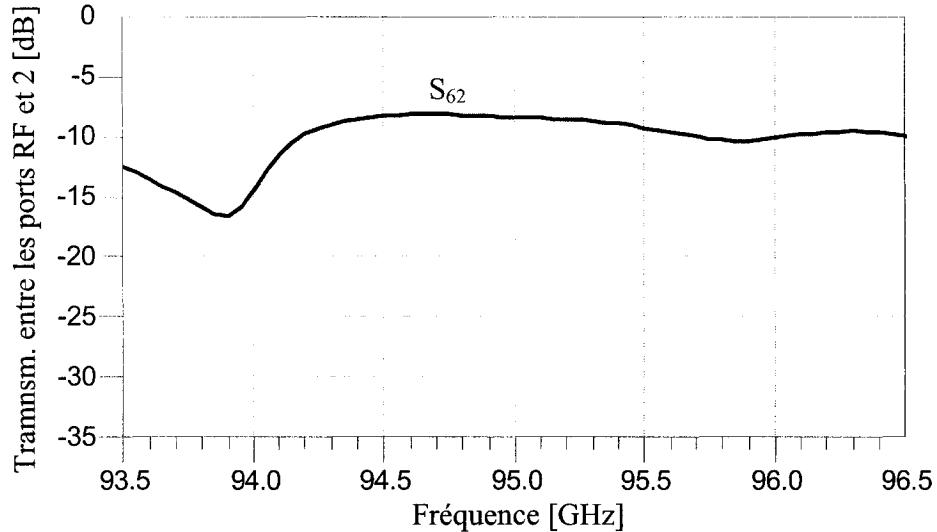


Figure 3.28. Le coefficient de transmission mesuré entre le port d'entrée du signal RF, 6, et le port de sortie numéro 2 du circuit six-port

La figure 3.29 présente la variation de l'isolation mesurée entre les ports de sortie 4 et 2 dans le domaine fréquentiel. Nous remarquons qu'autour de la fréquence de 94,7 GHz, l'isolation entre les deux ports de sortie, 4 et 2, atteint sa valeur minimale de -25 dB, gardant une valeur inférieure à -15 dB dans une bande de fréquence de 800 MHz, entre 94,2 GHz et 95 GHz.

En analysant tous ces résultats de mesure, nous pouvons conclure que les mesures des paramètres  $S$  du circuit six-port réalisé dans la technologie du guide d'onde rectangulaire à la fréquence de 94 GHz sont en concordance avec les résultats de simulation.

Quand même, nous remarquons un déplacement en fréquence vers le haut, autour de 700 MHz. Ce phénomène est dû aux imperfections inhérentes du processus de fabrication. Suite à ces résultats, pour valoriser au maximum les qualités du circuit six-

port comme discriminateur de phase/fréquence, pendant les mesures du système radar, la fréquence d'opération a été choisie à 94,7 GHz.

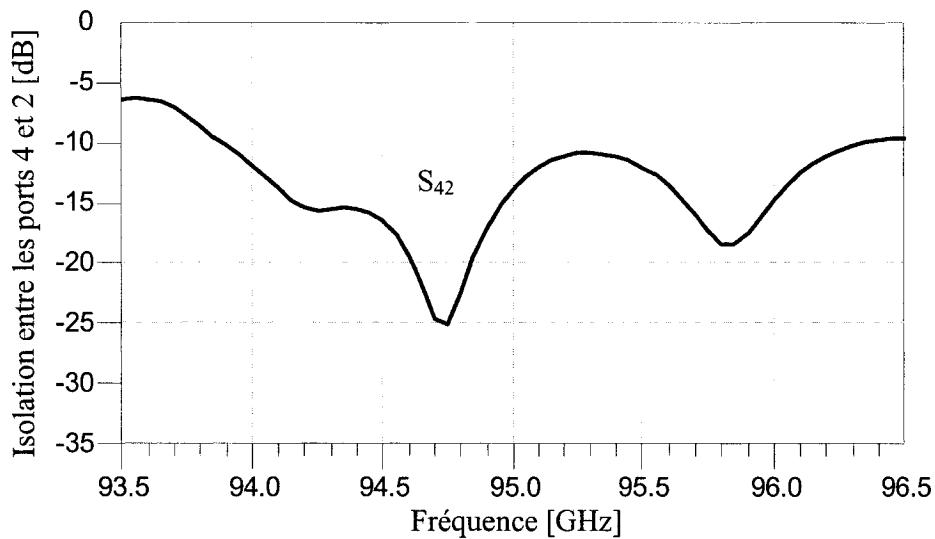


Figure 3.29. L'isolation mesurée entre les ports de sortie 4 et 2 du circuit six-port

### 3.3.3. Le modèle du circuit six-port, basé sur les résultats de mesure des coupleurs hybrides

#### 3.3.3.a. *Les simulations des paramètres de dispersion S*

Les limitations géométriques imposées par le banc de mesure du circuit six-port ne nous ont pas permis d'obtenir une caractérisation complète du circuit du point de vue des paramètres de dispersion. Donc, pour poursuivre les travaux et développer les simulations du système radar, nous avons dû élaborer un autre modèle du circuit six-port, basé sur les résultats expérimentaux de mesure du coupleur hybride 90°. Ce modèle nous a permis d'obtenir une meilleure approche par rapport aux résultats de mesure

expérimentaux du système que dans le cas de l'utilisation du modèle théorique du circuit, présenté au paragraphe 3.3.1.

Ce modèle a comme élément de base le coupleur hybride fabriqué et testé à la fréquence de 94 GHz. Les résultats de mesure du coupleur, présentés au paragraphe 3.2 de ce chapitre, ont été utilisés afin de construire une base de données assignée à chacun des quatre coupleurs constituant le circuit six-port.

Le modèle a été implémenté à l'aide du simulateur ADS. La configuration de ce modèle est basée sur l'architecture du circuit six-port proposée pour l'application radar et présentée au deuxième chapitre de cette thèse. Les figures de 3.30 à 3.35 illustrent les résultats de simulation des paramètres S de ce nouveau modèle du circuit. Les résultats de simulation sont présentés dans une bande de fréquence de 1 GHz, entre 94 GHz et 95 GHz, en concordance avec les résultats de mesure du coupleur hybride.

Les variations des adaptations aux quatre ports de sortie du circuit six-port par rapport à la fréquence sont illustrées à la figure 3.30.

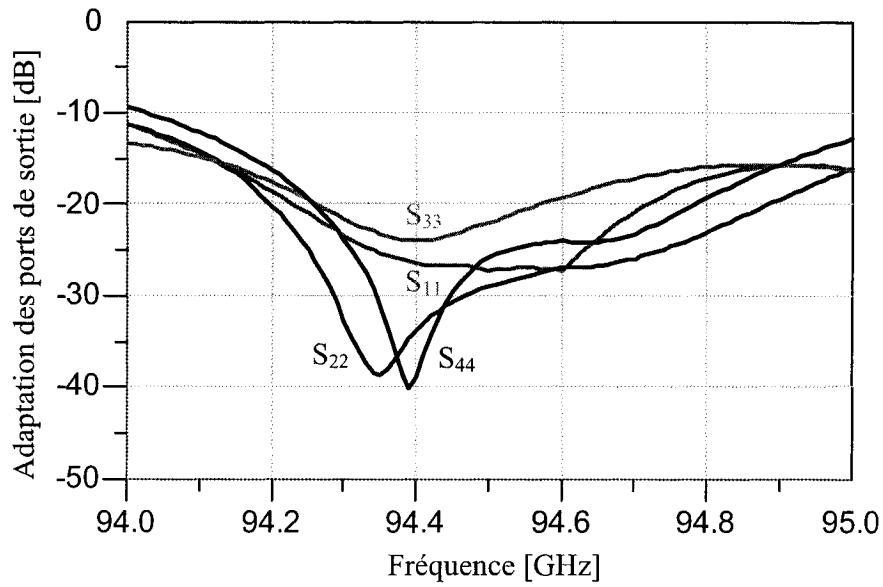


Figure 3.30. Les adaptations des ports de sortie du circuit six-port

Nous remarquons que les adaptations des ports de sortie ont une valeur excellente de moins de -20 dB dans une bande de 300 MHz et qu'elles restent sous la valeur de -15 dB jusqu'à 94,9 GHz, dans une bande de 700 MHz. Ces résultats concordent parfaitement avec les résultats obtenus à la suite des mesures du prototype du circuit six-port.

La figure 3.31 illustre le comportement fréquentiel des paramètres qui caractérisent les ports d'entrée du circuit, 5 et 6.

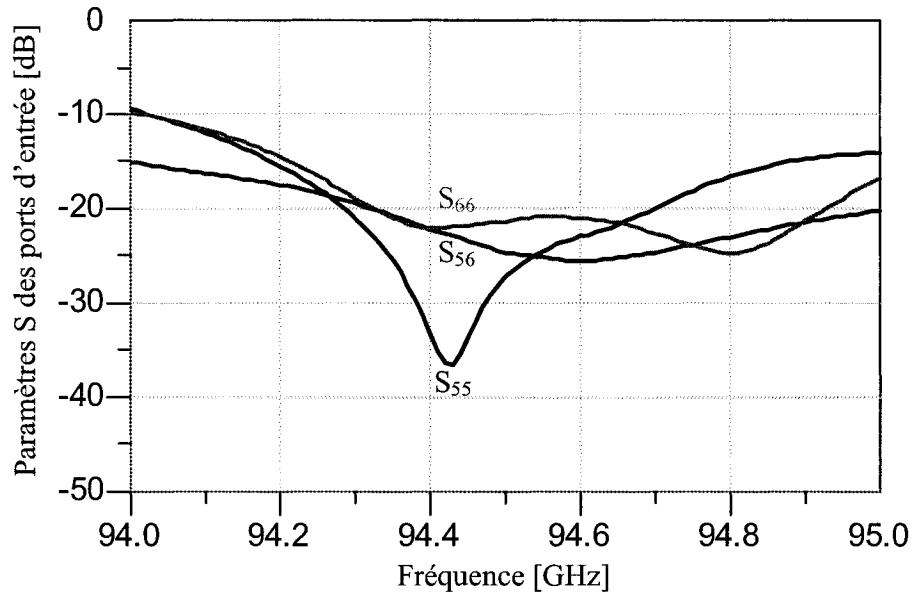


Figure 3.31. Les adaptations et l'isolation entre les ports d'entrée du circuit six-port

Nous constatons que les ports d'entrée du circuit six-port, LO et RF, sont très bien adaptés. Leurs adaptations ont une excellente valeur, inférieure à -20 dB, dans une bande de fréquence de 400 MHz, de 94,3 GHz à 94,7 GHz.

L'isolation entre les deux ports est très bonne, elle aussi, ayant une valeur en dessous de -20 dB dans une plage de fréquence de 700 MHz, de 94,3 GHz à 95 GHz.

Elle atteint sa valeur minimale de -25 dB à 94,6 GHz. Ce résultat est identique à celui de mesure du même paramètre du circuit six-port.

Les isolations entre les ports de sortie ( $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{24}$ ,  $S_{34}$ ) du circuit six-port, simulées en s'appuyant sur les résultats de mesure du coupleur hybride en quadrature réalisé en guide d'onde à 94 GHz, sont illustrées à la figure 3.32.

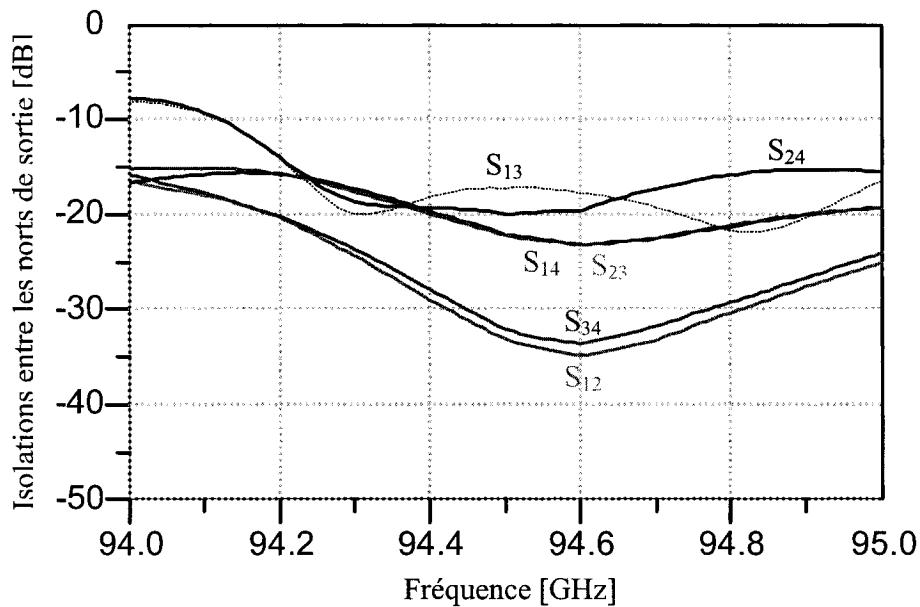


Figure 3.32. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port

Nous remarquons que tous les ports de sortie du circuit six-port sont bien isolés entre eux, les valeurs des isolations étant en dessous de -15 dB dans une bande de fréquence de 800 MHz. Presque tous ces paramètres atteignent un minimum qui se situe en dessous de -20 dB, autour de 94,6 GHz.

Les variations des coefficients de transmission entre les ports de référence, LO, et du signal RF, et les quatre ports de sortie du circuit six-port, sont illustrées aux figures 3.33 et 3.34.

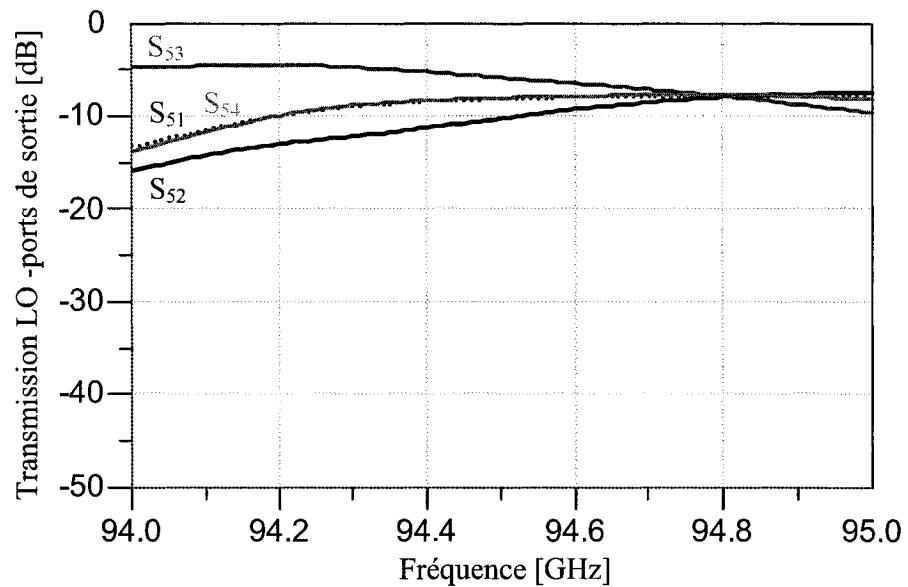


Figure 3.33. Les transmissions entre le port LO et les ports de sortie

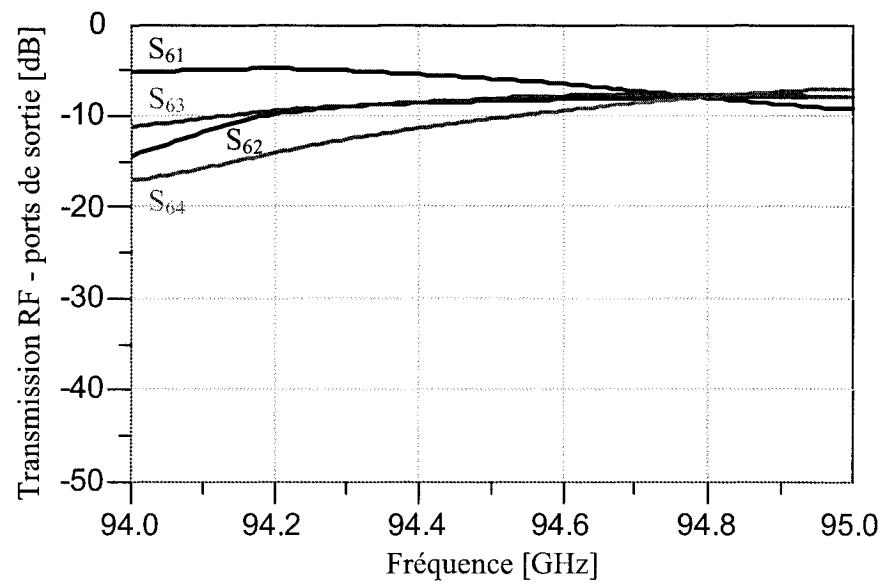


Figure 3.34. Les transmissions entre le port RF et les ports de sortie

Nous pouvons constater que le partage des signaux d'entrée entre les quatre sorties du circuit est parfaitement équilibré autour de 94,8 GHz, en ayant une valeur de -7,5 dB, en parfaite concordance avec les mesures des mêmes paramètres du circuit six-port. Les coefficients de transmission gardent des valeurs acceptables dans une bande de 200 MHz autour de cette fréquence.

### 3.3.3.b. *Les simulations d'équilibrage harmonique*

Dans le but d'évaluer le potentiel du circuit six-port d'agir comme discriminateur de phase/fréquence, à l'aide des simulations d'équilibrage harmonique nous avons analysé les formes d'onde des tensions de sortie par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée.

Les diagrammes de variation des magnitudes des tensions de sortie correspondant à une variation de  $360^\circ$  du déphasage entre les deux signaux d'entrée, sont présentés à la figure 3.35.

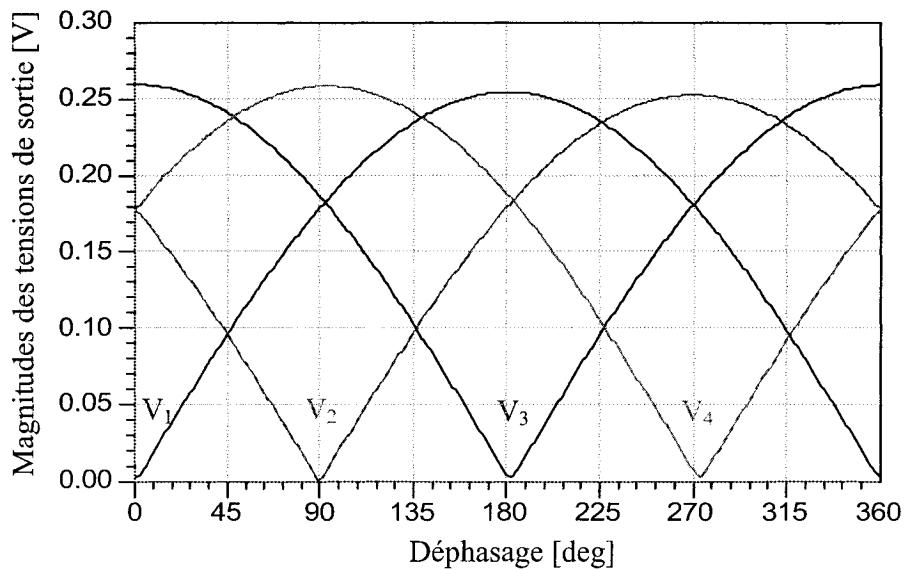


Figure 3.35. La variation des magnitudes des tensions de sortie par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée du six-port

Dû au déplacement en fréquence des meilleures performances de ce modèle du six-port, les simulations d'équilibrage harmonique ont été faites à la fréquence de 94,6 GHz. Le niveau de puissance des signaux d'entrée a été choisi à 0 dBm.

Nous constatons que, pour une période complète de variation du déphasage, chaque tension de sortie présente une seule valeur minimale, correspondant à un déphasage égal à un multiple de 90°. Nous remarquons que les imperfections de fabrication du coupleur hybride n'affectent pas les capacités du circuit six-port d'agir comme un bon discriminateur de phase/fréquence.

Par la suite, nous pouvons conclure que le modèle du circuit six port basé sur les résultats de mesure du coupleur hybride reflète très bien la réalité et qu'il est très approprié à être utilisé dans les simulations du système radar autour de la fréquence d'opération de 94 GHz.

Malgré ces bons résultats, les dimensions de ce circuit sont assez grandes, ce qui ne permet pas la réalisation d'un senseur radar miniaturisé. Cet inconvénient nous a déterminé à chercher des technologies plus appropriées en vue d'une future intégration du circuit. Ce choix nous a mené vers une nouvelle technologie développée au centre de recherche Poly Grames, qui consiste dans l'intégration des guides d'ondes au même substrat que d'autres composantes planaires. Cette technologie est connue sous le nom de « Substrate Integrated Waveguide » (SIW). Les deux chapitres suivants traitent de la conception et la réalisation du coupleur hybride en quadrature, du circuit six-port et d'autres circuits passifs dans cette nouvelle technologie.

## CHAPITRE IV

### LES COMPOSANTES DE BASE DU CIRCUIT SIX-PORT, RÉALISÉES DANS LA TECHNOLOGIE DU GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (SIW)

#### 4.1. La technologie du guide d'onde intégré au substrat

Le développement sans précédent des systèmes de communications et d'autres applications dans le domaine des fréquences millimétriques demande une grande qualité et densité d'intégration des circuits. Deux des plus importants critères qui assurent la viabilité de ces produits sur le marché sont le coût et les dimensions réduites, dans des conditions de performances élevées.

Les circuits réalisés dans la technologie du guide d'onde rectangulaire conventionnel sont très volumineux et souvent assez coûteux. De plus, les transitions entre les circuits planaires et non planaires demandent une précision de fabrication élevée, ce qui est très difficile à réaliser dans la production de masse et qui augmente considérablement le coût et les dimensions des circuits intégrés.

Récemment, un nouveau concept d'intégration des guides d'ondes rectangulaires, capable de fournir une réponse à ces demandes, a été proposé par deux équipes de chercheurs, dont un groupe taiwanais [49] et le groupe du centre de recherche Poly-Grames, dirigé par le professeur Ke Wu [10, 25, 50, 52]. Ce dernier groupe a proposé aussi plusieurs circuits réalisés dans la même technologie [11], [22]. Le nom consacré de cette technologie est « Substrate Integrated Waveguide » (SIW) et il a été proposé par l'équipe du centre de recherche Poly-Grames (en effet, cette structure a été déjà proposée il y a environ 10 ans, mais son développement est plus récent).

Cette technologie appartenant à la famille des circuits intégrés présente un nouveau schéma de design basé sur le concept qu'un guide d'onde rectangulaire

standard peut être synthétisé en utilisant deux rangés de trous métallisés. Ces trous sont réalisés dans le même substrat avec d'autres circuits planaires.

Ce guide rectangulaire rempli de diélectrique présente des similarités avec le guide standard, même s'il n'a pas un rapport conventionnel entre sa largeur et sa hauteur. Dans le cas du guide d'onde rectangulaire WR-10 standard, ce rapport est de 2 :1 ( $a = 2,54$  mm et  $b = 1,27$  mm).

L'intégration du guide d'onde rectangulaire au substrat permet un degré élevé d'intégration des circuits en ondes millimétriques, à un prix réduit comparativement à la technologie en guide d'onde standard. Les dimensions globales de ces circuits peuvent être réduites d'une manière significative à cause des effets inhérents du diélectrique. Cette technologie permettra l'intégration facile de la tête réceptrice du radar composée par l'amplificateur à faible bruit, le discriminateur six-port et les détecteurs de puissance avec l'antenne réceptrice. Cette intégration assurera une miniaturisation significative du senseur radar et un coût de fabrication réduit.

Dans ce projet, un nouveau coupleur hybride 90° et un nouveau circuit six-port à 94 GHz ont été conçus et fabriqués dans un substrat d'alumina, ayant une permittivité relative  $\epsilon_r = 9,8$  et une épaisseur de 254  $\mu\text{m}$  [39]. Dans le but de permettre la connexion de ces circuits aux instruments de mesure et à d'autres circuits réalisés en guide d'onde rectangulaire standard, une nouvelle transition entre les circuits en guide d'onde intégré et le guide rectangulaire standard a été aussi proposée à la même fréquence [39].

La conception de ces circuits a été faite à l'aide du logiciel « High Frequency Structure Simulator » (HFSS), version 9.1, créé par la compagnie Ansoft Corporation et dédié au design et à la simulation des structures tridimensionnelles.

Les circuits ont été fabriqués au centre de recherche Poly-Grames, en utilisant une machine à laser pour la partie réalisée dans la technologie en guide d'onde intégré au substrat et une machine à commande numérique pour la partie en guide d'onde rectangulaire remplie d'air, constituant la transition vers le guide standard WR-10. La mesure des paramètres de dispersion des circuits à 94 GHz a été effectuée à l'aide d'un analyseur de réseaux de type Anritsu 37397C. Tous les circuits présentés dans les deux

prochains chapitres font partie du projet radar à 94 GHz, constituant la partie RF de celui-ci.

#### 4.2. La ligne de transmission en guide d'onde, intégré au substrat

Une ligne de transmission typique en guide d'onde intégré au substrat, opérant dans la bande de fréquence Ka, est proposée en [12]. Cette ligne est réalisée à l'aide des trous métallisés, respectant certains critères de design. À la figure 4.1 est illustré le dessin d'une ligne de transmission en guide d'onde intégré à 94 GHz, typique, réalisé à l'aide du logiciel HFSS.

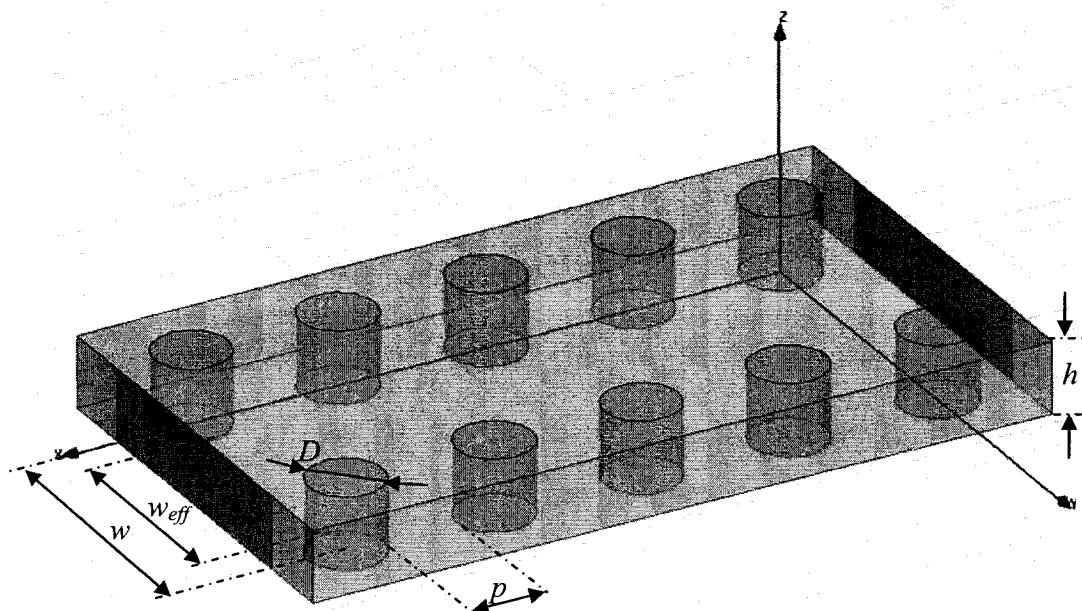


Figure 4.1. La ligne de transmission typique, réalisée en guide d'onde intégré au substrat, à 94 GHz

Le design typique de cette ligne est réalisé en utilisant deux rangés de trous métallisés, ayant un diamètre de 254  $\mu\text{m}$  et une distance entre ceux-ci de 127  $\mu\text{m}$ . La valeur  $h$  représente l'épaisseur du substrat et elle est égale à 254  $\mu\text{m}$ . La largeur du guide intégré représentée par  $w$  est égale à 965  $\mu\text{m}$ . Les trous, le dessous et le dessus du substrat sont métallisés. Le diamètre des trous et l'espacement entre ceux-ci ont été imposées par le processus de fabrication qui limite la distance entre les trous à 127  $\mu\text{m}$  pour assurer la robustesse mécanique du circuit. En même temps, le diamètre des trous a été limité par l'hauteur du substrat, pour obtenir une métallisation des trous de qualité.

Ces dimensions respectent toutes les contraintes de design recommandées par la référence [12], qui limitent les pertes par radiation dans le guide intégré, qui sont :  $D \leq 0,2 \lambda_g$ ;  $D/p \geq 0,5$  et  $D/w \leq 0,4$ . La longueur d'onde guidée est  $\lambda_g = 1,46 \text{ mm}$ .

Le mode  $\text{TE}_{10}$  équivalent qui se propage dans une structure SIW a presque les mêmes caractéristiques de dispersion que le mode  $\text{TE}_{10}$  fondamental se propageant dans un guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique, ayant une largeur équivalente  $w_{\text{eff}} = w - 2 \cdot D/2 = 711 \mu\text{m}$  [12].

La fréquence de coupure du mode dominant est reliée seulement à la largeur  $w$  du guide, aussi longtemps que sa valeur reste supérieure à l'épaisseur du substrat [11]. Cette fréquence peut être obtenue à partir de la relation (3.1.1), en tenant compte du fait que le milieu de propagation est un diélectrique, ayant une permittivité relative  $\epsilon_r$ . Dans ce cas, la fréquence de coupure peut être obtenue à l'aide de la relation suivante :

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \text{ [Hz]} \quad (4.2.1)$$

Sa valeur est trouvée égale à 67.5 GHz.

Les dimensions de la ligne de transmission en guide d'onde intégré ont été optimisées dans le but de diminuer les pertes de réflexion et d'insertion. Les variations des paramètres de dispersion qui caractérisent ces pertes sont illustrées aux figures 4.2 et 4.3. Les simulations ont été faites dans une bande de fréquence de 8 GHz autour de la fréquence d'opération. En analysant ces résultats, nous remarquons que, malgré une

bonne adaptation aux deux ports, le coefficient de transmission a une variation accentuée dans la bande de fréquence considérée, de plus de 1 dB, même si la valeur autour de la fréquence d'opération est très bonne.

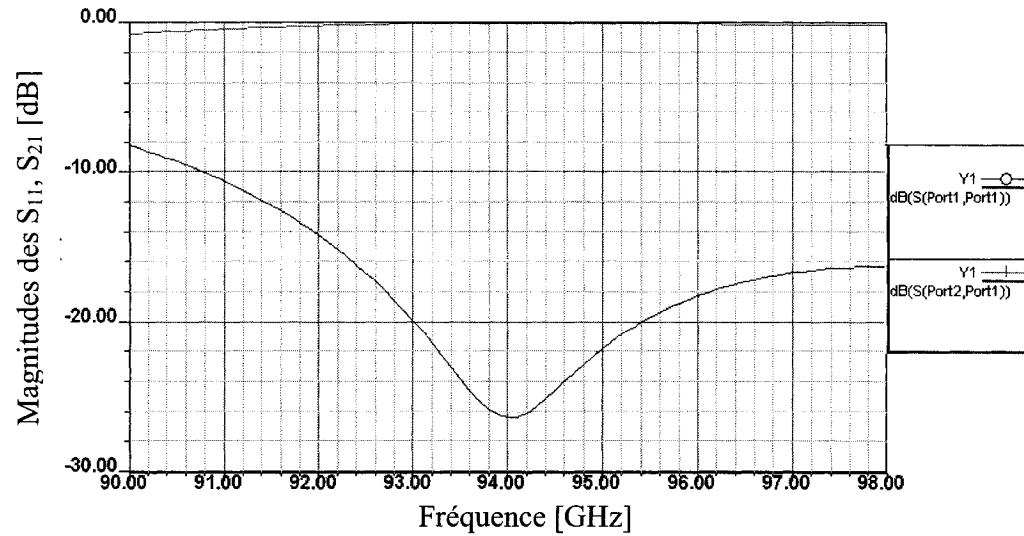


Figure 4.2. La variation des adaptations aux ports et la transmission entre ceux-ci, par rapport à la fréquence d'une ligne de transmission SIW typique, à 94 GHz

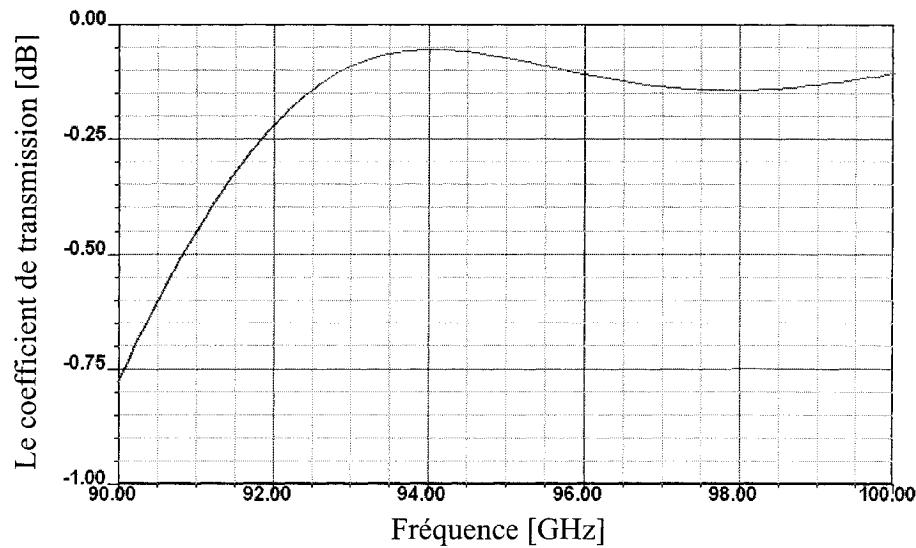


Figure 4.3. La transmission d'une ligne de transmission SIW typique, à 94 GHz

L'amélioration de ces résultats implique la diminution supplémentaire de la distance entre les trous, ce qui n'est pas possible, dû aux limitations du processus de fabrication, qui impose une distance minimale de 127  $\mu\text{m}$  entre ceux-ci. De l'autre part, il est très difficile de réaliser une métallisation de grande qualité et d'obtenir une bonne résolution spatiale des trous aux fréquences millimétriques avec les technologies disponibles actuellement.

Dans le but d'augmenter les performances de ce type de circuits en diminuant les pertes par réflexion et par insertion et d'obtenir une réponse plus stable en fréquence, nous avons développé un nouveau design qui remplace les trous par des fentes métallisées, plus facile à réaliser à ces fréquences [39].

À la figure 4.4 est illustré le dessin de la nouvelle ligne de transmission en guide d'onde intégré au substrat à 94 GHz.

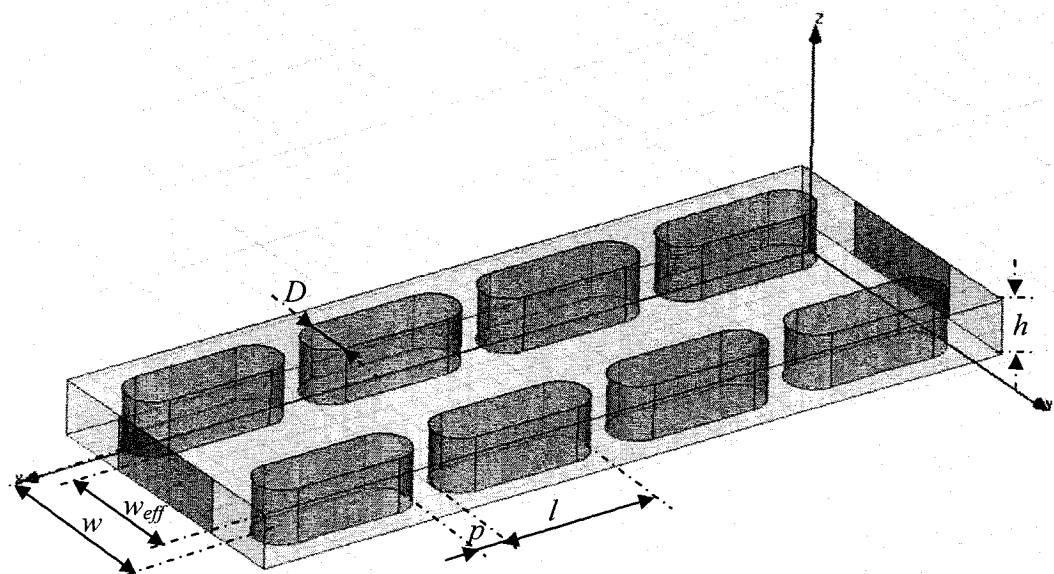


Figure 4.4. La ligne de transmission SIW à 94 GHz, réalisée avec des fentes

Cette ligne est réalisée à l'aide de deux rangés de fentes métallisées, ayant une longueur de  $l = 762 \mu\text{m}$ . Toutes les autres dimensions de la ligne sont restées les mêmes que dans le cas de la ligne SIW typique. La ligne a été conçue et fabriquée dans un substrat d'alumina, ayant une épaisseur de  $254 \mu\text{m}$  et une permittivité relative  $\epsilon_r = 9,8$ .

Dans le but d'optimiser les performances du circuit par rapport aux pertes de réflexion et d'insertion, nous avons fait une analyse de la réponse en fréquence de ces paramètres pour différentes valeurs de la distance entre les fentes,  $p$ .

Les figures 4.5 et 4.6 reflètent les variations des paramètres de dispersion qui caractérisent ces pertes ( $S_{11} = S_{22}$  pour les pertes de réflexion et  $S_{21} = S_{12}$  pour les pertes d'insertion).

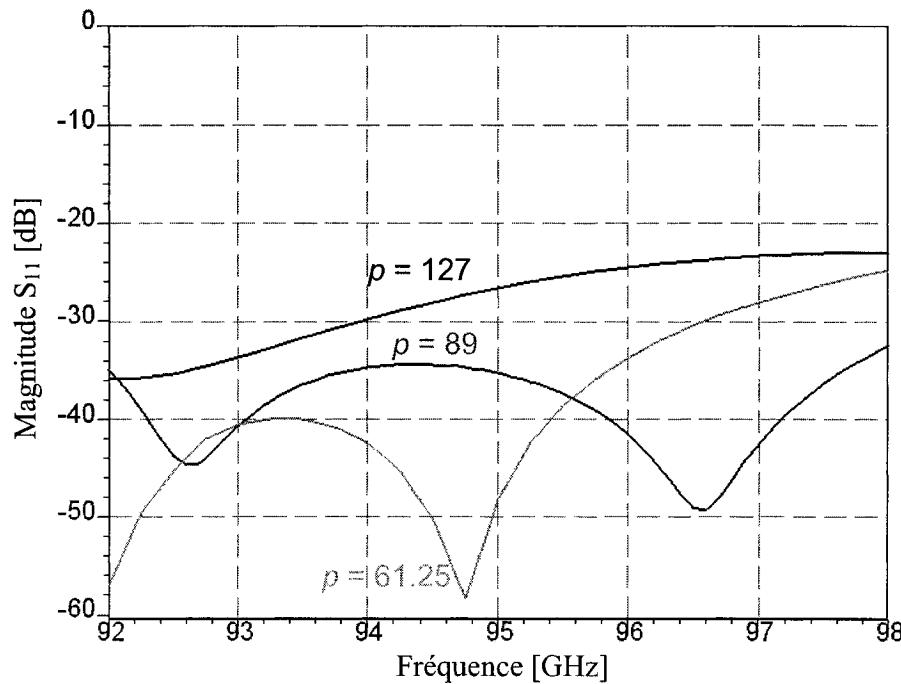


Figure 4.5. La réponse fréquentielle de la magnitude de l'adaptation pour différentes valeurs de  $p$

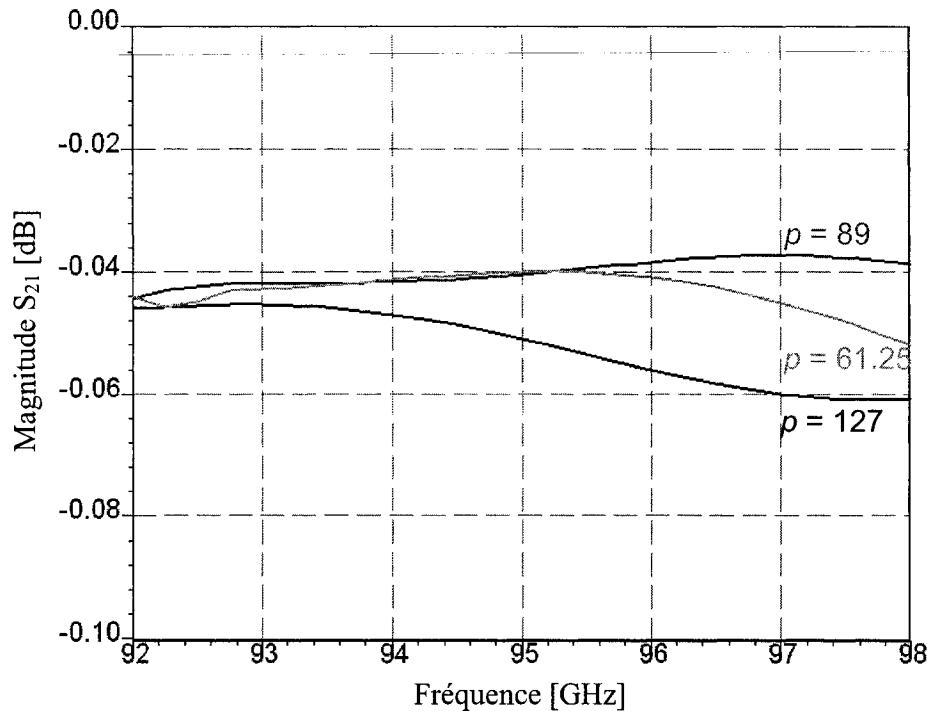


Figure 4.6. La réponse fréquentielle de la magnitude de la transmission pour différentes valeurs de  $p$

Les résultats de simulation de ces paramètres indiquent que les performances du circuit réalisé dans la technologie du guide d'onde intégré au substrat augmentent avec la diminution de la distance entre les fentes. Malheureusement, pour assurer une bonne résistance aux bris mécaniques, cette dimension est limitée par le processus de fabrication à 127  $\mu\text{m}$ . Mais, même en respectant cette contrainte, nous remarquons une bonne adaptation aux ports, de moins de 24 dB, et des pertes de transmission inférieures à 0,06 dB dans toute la bande de fréquence de 6 GHz considérée.

Nous pouvons affirmer de même que ces résultats sont nettement supérieurs à ceux obtenus dans le cas de la ligne de transmission réalisée dans la technologie du guide d'onde intégré avec trous, surtout en ce qui concerne la stabilité du circuit du point de vue de la transmission.

### 4.3. La transition entre les circuits SIW et le guide d'onde rectangulaire standard WR-10

La technologie d'intégration d'un guide d'onde rectangulaire au substrat représente un pas révolutionnaire dans la fabrication des circuits en très hautes fréquences, qui permet aux systèmes de communication d'atteindre deux objectifs importants : un coût de fabrication et des dimensions réduites, en gardant un haut niveau de performance. Malheureusement, dû au fait qu'actuellement une grande partie des circuits disponibles dans la bande W sont réalisés en guide d'onde rectangulaire conventionnel et la connexion aux instruments de mesure, notamment à l'analyseur de réseaux, se fait par des flanges standard WR-10, dans ce projet, un élément important est représenté par la conception d'une transition entre les circuits réalisés dans la technologie du guide d'onde intégré au substrat et le guide d'onde rectangulaire standard WR-10.

Cette transition doit être conçue pour éviter le plus possible d'augmenter de façon significative les pertes dans le système. Durant les dernières années, plusieurs transitions entre les structures planaires, incluant celles en technologie SIW, et les circuits réalisés en guide d'onde rectangulaire standard ont été proposées [12, 13]. Dans la première référence est présentée une transition entre le guide d'onde rectangulaire et les circuits coplanaires, opérant dans la bande Ka. Dans la deuxième de ces références est proposée une transition entre un guide d'onde rectangulaire rempli d'air et un guide rectangulaire rempli de diélectrique. Pour améliorer les paramètres de dispersion, cette transition, opérant en mode  $TE_{01}$ , utilise une transition graduelle dans le plan XY. En accord avec cet article, dans le cas du mode  $TE_{10}$ , la qualité de la transition peut être augmentée d'avantage en utilisant aussi une transition graduelle dans le plan XZ. Mais, jusqu'à date, aucune transition entre un guide d'onde rectangulaire et un circuit en technologie du guide d'onde intégré dans la bande W n'a pas été développée.

La conception de cette transition s'appuie sur la méthode des transformateurs d'impédance qui réalisent l'adaptation de l'impédance de la structure planaire à

l'impédance du guide rectangulaire. La théorie qui est à la base de cette méthode a été développée par G.L. Matthaei [35] et utilise des transformateurs d'impédance en quart de longueur d'onde. Le nombre des sections est choisi en fonction de la largeur de bande désirée et de l'atténuation dans la bande passante. Ce nombre augmente avec l'amélioration des performances de la transition.

En s'appuyant sur cette théorie, deux transitions ont été conçues et fabriquées au centre de recherche Poly-Grames. La première transition a été réalisée à l'aide de six transformateurs d'impédance, quatre intégrés au substrat, dans la partie SIW du circuit, et deux dans la partie du guide d'onde rectangulaire en air. Malgré les bons résultats de simulation obtenus, la complexité du design et la grande précision que celui-ci demande ont impliqué des gros problèmes au cours du processus de fabrication, ce qui a imposé la conception d'une autre transition plus simple à réaliser. Celle-ci est composée seulement de deux inverseurs d'impédance, réalisés en guide d'onde rectangulaire rempli d'air.

#### 4.3.1. La transition à plusieurs transformateurs d'impédance

Dans le but de réaliser une transition large bande, ayant une atténuation acceptable, au début nous avons choisi une structure réalisée à l'aide de six inverseurs d'impédance, quatre intégrés au substrat et deux réalisés en guide d'onde rectangulaire rempli d'air.

Les valeurs des impédances correspondant à une ligne de transmission SIW réalisée en guide rectangulaire intégré dans un substrat en alumina, et celle d'un guide rectangulaire standard WR-10, ont été obtenues à l'aide de l'option Line Calc du logiciel ADS. Elles ont été trouvées égales à  $123 \Omega$  et, respectivement, à  $484 \Omega$ .

Les dimensions des inverseurs d'impédance ont été obtenues à l'aide des tableaux et des formules empiriques fournies par la référence de Matthaei.

Dans la figure 4.9 est illustré le design de cette première transition. La partie intégrée au substrat est composée de quatre transformateurs d'impédance ayant une largeur croissante par rapport à la ligne de transmission SIW présentée dans le

paragraphe 4.2 ( $w_{eff} = 711 \mu\text{m}$ ). Les deux transformateurs réalisés en guide d'onde rectangulaire en air ont des dimensions différentes par rapport au guide d'onde standard WR-10.

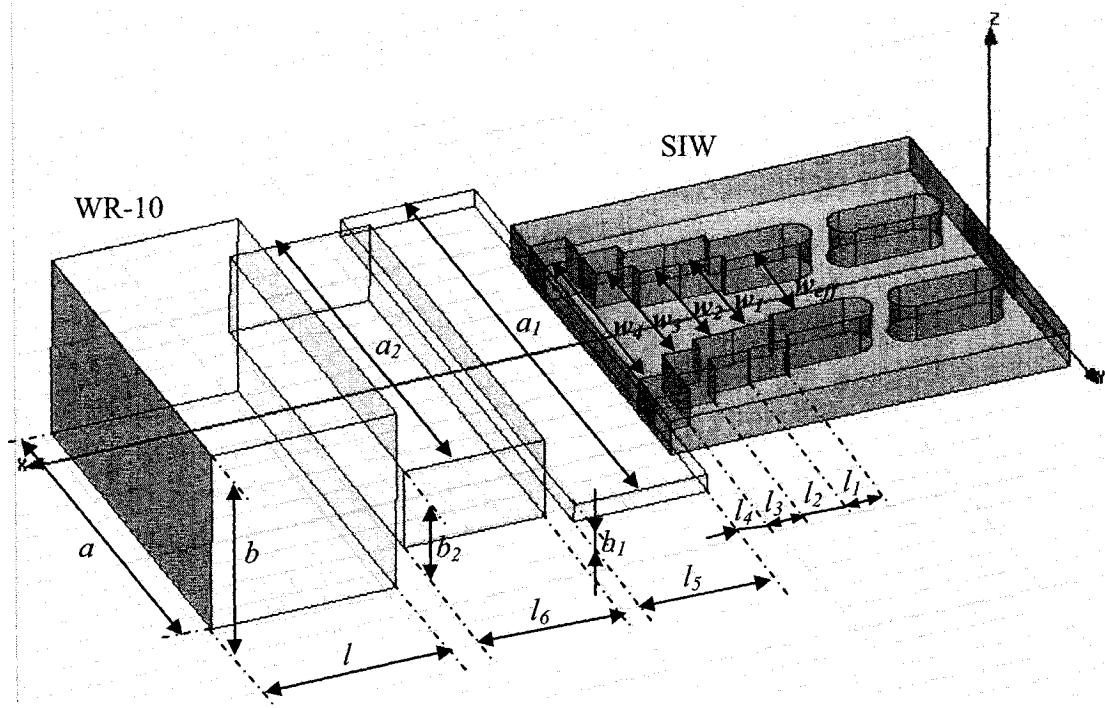


Figure 4.9. La transition SIW / WR-10 réalisée à l'aide de six transformateurs d'impédance

Les dimensions des transformateurs d'impédance intégrés au substrat, obtenues après l'optimisation, sont comme suit :  $w_1 = 838,2 \mu\text{m}$  ;  $w_2 = 939,8 \mu\text{m}$  ;  $w_3 = 1066,8 \mu\text{m}$  ;  $w_4 = 1421 \mu\text{m}$  ;  $l_1 = 279,4 \mu\text{m}$  ;  $l_2 = 279,4 \mu\text{m}$  ;  $l_3 = 254 \mu\text{m}$  ;  $l_4 = 254 \mu\text{m}$ . L'épaisseur du substrat est égale à  $254 \mu\text{m}$ .

Les dimensions des transformateurs réalisés en guide d'onde rectangulaire en air sont :  $a_1 = 3,7084 \text{ mm}$  ;  $a_2 = 2,794 \text{ mm}$  ;  $b_1 = 127 \mu\text{m}$  ;  $b_2 = 558,8 \mu\text{m}$  ;  $l_5 = 914,4 \mu\text{m}$  ;  $l_6 = 965,2 \mu\text{m}$ . Les dimensions du guide d'onde rectangulaire standard WR-10 sont :  $a = 2540 \mu\text{m}$  et  $b = 1270 \mu\text{m}$ . La longueur de ce guide,  $l$ , a été choisie égale à

1270  $\mu$ m.

Les dimensions de cette transition ont été optimisées dans le but de minimiser les pertes de réflexions et d'insertion. Les variations des paramètres de dispersion directement liés à ces pertes, par rapport à la fréquence, sont illustrées aux figures 4.10 et 4.11. Les simulations ont été faites dans une bande de fréquence de 10 GHz, entre 90 GHz et 100 GHz.

Ces résultats de simulation démontrent de très bonnes adaptations aux deux ports de la transition, de plus de 20 dB dans un large bande de fréquence de 4,5 GHz, atteignant une valeur minimale de -36 dB à la fréquence d'opération. Nous remarquons de même une excellente transmission, ayant des pertes d'insertion de moins de 0,18 dB dans toute la bande de simulation.

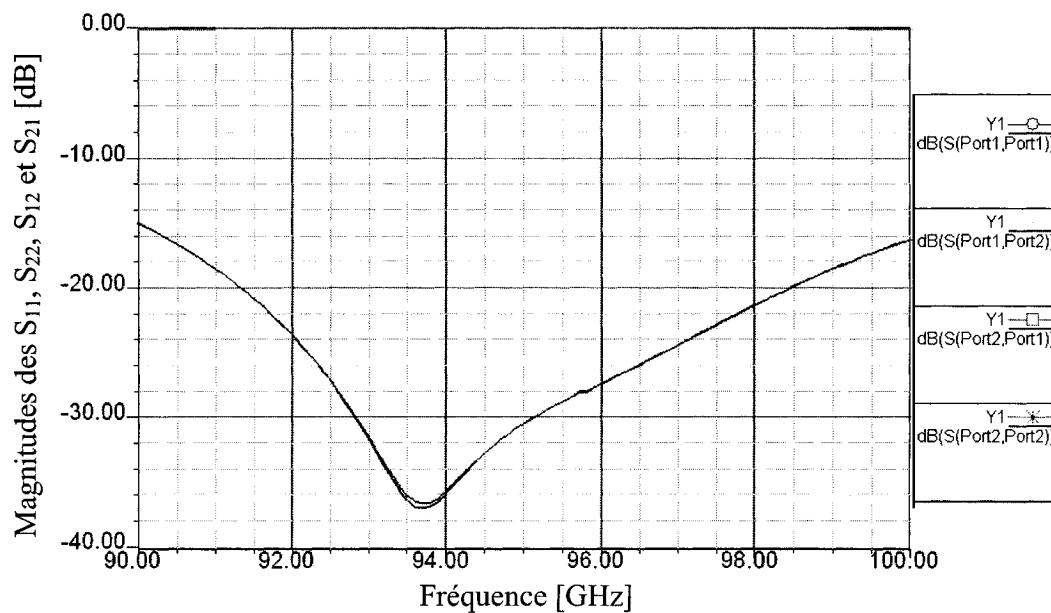


Figure 4.10. La réponse fréquentielle des paramètres de dispersion de la transition à six transformateurs d'impédance

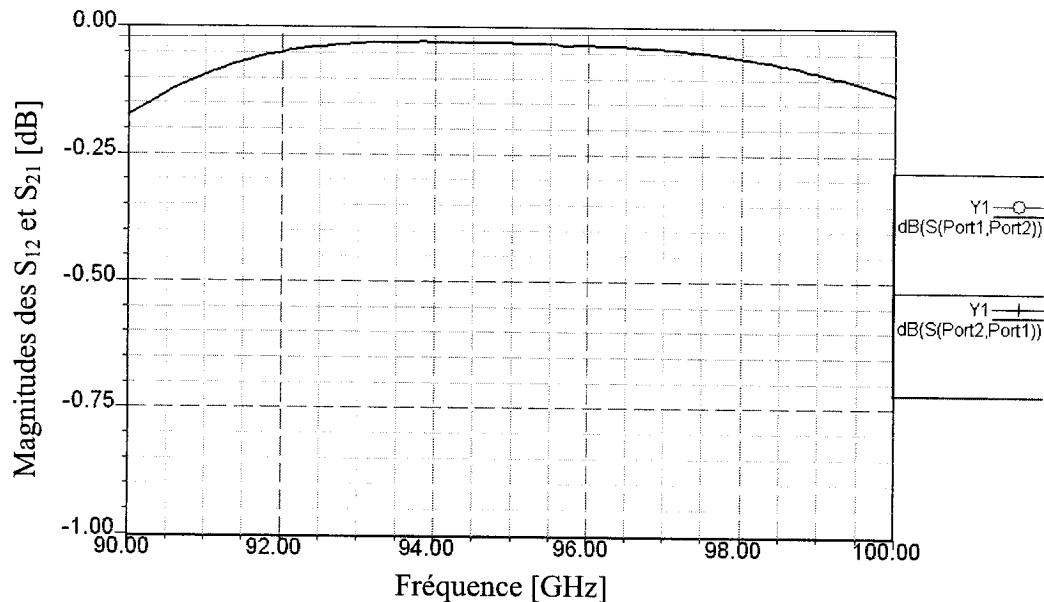


Figure 4.11. La réponse fréquentielle de la magnitude du coefficient de transmission de la transition à six transformateurs d’impédance

Dans le but d’évaluer les performances de cette transition à l’aide des mesures des paramètres de dispersion, nous avons dû développer une structure permettant la connexion de celle-ci aux instruments de mesure. Cette structure comprend une ligne de transmission réalisée en guide d’onde intégré au substrat, prévue avec des transitions à six transformateurs d’impédance, à chacun de ses bouts. Le dessin de ce circuit est présenté à la figure 4.12.

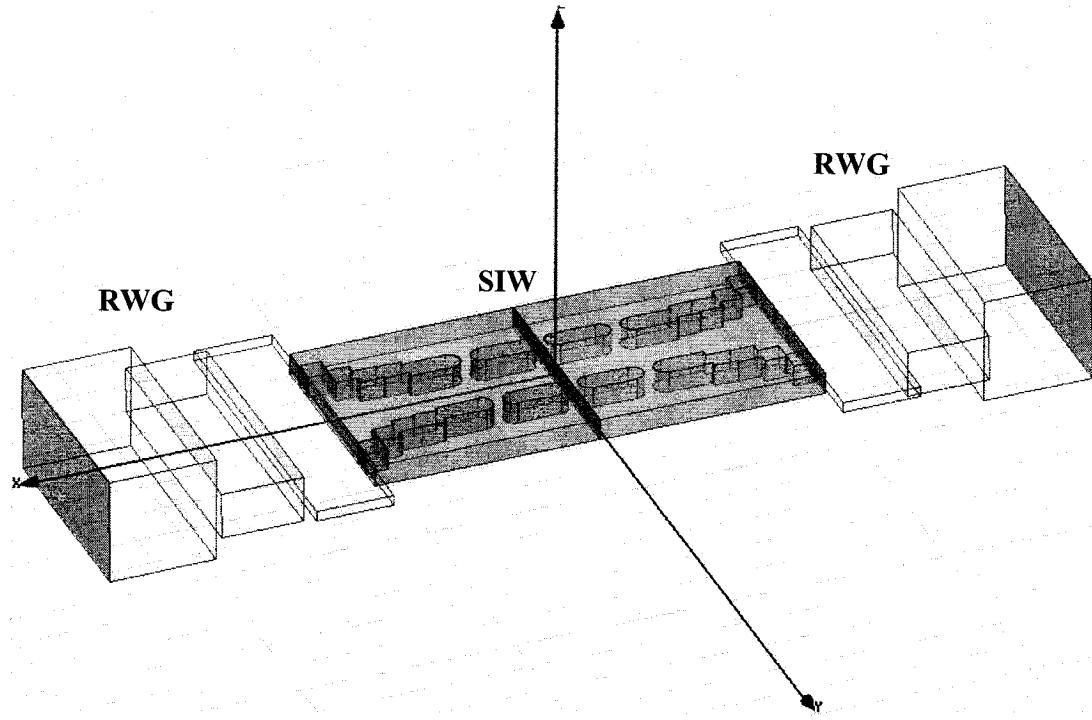


Figure 4.12. Le dessin de la ligne de transmission SIW prévue avec des transitions à six transformateurs d'impédance à chaque bout

Les résultats de simulation concernant la réponse fréquentielle en termes de pertes de réflexion et d'insertion de la ligne de transmission en guide d'onde intégré, prévue avec des transitions vers le guide rectangulaire standard WR-10, sont présentés aux figures 4.13 et 4.14.

À la figure 4.13, qui illustre les variations des magnitudes de tous les paramètres de dispersion du circuit, nous remarquons une très bonne adaptation aux ports, de moins de 20 dB dans presque toute la bande de 10 GHz considérée et inférieure à -30 dB dans une bande de plus de 2 GHz, incluant la fréquence d'opération de 94 GHz.

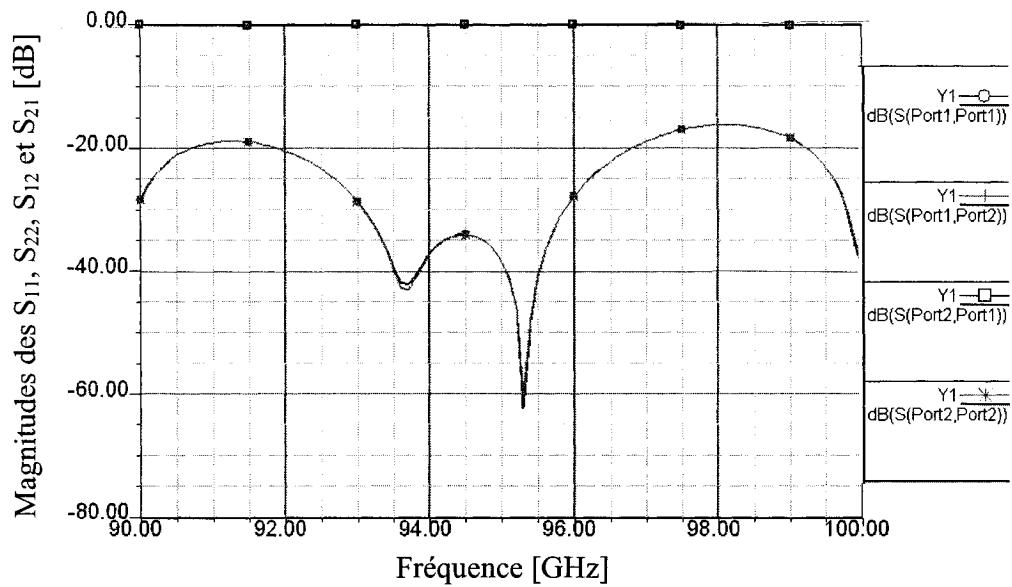


Figure 4.13. Simulation des magnitudes des adaptations et de la transmission de la transition double, par rapport à la fréquence

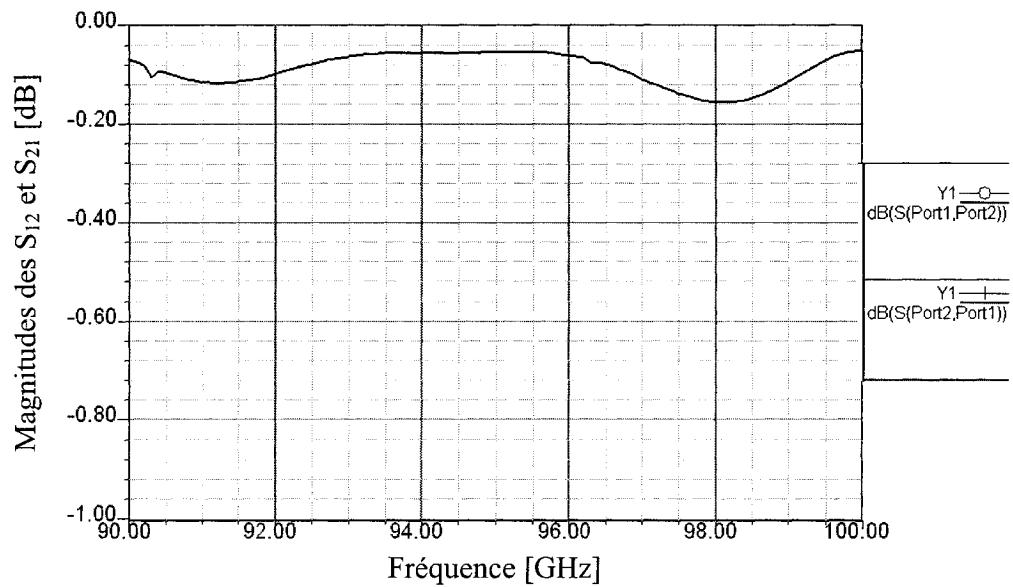


Figure 4.14. La transmission de la transition double, simulée, par rapport à la fréquence

En ce qui concerne la transmission, en analysant le diagramme de variation des coefficients de transmission illustré à la figure 4.14, ces résultats prouvent de très bonnes performances, de moins de 0,16 dB dans toute la bande de fréquence de 10 GHz considérée, ayant une valeur minimale presque constante, de 0,05 dB, entre 93 GHz et 96 GHz.

Les bons résultats obtenus à la suite de ces simulations ont déterminé la fabrication de cette transition à six transformateurs d'impédance, entre le guide d'onde intégré et le guide rectangulaire standard WR-10.

La fabrication de ce circuit a été faite au centre de recherche Poly-Grames. La partie en guide d'onde intégré a été réalisée dans un substrat d'alumina, tandis que celle en guide d'onde rectangulaire a été creusée dans un bloc de laiton, prévu avec une cavité centrale pour le circuit SIW. Les fentes, le dessus et le dessous ont été métallisés.

À la figure 4.15 est présentée la photo de la partie du guide d'onde intégré au substrat d'alumina.

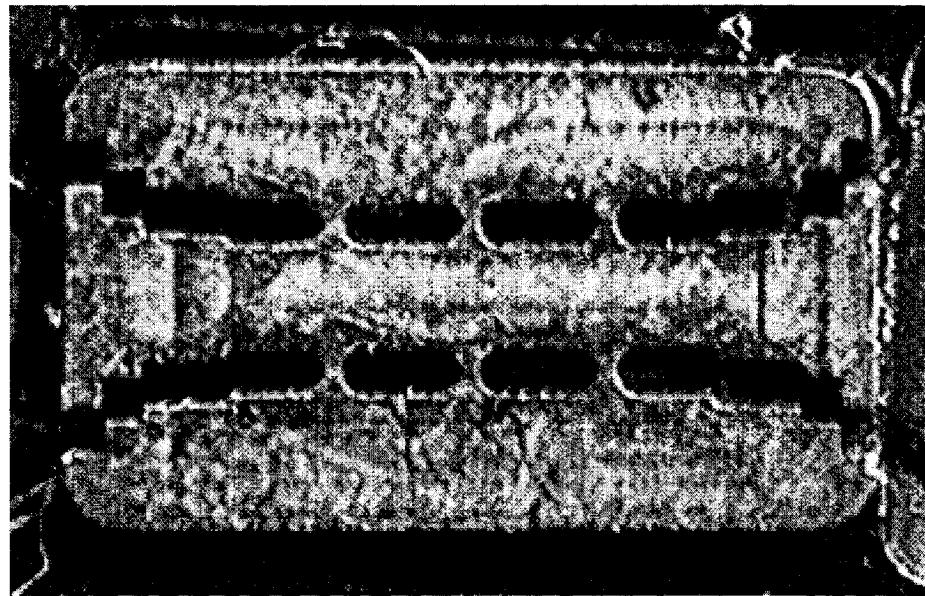


Figure 4.15. La photo de la partie en guide d'onde, intégré au substrat de la transition à six transformateurs d'impédance

La photo du prototype de la transition intégrale, incluant la partie en guide d'onde rectangulaire, est présentée à la figure suivante.

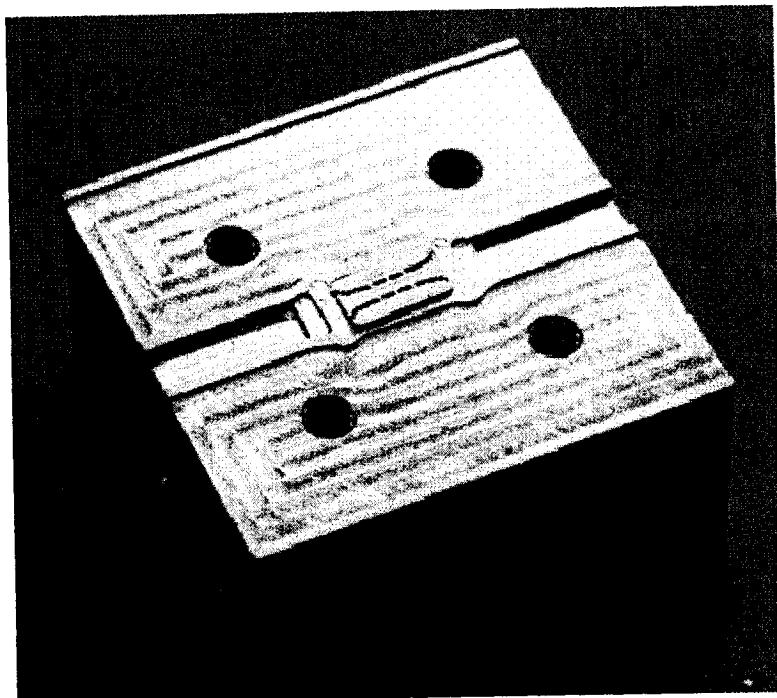


Fig. 4.16. La photo de la transition double réalisée à base de six transformateurs d'impédance

Après sa réalisation pratique, la transition a été mesurée à l'aide d'un analyseur de réseaux Anritsu, autour de sa fréquence d'opération. Aux figures 4.17 et 4.18 sont présentés les résultats de mesure des pertes de réflexion et d'insertion de la ligne de transmission réalisée en guide d'onde intégré, prévue avec des transition vers le guide d'onde rectangulaire standard WR-10.

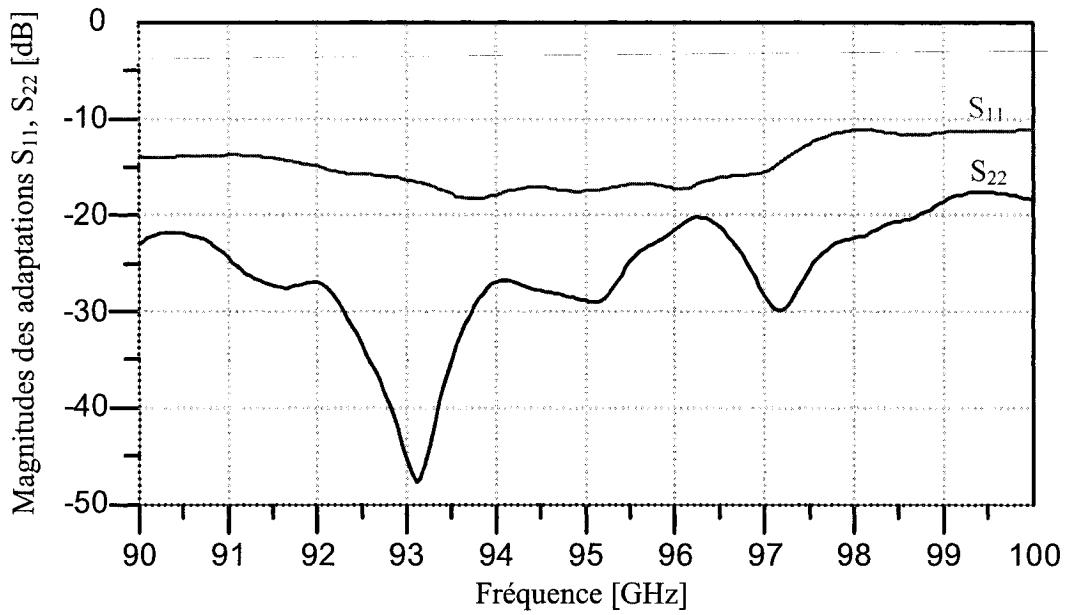


Figure 4.17. Mesures des magnitudes des adaptations de la transition double, par rapport à la fréquence

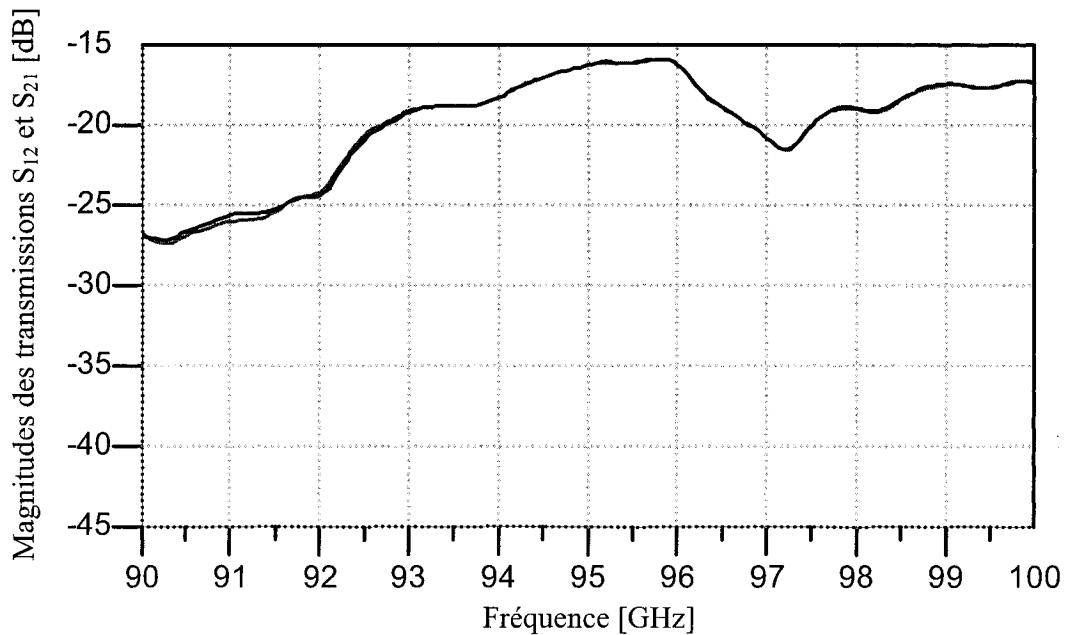


Figure 4.18. Mesure de la transmission de la transition double, par rapport à la fréquence

À la figure 4.17, représentant la variation des magnitudes des adaptations, mesurées aux ports, nous remarquons que le circuit présente une très bonne adaptation au port 2, de moins de -20 dB dans presque toute la bande de fréquence de 10 GHz, ayant une valeur autour de -27 dB à la fréquence d'opération. De même, l'adaptation a une valeur acceptable au port 1, inférieure à -15 dB dans une bande de 7 GHz, atteignant son minimum de -19 dB à la fréquence d'opération.

Malgré ce bon résultat, dû à la complexité et aux dimensions réduites de ce circuit requérant une précision de fabrication élevée et, implicitement, aux limitations imposées par les performances des machines utilisées dans le processus de fabrication, la valeur de la transmission entre les deux ports du circuit n'est pas satisfaisante. Les pertes d'insertion très élevées dues aux erreurs inhérentes de fabrication ont déterminé la conception d'une autre transition ayant une structure plus simple à réaliser, ce qui signifie moins d'erreurs aux cours de la réalisation expérimentale.

#### 4.3.2. La transition à deux transformateurs d'impédance

Les résultats obtenus avec la première transition nous ont menés à la conception et à la réalisation d'une nouvelle transition, ayant une structure plus simple, impliquant moins d'erreurs de fabrications. Après plusieurs essais, nous sommes arrivés à une structure convenable, qui représente un bon compromis entre ses performances et la précision de fabrication.

La nouvelle transition entre une ligne de transmission en guide d'onde intégré et un guide d'onde rectangulaire standard WR-10 est présentée à la figure 4.19. Cette structure est conçue simplement à l'aide de deux transformateurs d'impédance, réalisés en guide d'onde rectangulaire rempli d'air. Le mode d'opération dans le guide d'onde rectangulaire est  $TE_{10}$ .

Ces transformateurs d'impédance ont la même largeur standard que le guide WR-10,  $a = 254 \mu\text{m}$ . L'adaptation entre l'impédance du guide d'onde rectangulaire WR-10, de  $484 \Omega$  et l'impédance de la ligne en guide d'onde intégré, de  $123 \Omega$ , est réalisée

en optimisant les hauteurs et les longueurs des deux transformateurs. Les optimisations de ces paramètres de design sont faites à l'aide du logiciel HFSS.

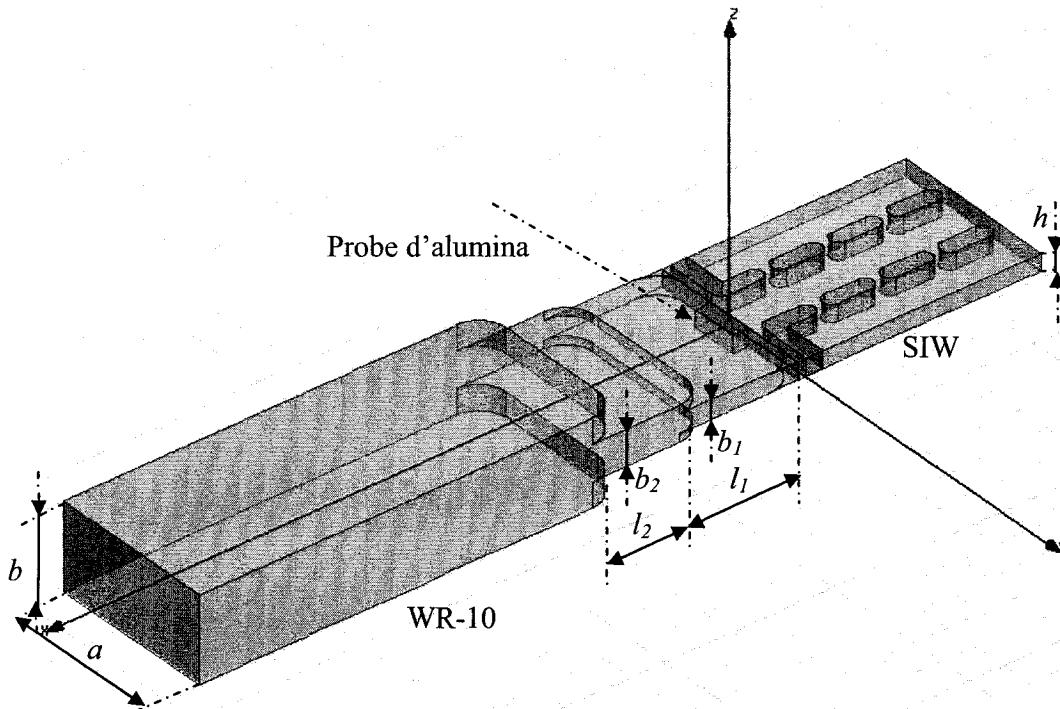


Figure 4.19. Nouvelle transition entre une ligne SIW et WR-10

Nous observons que les longueurs des transformateurs d'impédance sont très proches de la valeur d'un quart de longueur d'onde correspondant à la fréquence d'opération (1,27 mm) :  $l_1 = 1,32$  mm pour le premier transformateur et, respectivement  $l_2 = 1,37$  mm pour le deuxième transformateur. Les hauteurs correspondant à ces transformateurs, reliées directement à leurs impédances caractéristiques, sont respectivement  $b_1 = 280$   $\mu\text{m}$  et  $b_2 = 533$   $\mu\text{m}$ , inférieurs comparativement à la hauteur du

guide standard WR-10,  $b = 1,27$  mm. Pour obtenir un modèle de simulation plus proche de la réalité, certains coins de la structure en guide d'onde rectangulaire ont été arrondis, tenant compte du diamètre minimal de la fraiseuse qui est de 406  $\mu\text{m}$ .

Une probe d'alumina réalisée dans le même diélectrique a été utilisée pour améliorer les résultats des paramètres de dispersion. Cette probe a une hauteur égale à la hauteur du diélectrique,  $h$ , et une largeur égale à la largeur effective de la ligne de transmission en guide d'onde intégré,  $w_{\text{eff}}$ . Sa longueur est optimisée toujours à l'aide du logiciel HFSS, en trouvant sa valeur optimale égale à 241  $\mu\text{m}$ .

Les résultats de simulation des performances de cette transition en termes d'adaptation et de pertes d'insertion sont présentés aux figures 4.20 et 4.21.

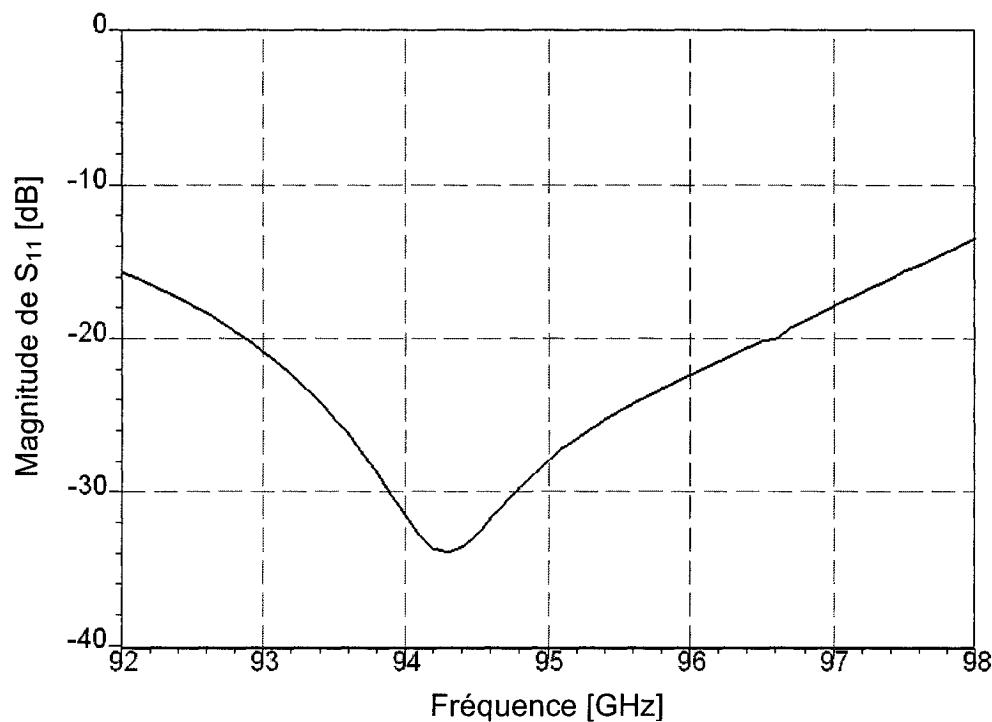


Figure 4.20. L'adaptation aux ports d'entrée par rapport à la fréquence

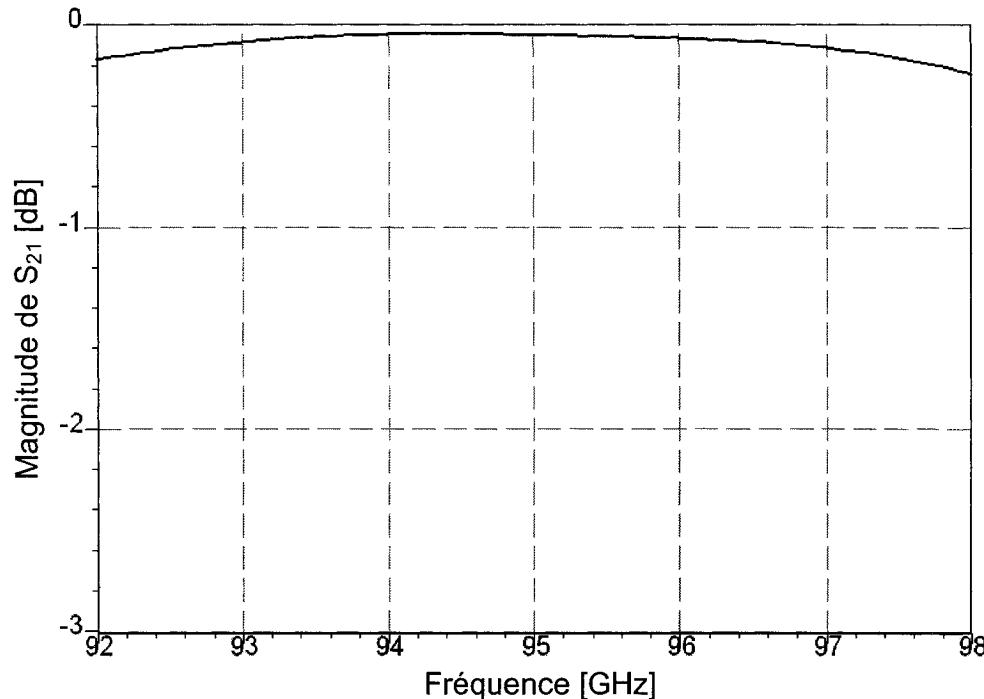


Figure 4.21. La variation des pertes d'insertion par rapport à la fréquence

Nous remarquons que la nouvelle transition présente de très bonnes adaptations aux deux ports, de moins de -20 dB dans une bande de 3,5 GHz, y compris la fréquence d'opération, atteignant une valeur de -32 dB autour de celle-ci. Les pertes d'insertion sont très basses, de moins de 0,05 dB autour de la fréquence d'opération, restant en dessous de 0,25 dB dans presque toute la bande de fréquence considérée.

En analysant ces résultats de simulation, nous remarquons qu'ils peuvent être considérés excellents, même si leurs valeurs minimales ne sont pas si basses que celles de la transition réalisée à l'aide de six transformateurs d'impédance.

Pour effectuer les mesures de cette nouvelle structure, il faut d'abord développer une structure composée par une ligne de transmission en guide d'onde intégré prévue avec des transitions à chaque bout.

À la figure 4.22 est présenté le dessin de ce circuit à double transition.

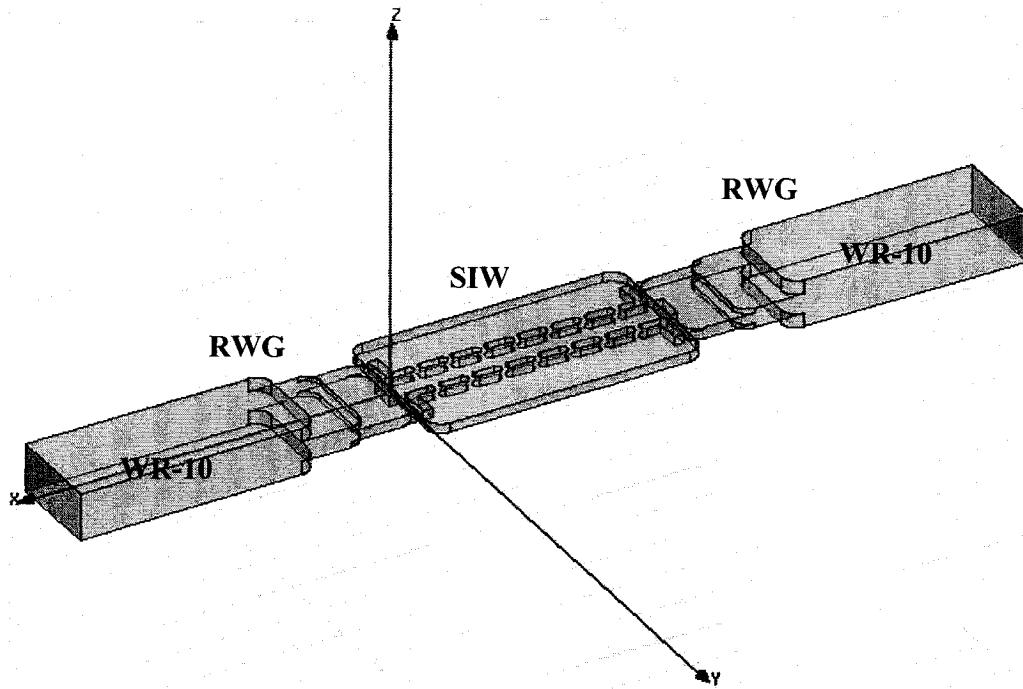


Figure 4.22. La ligne de transmission en guide d'onde, intégré, à double transition

Les résultats de simulation des paramètres de dispersion sont présentés à la figure 4.23. Nous remarquons que la ligne de transmission en guide d'onde intégré à double transition présente de très bonnes adaptations aux deux ports, atteignant une valeur de -20 dB dans une bande de 2 GHz et de moins de -30 dB dans une plage de 1 GHz autour de la fréquence d'opération.

Les coefficients de transmission sont, eux aussi, très bons, ayant une valeur presque constante de -0,2 dB dans une large bande de fréquence de 5 GHz, incluant la fréquence d'opération.

Ces résultats confirment encore une fois les bonnes performances du circuit en termes de pertes de réflexion et d'insertion.

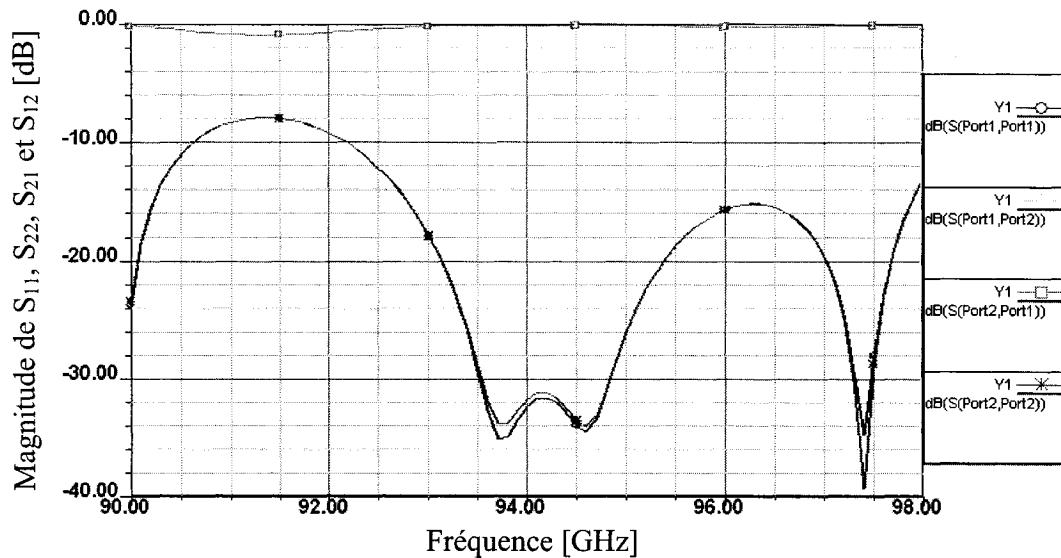


Figure 4.23. Les paramètres de dispersion de la ligne de transmission en guide d’onde, intégré, à double transition

Suite à ces conclusions, nous avons procédé à la mise en fabrication du circuit, qui a été réalisé toujours dans notre centre de recherche.

À la figure 4.24 est présentée la photo de la ligne de transmission réalisée en guide d’onde intégré, prévue avec les nouvelles transitions aux deux bouts. Le circuit en guide d’onde intégré a été fabriqué dans un substrat d’alumina, en utilisant une machine à laser. Les fentes, le dessous et le dessus du substrat sont ensuite métallisés.

Ce circuit est bien accommodé dans une cavité creusée dans le bloc de laiton où, à l’aide d’une machine à commande numérique, sont creusés, d’un côté et de l’autre, les deux transitions en guide d’onde rectangulaire. Le bloc de laiton utilisé a une hauteur de 11 mm. Les dimensions extérieures de la structure sont de 2,3 cm par 2,3 cm. La structure métallique est prévue avec des trous pour bien fixer la partie supérieure du circuit. Les trous situés sur les surfaces latérales du circuit servent à connecter le circuit aux instruments de mesure.

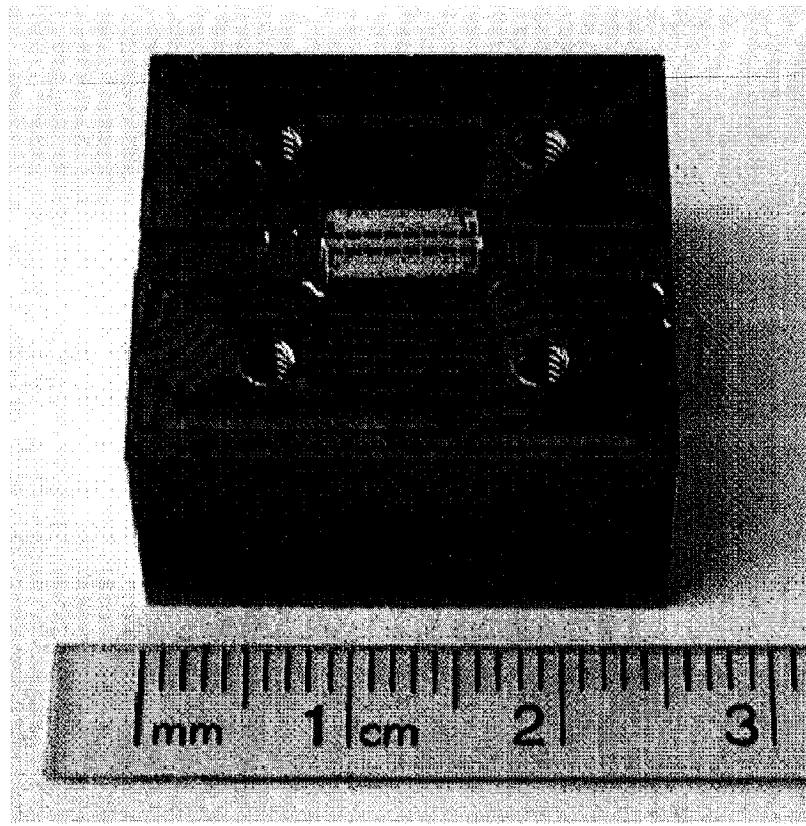


Figure 4.24. La photo de la ligne de transmission réalisée en guide d'onde, intégré, à double transition

Les résultats comparatifs de simulation et de mesure sont présentés aux figures 4.25 et 4.26. À la figure 4.25 nous remarquons que l'adaptation mesurée au port 1,  $S_{11}$ , présente de très bonnes valeurs entre 94,6 GHz et 96,4 GHz, de moins de -20 dB, ayant une valeur acceptable, sous -16 dB, entre 93 GHz et 96,8 GHz.

En analysant la figure 4.26, nous constatons que la valeur mesurée du coefficient de transmission prend des valeurs entre -3 dB et -4 dB, dans une bande de fréquence de presque 2 GHz, entre 94 GHz et 96 GHz. Cette observation nous amène à estimer des pertes d'insertion correspondant à chaque transition, entre 1,5 et 2 dB.

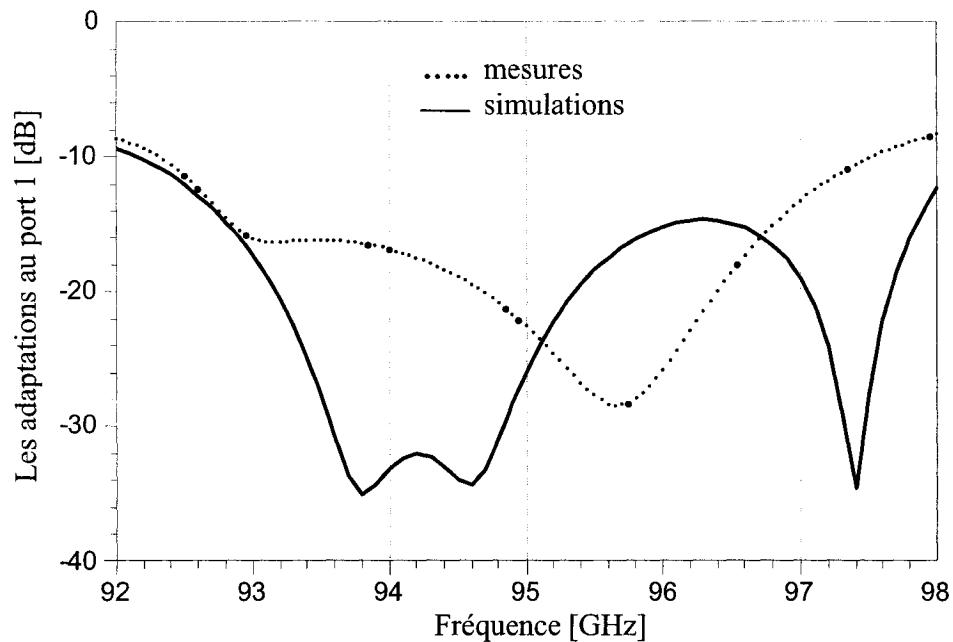


Figure 4.25. Les adaptations simulées et mesurées

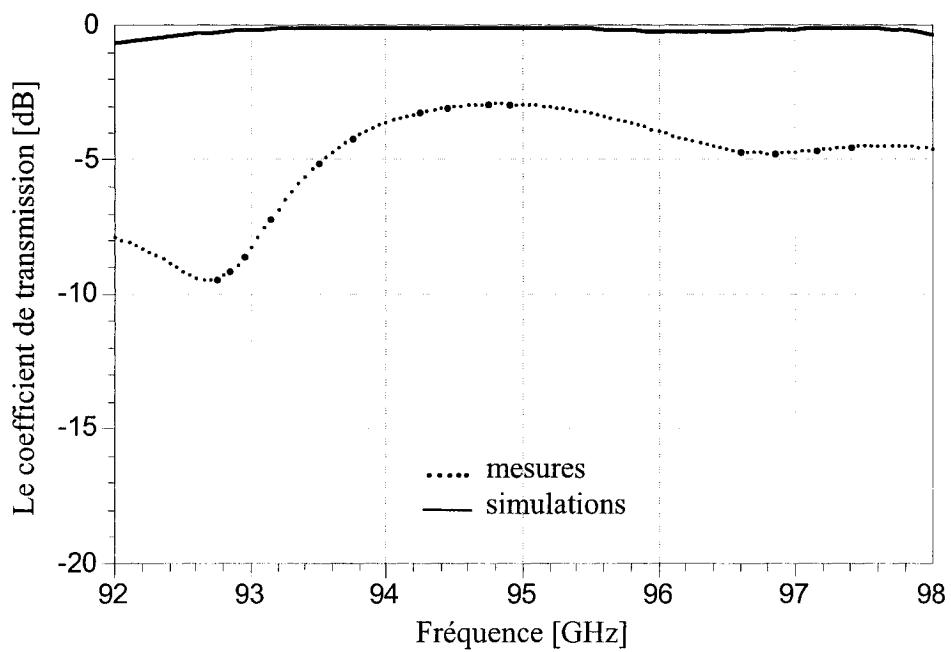


Figure 4.26. Les coefficients de transmission simulés et mesurés

Dû aux erreurs intrinsèques de fabrication, la fréquence centrale est déplacée de 1 GHz vers le haut par rapport aux simulations. Par conséquent, la valeur minimale de l'adaptation de -28 dB correspondant à cette fréquence est considérée très satisfaisante.

Les différences entre les résultats de simulation et ceux de mesure sont reliées à la précision du processus mécanique de fabrication, qui présente des tolérances autour de 25  $\mu\text{m}$  pour les deux machines utilisées, la machine à laser et celle à commande numérique. Ces tolérances ne permettent pas une accommodation parfaite du circuit SIW dans sa cavité, générant des pertes supplémentaires de propagation.

#### **4.4. Le nouveau coupleur hybride en quadrature, réalisé en guide d'onde intégré au substrat**

Le coupleur hybride en quadrature est une composante de base du discriminateur six-port et d'autres circuits micro-ondes. La conception de ce coupleur a été faite à l'aide du logiciel HFSS, version 9.1. À la figure 4.27 est illustré le dessin d'un nouveau coupleur hybride 90°, réalisé en guide d'onde intégré, à 94 GHz.

Le coupleur a comme élément de base la ligne de transmission réalisée en guide d'onde intégré au substrat, présentée dans le premier paragraphe de ce chapitre, qui constitue les bras du celui-ci. La structure présente une ouverture centrale, dont les dimensions ont été optimisées à l'aide du logiciel HFSS en ordre d'obtenir les meilleures performances en termes de pertes et d'obtenir un partage équilibré du signal d'entrée entre les deux bras de sortie. Les dimensions de cette ouverture sont  $h = 1.02$  mm et  $v = 1.57$  mm.

Les bras du coupleur ont été prolongés avec des lignes en coude, en tenant compte des dimensions imposées par les transitions vers le guide d'onde rectangulaire standard, de façon à permettre la connexion aux instruments de mesure, ou à d'autres circuits micro-ondes réalisés en guide d'onde rectangulaire, par des flanges standard WR-10. Le diamètre de ces flanges est de 20 mm. Dans le but de minimiser les pertes du coupleur, les rayons de ces bras ont été, elles aussi, optimisées.

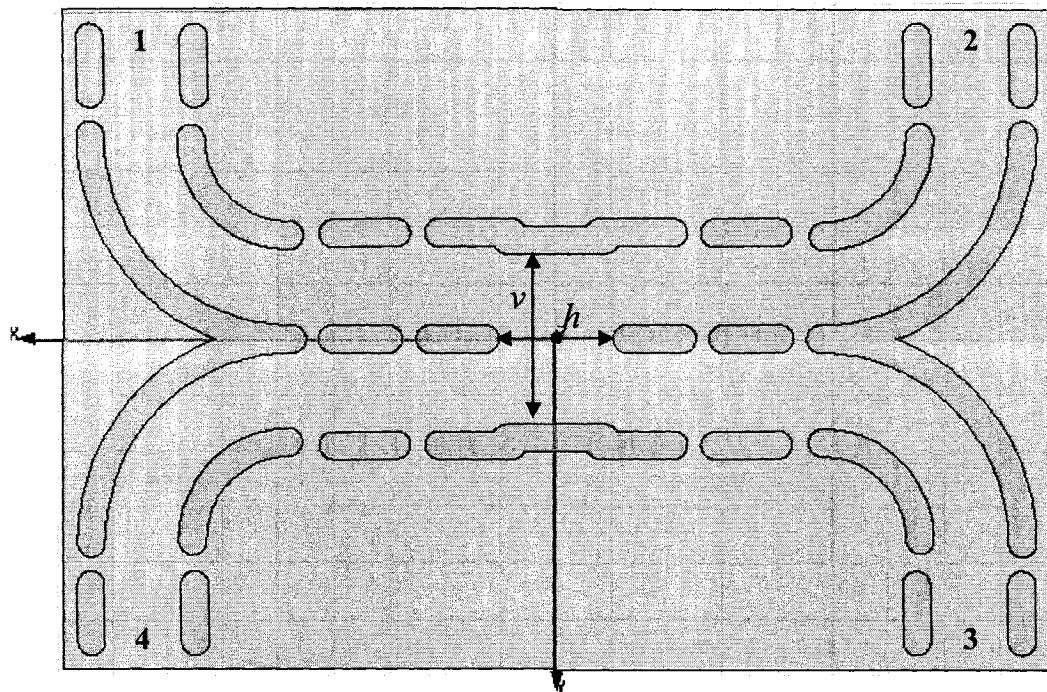


Figure 4.27. Le coupleur hybride 90° réalisé en guide d'onde intégré, à 94 GHz

Les résultats de simulation de certains paramètres de dispersion du coupleur sont présentés à la figure 4.28. Nous remarquons que le coupleur présente une bonne adaptation au port 1,  $S_{11}$ , inférieure à -20 dB entre 92,25 GHz et 97 GHz, et qui atteint sa valeur minimale de -27 dB autour de la fréquence d'opération.

L'isolation entre les ports 1 et 4,  $S_{14}$ , est, elle aussi, très bonne, ayant une valeur inférieure à -27 dB dans une plage de presque 3 GHz, incluant la fréquence d'opération. Le partage du signal d'entrée entre les deux sorties est presque parfait à la fréquence de 94 GHz, les pertes d'insertion dans ce point étant de 3,25 dB par rapport aux pertes du coupleur idéal, de 3 dB.

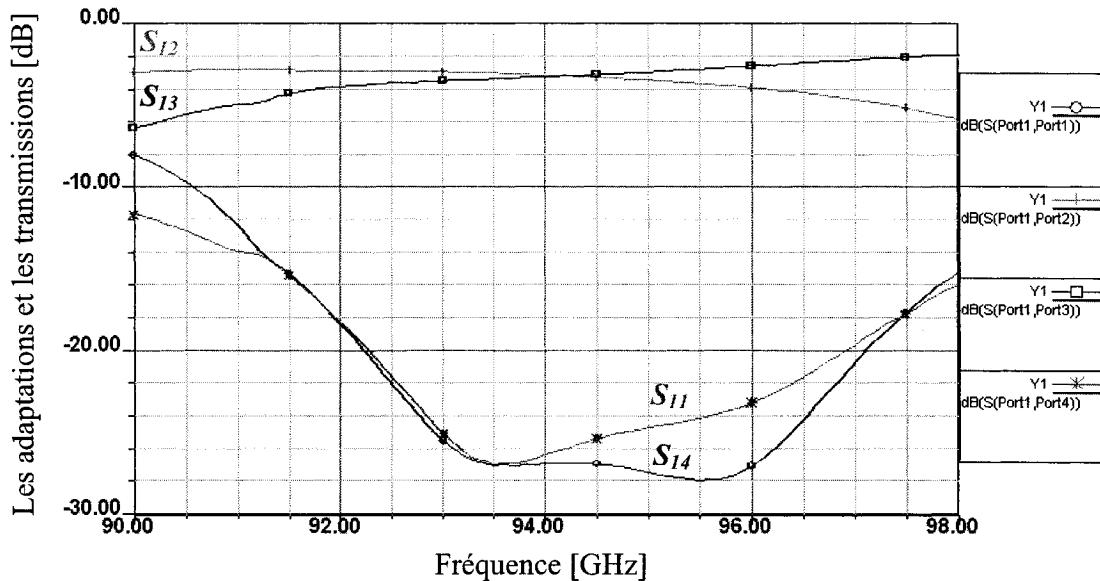


Figure 4.28. L'adaptation au port 1, l'isolation entre les ports d'entrée 1 et 4, les pertes d'insertion et le partage des puissances du coupleur hybride 90° réalisé en guide d'onde intégré au substrat

Par extension, dû à la symétrie et à la réciprocité du circuit ( $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$  ;  $S_{ij} = S_{ji}$ ,  $i,j = 1, \dots, 4$  ; etc...), tous les paramètres de dispersion du coupleur peuvent être retrouvés dans ces courbes.

Pour avoir la certitude de la qualité de design de ce circuit, il est important de faire aussi une analyse du déphasage entre les signaux de sortie. Pour obtenir des bonnes performances du circuit six-port comme discriminateur de phase, il faut que le déphasage entre les signaux de sortie du coupleur hybride en quadrature soit de 90°.

À la figure 4.29 sont illustrées les variations des phases des signaux de sortie  $S_{12}$  et  $S_{13}$  par rapport à la fréquence. Nous remarquons que les phases de signaux de sortie ont une variation linéaire par rapport à la fréquence et le déphasage entre ces deux signaux reste constant dans tout la bande de fréquence de simulation, étant égal à 90°.

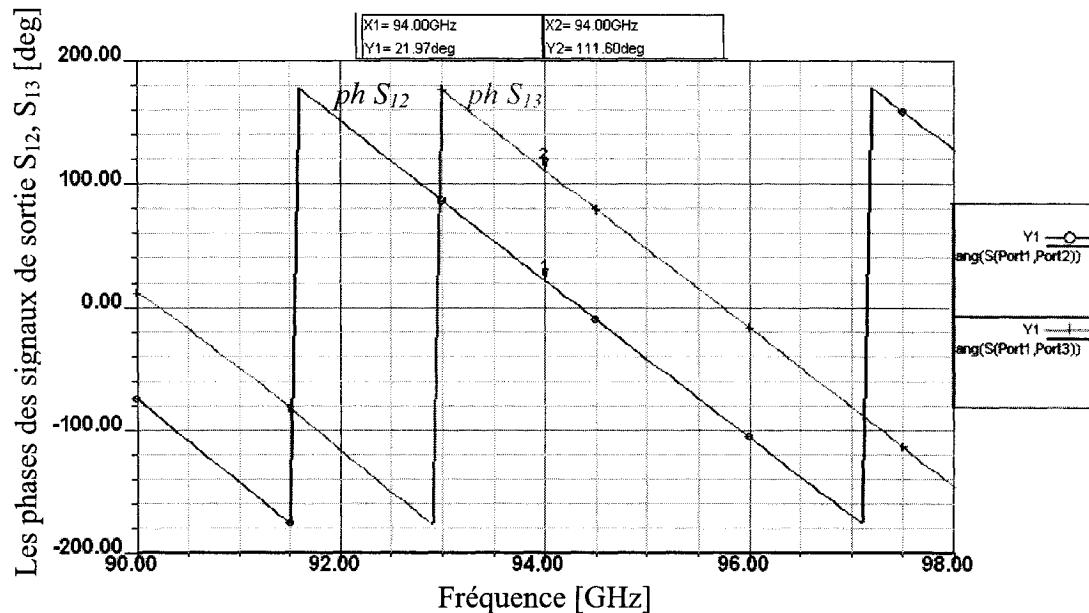


Figure 4.29. Les variations des phases des signaux de sortie  $S_{12}$  et  $S_{13}$  du coupleur hybride en guide d'onde, intégré au substrat, par rapport à la fréquence

Un autre paramètre important pour obtenir un coupleur hybride performant est représenté par l'isolation entre les ports de sortie, dans notre cas, les ports 2 et 3.

À la figure 4.30 est illustrée la réponse en fréquence de ce paramètre. Nous pouvons remarquer que sa valeur est très bonne, de moins de 24 dB, dans une bande de 3 GHz, incluant la fréquence d'opération. Ce paramètre atteint sa valeur minimale de -26 dB à 93,5 GHz, mais il garde encore une valeur très bonne, de -25 dB, autour de la fréquence d'opération, à 94 GHz.

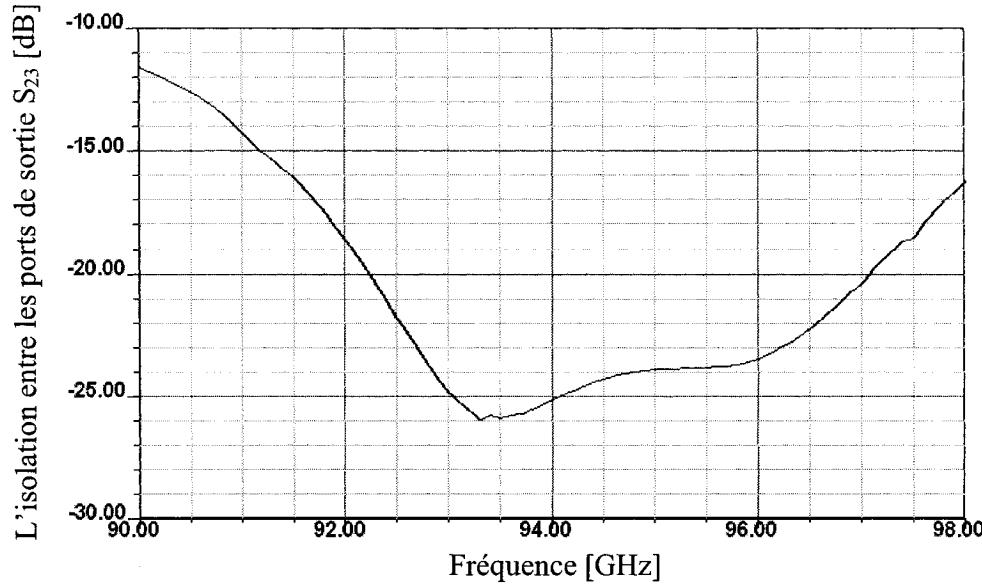


Figure 4.30. L’isolation entre les ports de sortie du coupleur hybride en guide d’onde intégré au substrat

Dans le but de réaliser les mesures des paramètres de dispersion du coupleur, le design du coupleur a été développé d’avantage, en ajoutant à chacune de ses quatre sorties des transitions vers le guide d’onde rectangulaire standard WR-10.

Le dessin de cette nouvelle structure est présenté à la figure 4.31. Les distances entre les bras du coupleur tiennent compte de dimensions des flanges WR-10 standard qui permettent la connexion du circuit aux instruments de mesure ou à d’autres circuits en guide d’onde rectangulaire standard WR-10.

Pour évaluer les pertes de réflexion et d’insertion introduites par les transitions, par rapport au coupleur simple (sans extension des bras), la structure a été simulée du point de vue des paramètres de dispersion  $S_{ii}$  et  $S_{ij}$ , où  $i, j = 1, \dots, 4$ . Aux figures 4.32, 4.33 et 4.34 sont illustrées les réponses fréquentielles de ces paramètres.

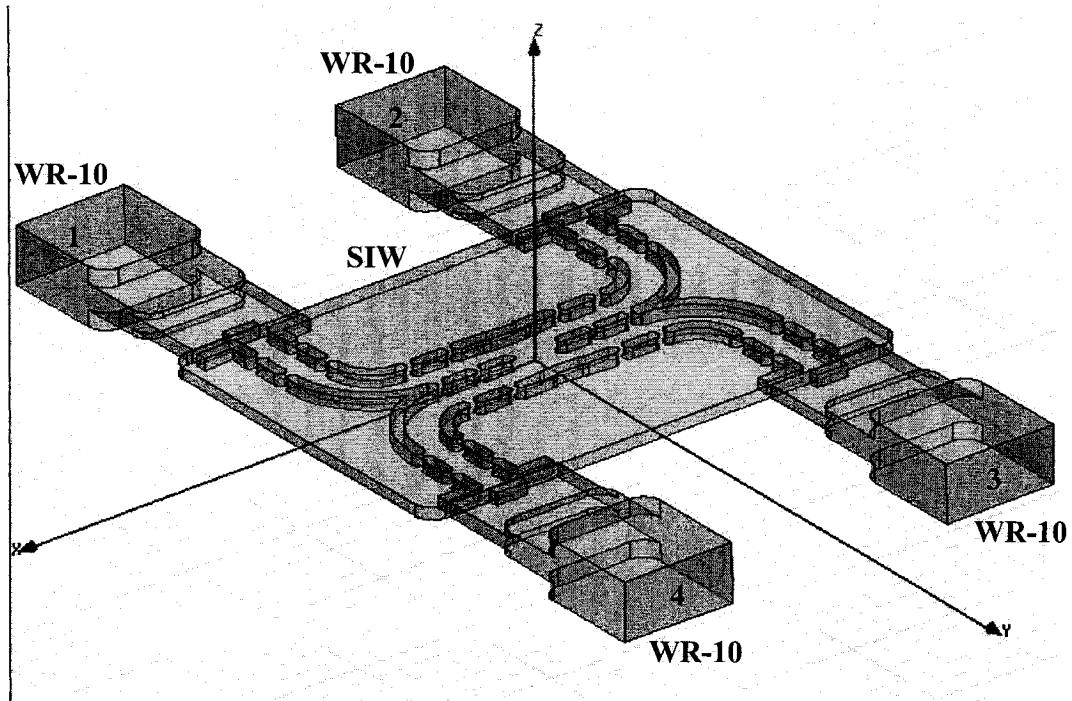


Figure 4.31. Le dessin du coupleur hybride  $90^\circ$  en guide d'onde intégré, avec transitions vers le guide standard WR-10

À la figure 4.32 sont présentées les variations de plusieurs paramètres de dispersion par rapport à la fréquence, comme l'adaptation au port 1, l'isolation entre les deux ports d'entrée, 1 et 4, et le partage du signal d'entrée entre les deux ports de sortie.

Nous remarquons que l'adaptation au port 1 est très bonne, inférieure à -20 dB dans une large bande de fréquence, entre 93,6 et 97 GHz, atteignant une valeur minimale de -30 dB à 94,4 GHz. À la fréquence d'opération, ce paramètre est égal à -24 dB. L'isolation entre les deux ports d'entrée suit presque la même variation, ayant des valeurs encore plus basses.

Le partage des puissances entre les deux ports de sortie est parfait à 94 GHz et les pertes d'insertion ont une valeur assez constante dans une bande de fréquence de

presque 1 GHz autour de cette fréquence. La valeur de ces pertes dans le point de partage est de 3,25 dB par rapport aux pertes du coupleur idéal, de 3 dB.

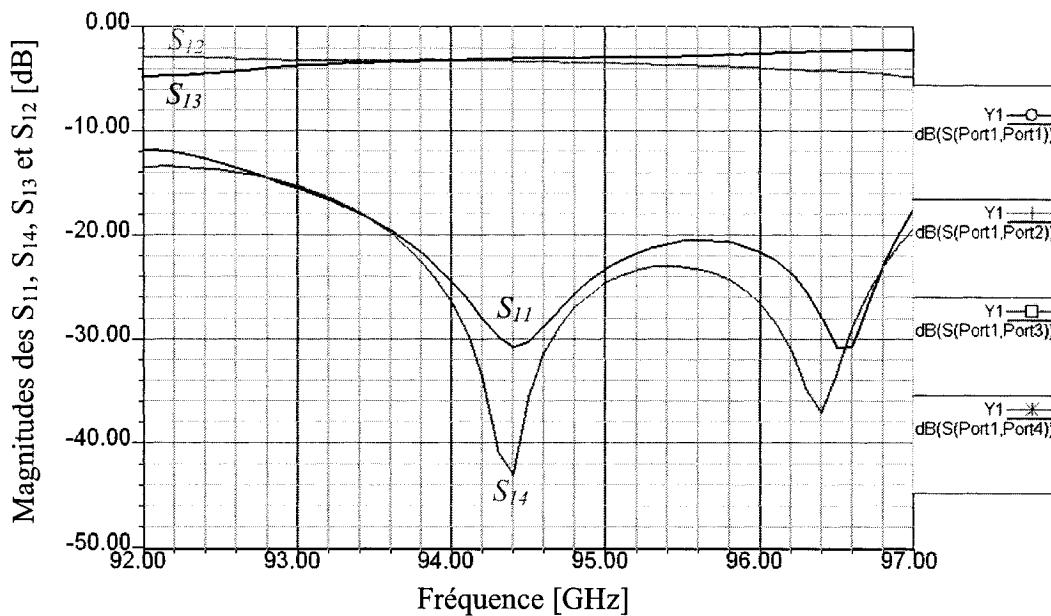


Figure 4.32. L'adaptation au port 1, l'isolation entre les ports d'entrée 1 et 4, les pertes d'insertion et le partage des puissances du coupleur hybride  $90^\circ$  réalisé en guide d'onde intégré au substrat, avec transitions

Nous remarquons que ces résultats sont très similaires à ceux obtenus auparavant, dans le cas du coupleur hybride sans extension des bras.

Un autre paramètre important, qui joue un rôle essentiel dans le circuit six-port utilisé comme discriminateur de phase, est le déphasage entre les deux signaux de sortie. Dans le cas idéal, ce paramètre doit avoir une variation linéaire et il doit garder la même valeur, égale à  $90^\circ$ , pendant tout l'intervalle de fréquence considéré.

À la figure 4.33 sont présentées les phases des signaux de sortie par rapport à la fréquence.

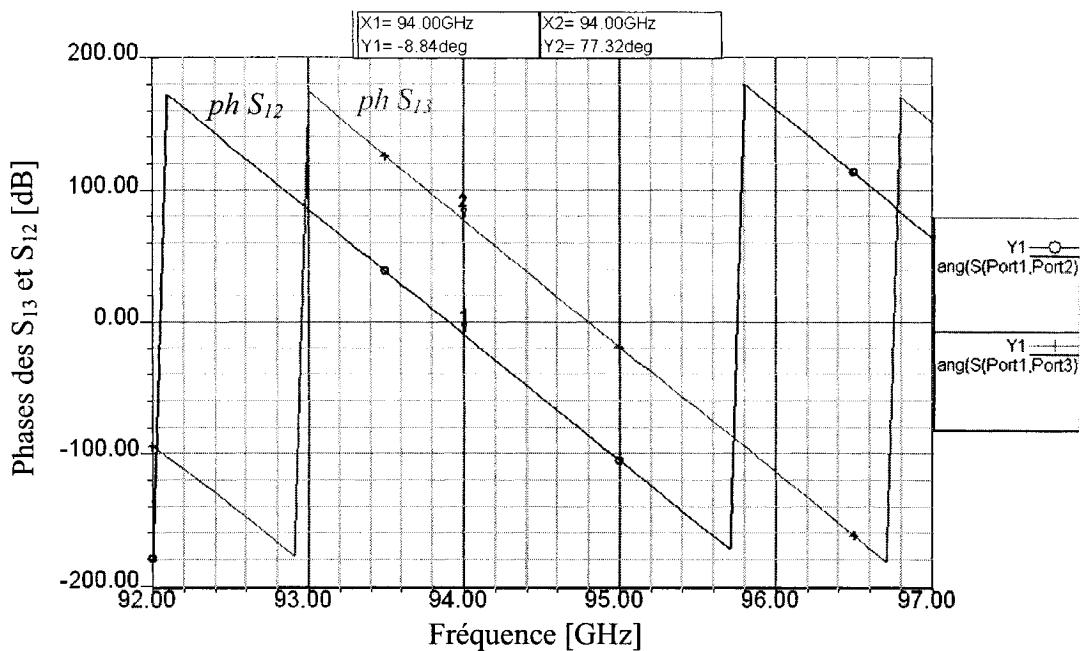


Figure 4.33. Les phases des signaux de sortie du coupleur avec les transitions, par rapport à la fréquence

Nous remarquons qu'à la fréquence d'opération le déphasage entre les deux signaux de sortie est de  $86^\circ$ , ce qui représente une valeur acceptable, en tenant compte du fait que cette structure a été développée seulement dans le but de permettre les mesures des paramètres de dispersion du coupleur. Dans la conception du circuit six-port nous utiliserons le coupleur sans transitions, dont le déphasage a été exactement de  $90^\circ$ .

Un paramètre important pour les performances du coupleur hybride le représente l'isolation entre les ports de sortie. À la figure 4.34 est illustrée la réponse fréquentielle de ce paramètre.

Nous pouvons constater que l'isolation entre les ports de sortie est très bonne dans toute la bande de fréquence considérée, ayant une valeur inférieure à  $-20$  dB entre  $93,5$  GHz et  $97$  GHz. À la fréquence d'opération sa valeur est de  $-30$  dB, atteignant une valeur minimale de  $-37$  dB à  $94,2$  GHz.

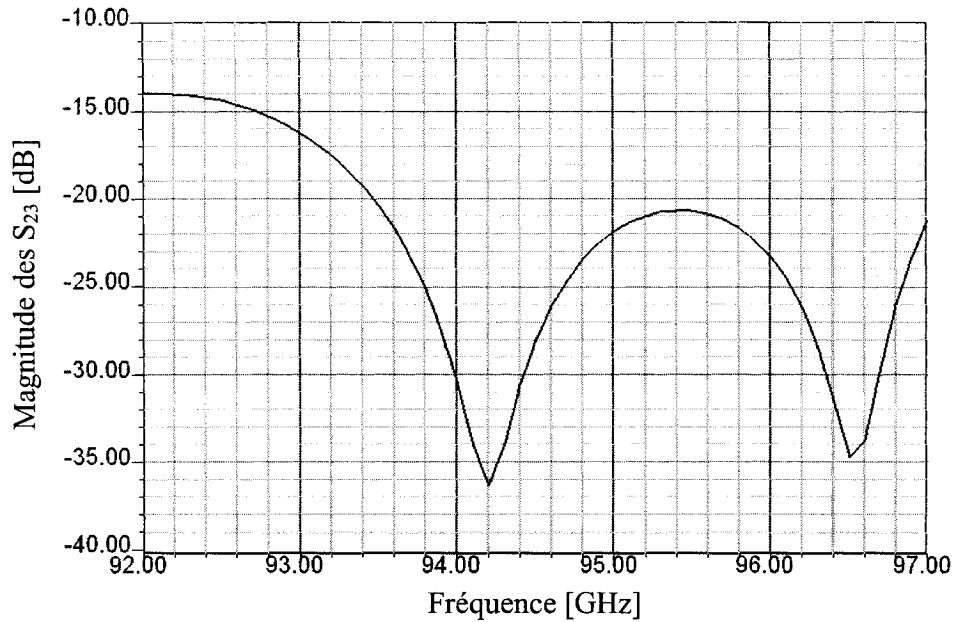


Figure 4.34. L’isolation entre les ports de sortie du coupleur avec transitions

Les bons résultats de simulation obtenus nous ont encouragé de passer à la fabrication du coupleur hybride 90° dans la technologie du guide d’onde intégré au substrat. Le prototype du coupleur a été réalisé au centre de recherche Poly-Grames. La partie en guide d’onde rectangulaire est creusée dans un bloc de laiton à l’aide d’une machine à commande numérique, tandis que la partie intégrée au substrat est réalisée en utilisant une machine à laser.

À la figure 4.35 est présentée la photographie de la partie intégrée au substrat du coupleur hybride. Les dimensions globales de cette structure sont  $a \times b = 11,78 \times 7,77$  mm. Les dimensions du centre du coupleur sont identiques à celles présentées dans le dessin (voir page 115).

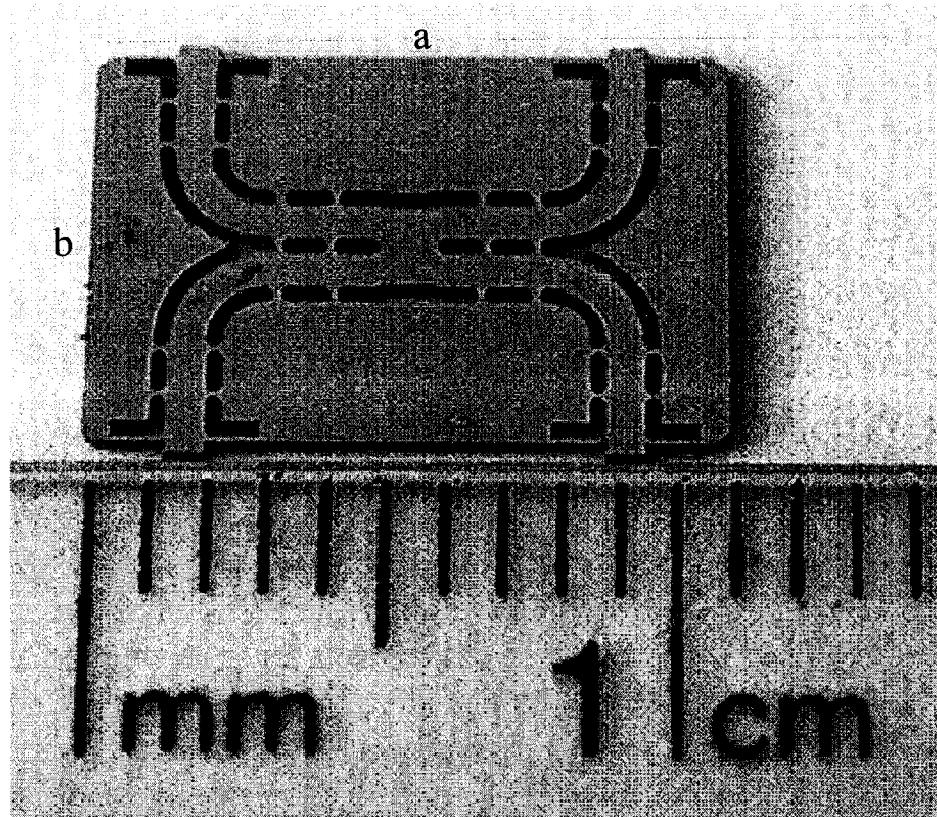


Figure 4.35. La photographie du coupleur hybride 90° intégré au substrat

La photographie du coupleur avec transitions est illustrée à la figure 4.36. La partie SIW du circuit, réalisée dans un substrat d'alumina a été bien fixée dans la cavité centrale du bloc de laiton dans lequel ont été creusées de même les transitions vers les flanges standard WR-10.

Les dimensions extérieures du circuit sont de 25 mm par 49 mm, tandis que la hauteur du bloc de laiton est de 11 mm. Dans la photographie, le coupleur se trouve dans le bloc de laiton placé à la partie droite de l'image. Le bloc de laiton situé à la partie gauche de la photo représente le couvercle du circuit, qui doit être fixé avec une très grande précision sur l'autre partie, à l'aide des vis de fixation.

Nous remarquons que les distances entre les ports situés de deux côtés de la structure en laiton sont ajustées en accord avec le diamètre des flanges WR-10, égal à 20 mm, de façon à permettre la connexion du circuit aux instruments de mesure.

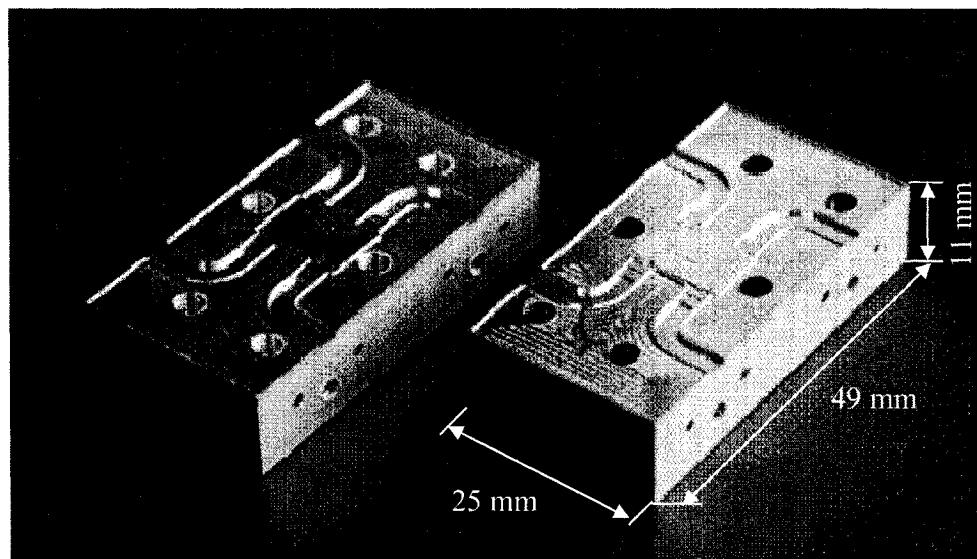


Figure 4.36. La photographie du prototype du coupleur en guide d'onde, intégré au substrat, muni des transitions vers les flanges WR-10

Les mesures des paramètres de dispersion du prototype du coupleur ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseaux de type Anritsu, dans une bande de fréquence de 6 GHz.

Quelques résultats de mesure de ces paramètres sont présentés aux figures 4.37, 4.38 et 4.39. À la première figure est présentée la variation des pertes de réflexion aux ports d'entrée, 1, et, respectivement de sortie, 3. Nous remarquons qu'autour de la fréquence d'opération, les adaptations aux deux ports présentent des valeurs mesurées acceptables, inférieures à -17 dB.

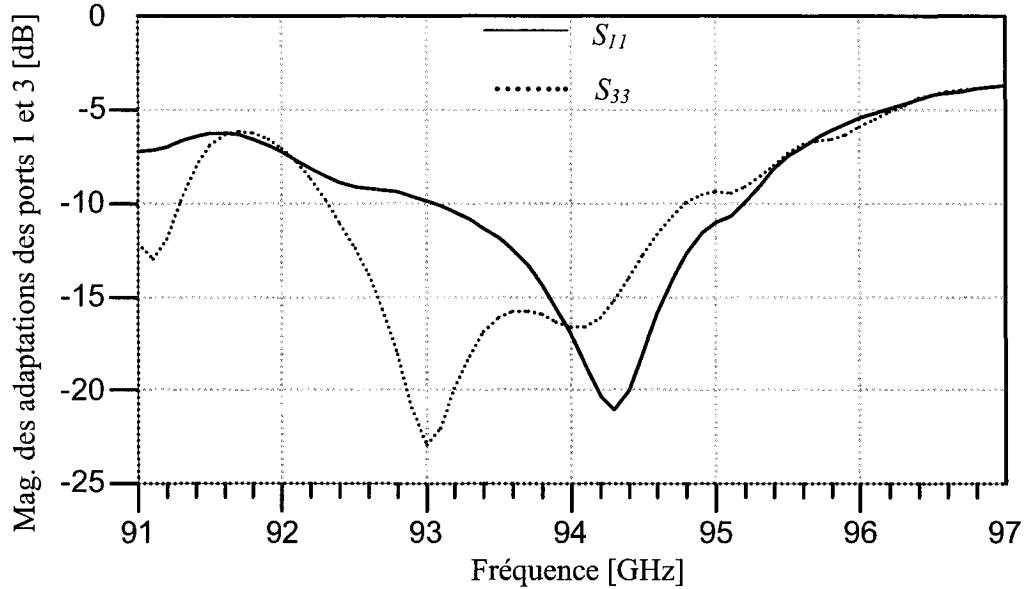


Figure 4.37. Les pertes de réflexion mesurées, correspondent aux ports 1 et 3

À la deuxième figure sont présentés les résultats de mesure des paramètres de transmission  $S_{12}$  et  $S_{13}$ . Nous pouvons remarquer que le partage de la puissance du signal d'entrée est fait exactement à la fréquence d'opération de 94 GHz et la valeur des pertes d'insertion est de 6,1 dB. Donc, par rapport à la perte du coupleur idéal qui est de 3 dB, nous avons une perte supplémentaire de 3,1 dB.

En tenant compte que les pertes d'insertion dans le coupleur sans transitions sont presque négligeables (voir les résultats de simulations présentés à la figure 4.28), nous pouvons considérer que les pertes mesurées dans chaque transition sont autour de 1,5 dB. Ces pertes sont dues aux tolérances spécifiques des machines utilisées dans le processus de fabrication, qui ne permet pas une très bonne accommodation du circuit SIW dans le bloc de laiton, augmentant les pertes par propagation.

La troisième figure illustre une bonne isolation entre les ports 1 et 4, de -15 dB, dans une bande de fréquence d'environ 2 GHz autour de la fréquence d'opération.

Suite à ces bons résultats de simulation et de mesure du nouveau coupleur hybride en quadrature proposé, nous avons développé un nouveau circuit six-port, basé sur le modèle de celui-ci.

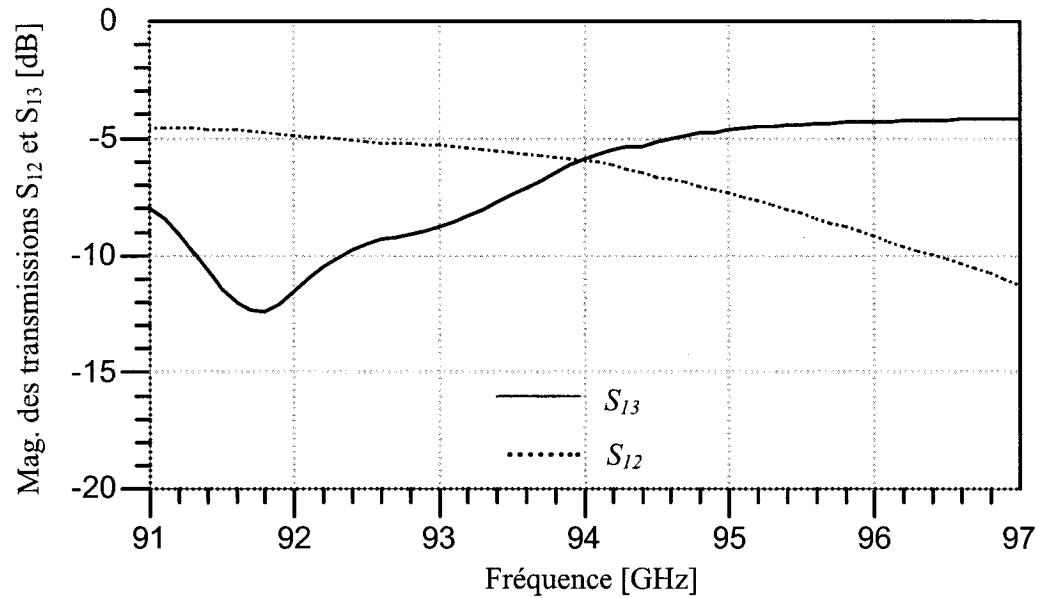


Figure 4.38. Les coefficients de transmission mesurés  $S_{12}$  et  $S_{13}$

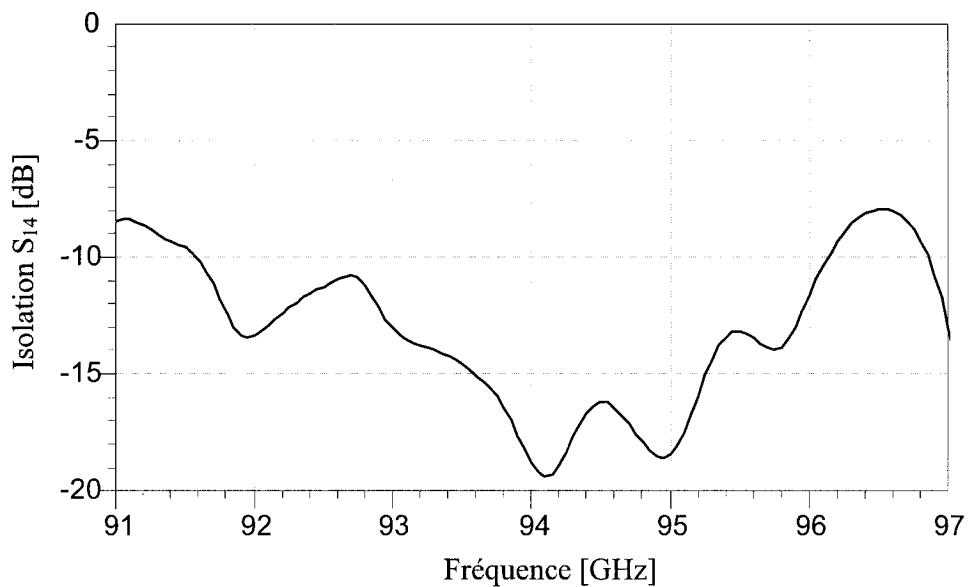


Figure 4.39. L'isolation mesurée entre les ports 1 et 4

## CHAPITRE V

### LE CIRCUIT SIX-PORT RÉALISÉE DANS LA TECHNOLOGIE DU GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (SIW)

#### 5.1. Généralités

Suite aux travaux développés pour obtenir un coupleur hybride performant, nous avons conçu et fabriqué un nouveau circuit six-port [39], réalisé en guide d'onde intégré au substrat. Ce circuit passif constituera la partie haute fréquence du récepteur d'un senseur radar, à 94 GHz.

L'architecture de ce circuit est basée sur quatre coupleurs hybrides, liés par des lignes de transmission, comme nous l'avons présenté au deuxième chapitre (voir le schéma bloc 2.4). Le nouveau circuit six-port en guide d'onde intégré au substrat a été conçu et optimisé à l'aide du logiciel HFSS, version 9.1 d'Ansoft Corporation, afin d'obtenir des bonnes performances en termes de pertes de réflexion et d'insertion.

#### 5.2. Le diviseur de puissance

Nous savons que l'un des coupleurs hybrides utilisés dans la structure du circuit six-port doit jouer le rôle d'un diviseur de puissance, qui doit fournir deux signaux de sortie en phase. Donc, avant de concevoir le discriminateur six-port, il faut d'abord concevoir cette composante. Le design de ce diviseur de puissance s'appuie sur celui du coupleur hybride, mais en tenant compte du fait que les deux signaux de sortie doivent être en phase, en gardant en même temps tous les autres paramètres du coupleur hybride à des valeurs optimales.

À la figure 5.1 est présenté le dessin HFSS de ce circuit.

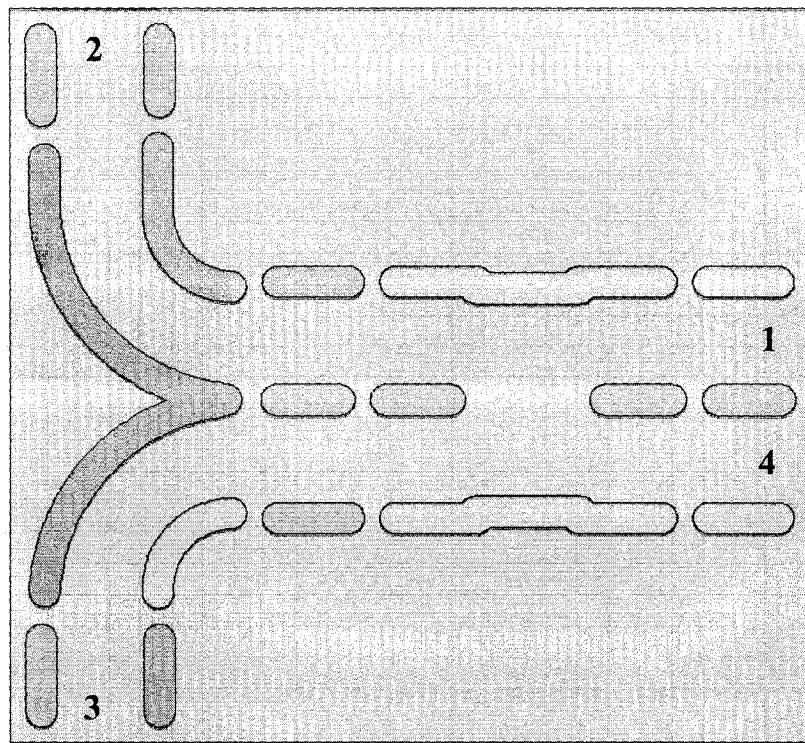


Figure 5.1. Le dessin du coupleur hybride utilisé comme diviseur de puissance en phase

Les longueurs et la courbure des bras du coupleur ont été optimisées afin d'obtenir des résultats performants du point de vue des paramètres de dispersion. Dans le but d'obtenir des signaux de sortie en phase, l'un des bras du coupleur sera de  $\lambda/4$  plus long que l'autre.

Aux figures 5.2 et 5.3 sont présentés les principaux résultats de simulation de certains paramètres de dispersion. À la première figure sont présentées les variations des magnitudes de l'adaptation au port d'entrée 1, de l'isolation entre les ports 1 et 4 et des coefficients de transmission entre le port 1 et les ports 2 et 3.

Nous remarquons qu'autour de la fréquence d'opération, l'adaptation au port 1 et l'isolation entre les deux ports d'entrée sont très bonnes, inférieures à -25 dB. En même temps, le partage du signal d'entrée entre les deux sorties est fait parfaitement à

94 GHz et les pertes d'insertion supplémentaires sont très basses (autour de 0,20 dB) par rapport aux pertes théoriques de 3 dB.

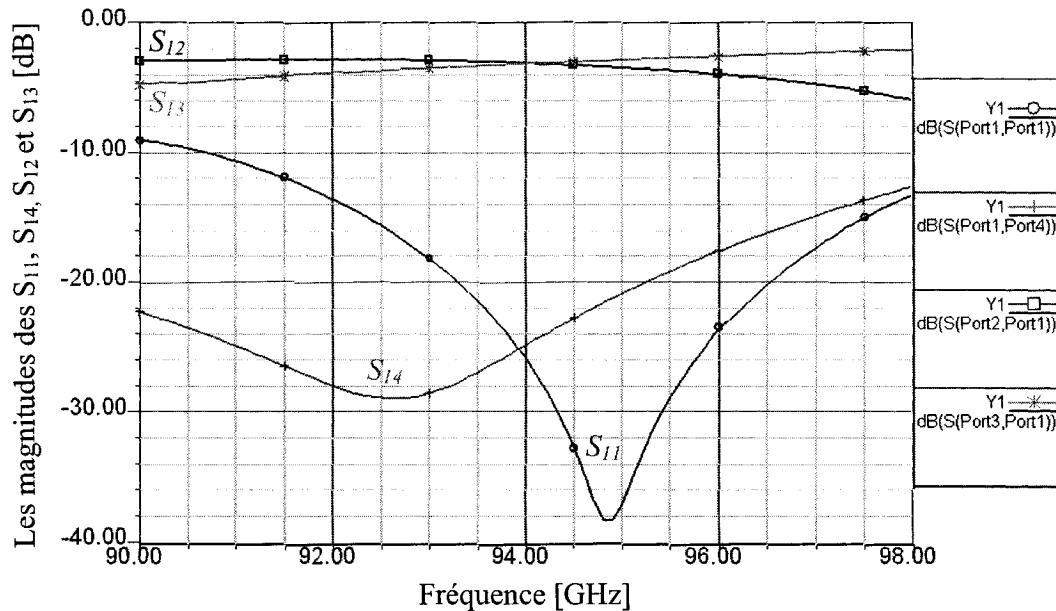


Figure 5.2. Les variations des magnitudes de l'adaptation au port d'entrée 1, de l'isolation entre les ports 1 et 4 et des coefficients de transmission entre le port 1 et les ports 2 et 3

Par la suite, nous devons analyser aussi les phases des deux signaux de sortie. Pour que le coupleur hybride joue le rôle d'un diviseur de puissance en phase, il faut que le déphasage entre les signaux de sortie soit égal à zéro.

À la figure 5.3 est illustré le comportement en fréquence des phases des deux signaux de sortie du coupleur.

Nous remarquons que presque dans toute la bande de fréquence considérée de 8 GHz, le déphasage entre les signaux de sortie est très proche de la valeur idéale de zéro degré. À la fréquence d'opération, la différence de phase est d'un seul degré, ce qui représente un résultat très satisfaisant.

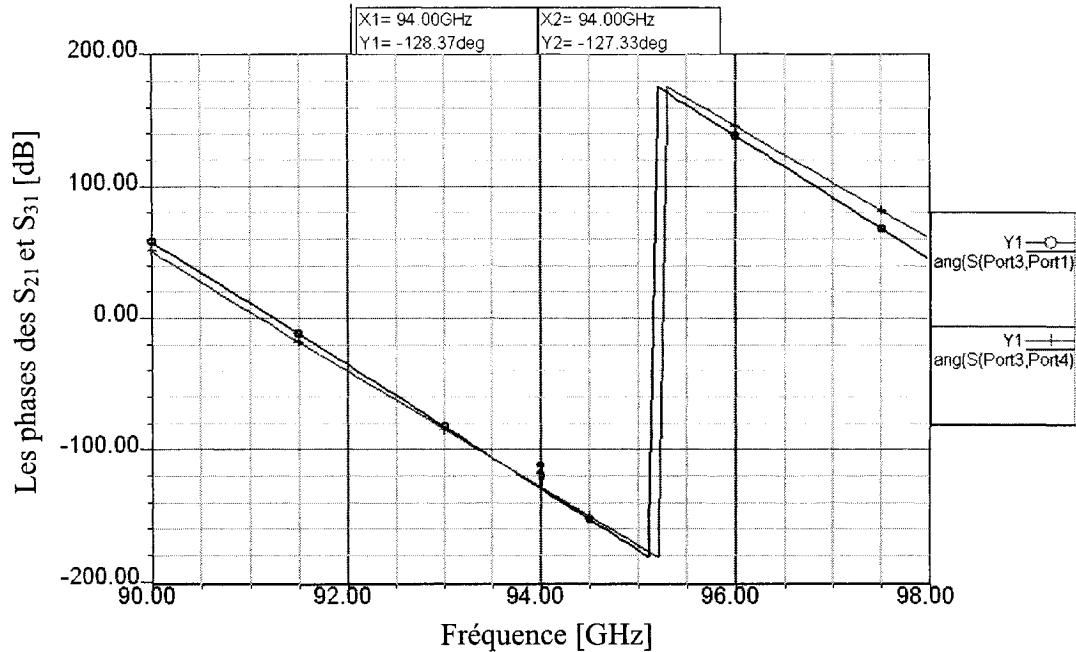


Figure 5.3. Les variations des phases des signaux de sortie par rapport à la fréquence

### 5.3. Le circuit six-port sans transitions; conception et simulations

Tous les éléments de base du circuit six-port étant conçus, nous pouvons passer à la conception de ce circuit. Pour éviter le plus possible les pertes par réflexions, les quatre coupleurs sont connectés ensemble dans une structure sous forme d'étoile, unis par des lignes courbes. Dû au non symétrie du circuit, les simulations des paramètres de dispersions ont été très laborieuses.

Afin d'obtenir des meilleures performances, la structure du nouveau circuit six-port est optimisée agissant d'avantage sur la partie droite du circuit, correspondant au diviseur de puissance en phase.

Le dessin HFSS du circuit six-port en guide d'onde intégré, sans transitions, est présenté à la figure 5.4. Les ports 5 et 6 représentent les ports d'entrée du circuit pour le signal de référence LO, provenant de l'oscillateur local et, respectivement, pour le signal RF provenant de l'antenne réceptrice. Les ports de 1 à 4 sont les ports de sortie du circuit, qui fournissent toutes les informations nécessaires pour la détection de la cible. Les ports 7 et 8 sont des ports qui ne sont pas utilisés pour l'interprétation des données, donc ils seront terminés par des charges adaptées.

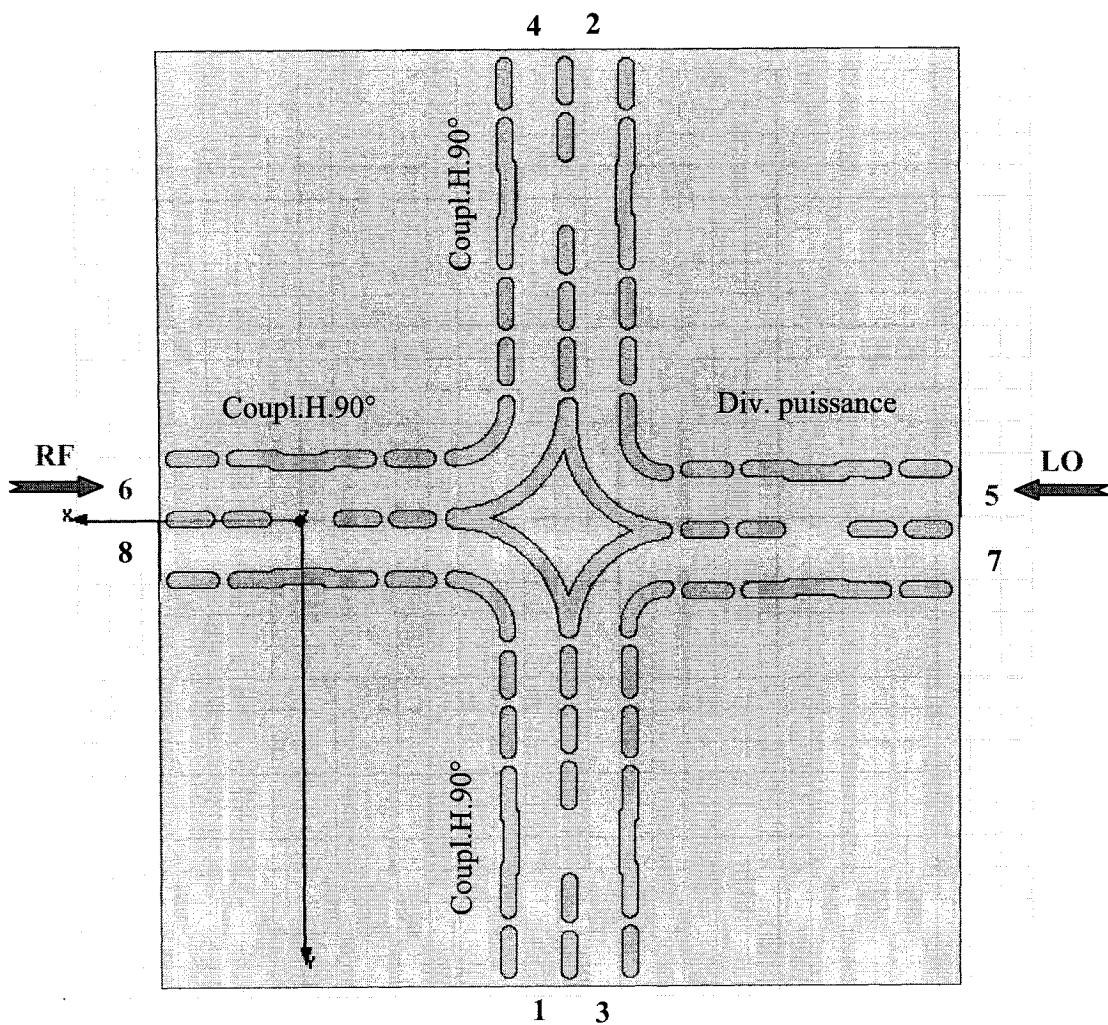


Figure 5.4. Le dessin HFSS du circuit six-port en guide d'onde, intégré, sans transitions

À l'aide des simulations HFSS, nous avons fait une analyse de la réponse fréquentielle des paramètres de dispersion du circuit, dans une bande de 6 GHz. Les résultats de ces simulations sont présentés aux figures de 5.5 à 5.11.

D'abord nous avons évalué les pertes de réflexion du circuit. La figure 5.5 illustre les variations des magnitudes des adaptations aux quatre ports de sortie, par rapport à la fréquence.

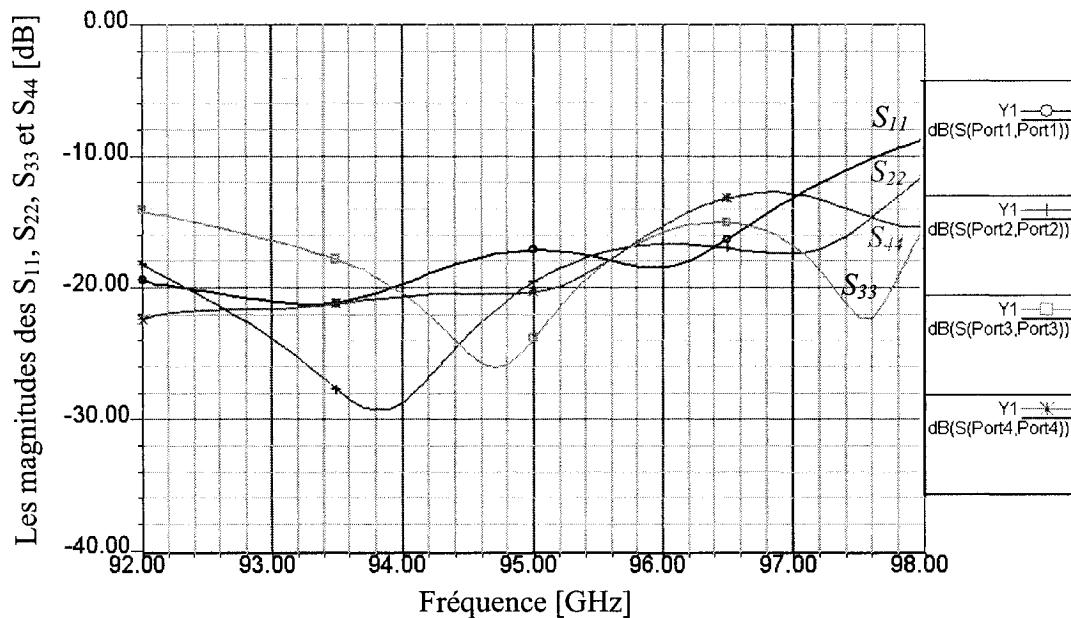


Figure 5.5. Les variations des magnitudes des adaptations aux quatre ports de sortie, par rapport à la fréquence

Nous remarquons que les adaptations aux ports de sortie ont une valeur assez bonne, de moins de -17 dB, dans une bande de fréquence de presque 3 GHz, entre 93 GHz et 96 GHz et, à la fréquence d'opération de 94 GHz, elles se situent toutes sous le seuil de -20 dB.

Autres paramètres importants sont ceux qui caractérisent les deux ports d'entrée. Les adaptations à ces ports et leur isolation, par rapport à la fréquence sont présentées à la figure 5.6.

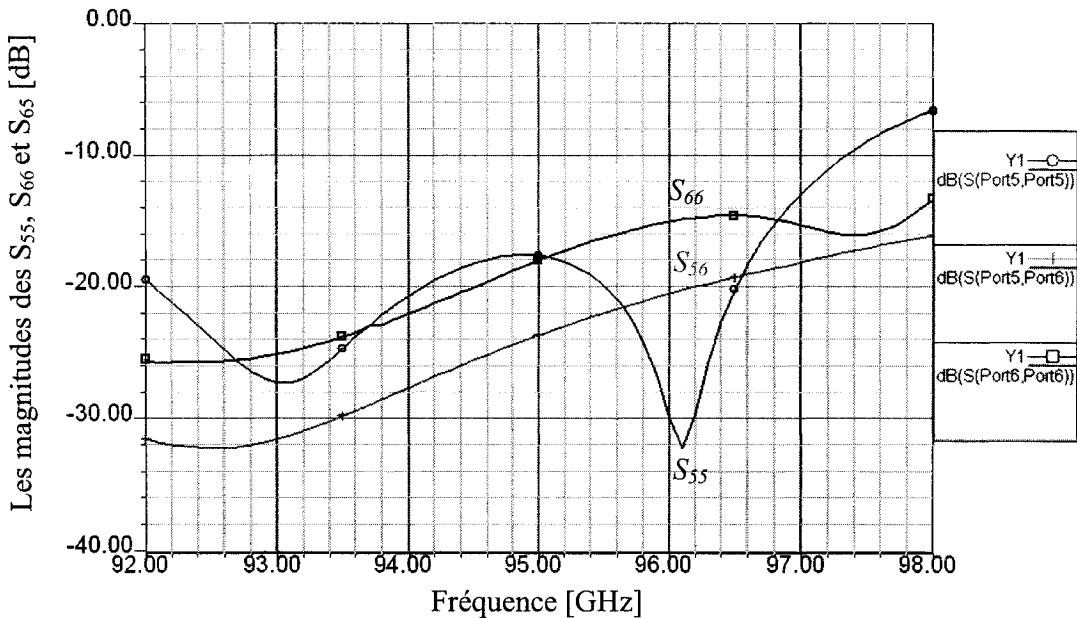


Figure 5.6. Les adaptations des ports d'entrée et leur isolation, par rapport à la fréquence

Nous remarquons que ces ports ont des bonnes adaptations, de moins de -18 dB dans une plage de fréquence de 3 GHz, entre 92 GHz et 95 GHz, incluant la fréquence d'opération. À cette fréquence, leurs valeurs sont inférieures à -20 dB. De même, l'isolation entre les deux ports est très bonne, de moins de -20 dB, dans une large bande de fréquence, entre 92 GHz et 96 GHz, atteignant une valeur de -28 dB à 94 GHz.

Les isolations entre les quatre ports de sortie représentent d'autres importants paramètres qui peuvent affecter les performances du circuit six-port comme discriminateur de phases. Leurs réponses fréquentielles sont présentées à la figure 5.7.

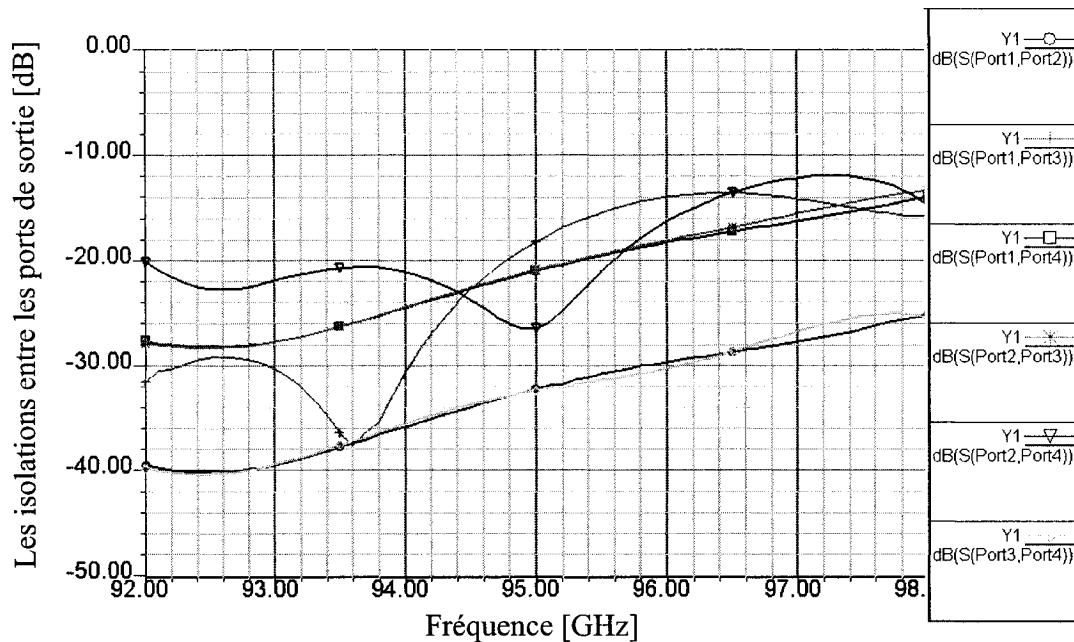


Figure 5.7. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port

Nous constatons que les isolations entre les ports de sortie ont des très bonnes valeurs, de moins de -20 dB, dans une bande de fréquence de presque 3 GHz, entre 92 GHz et 95 GHz, incluant la fréquence d'opération.

Les pertes d'insertion représentent un paramètre significatif des circuits micro-ondes. Elles sont évaluées à l'aide des coefficients de transmission du circuit. Aux figures 5.8 et 5.9 est illustré le comportement de ces paramètres dans le domaine fréquentiel.

Les transmissions entre le port du signal LO, 5, et les quatre ports de sortie sont présentées à la figure 5.8. À la figure suivante nous présentons les transmissions entre le port du signal de référence RF, 6, et les ports de sortie. Nous pouvons constater que, dans les deux cas, le partage des signaux d'entrée entre les quatre sorties est presque parfait à la fréquence d'opération de 94 GHz, les pertes d'insertion ayant une valeur de moins de 0,4 dB par rapport à la valeur théorique de 6 dB. Ces pertes gardent une valeur acceptable, de moins de 1 dB, dans une plage de 0,6 GHz autour de cette fréquence.

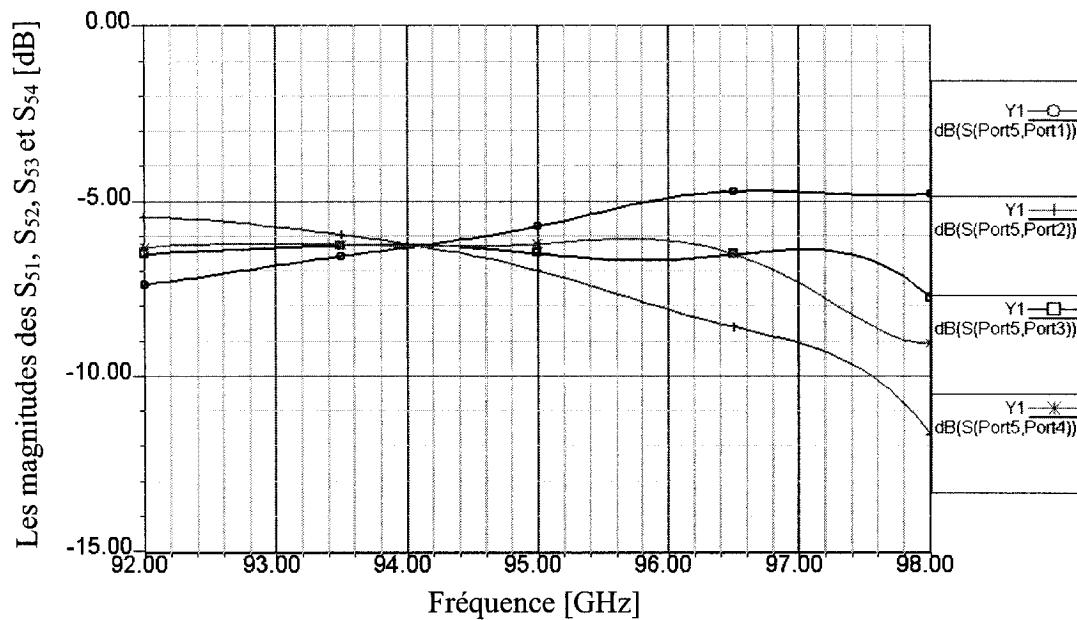


Figure 5.8. Les transmissions entre le port d'entrée du signal LO, 5, et les sorties

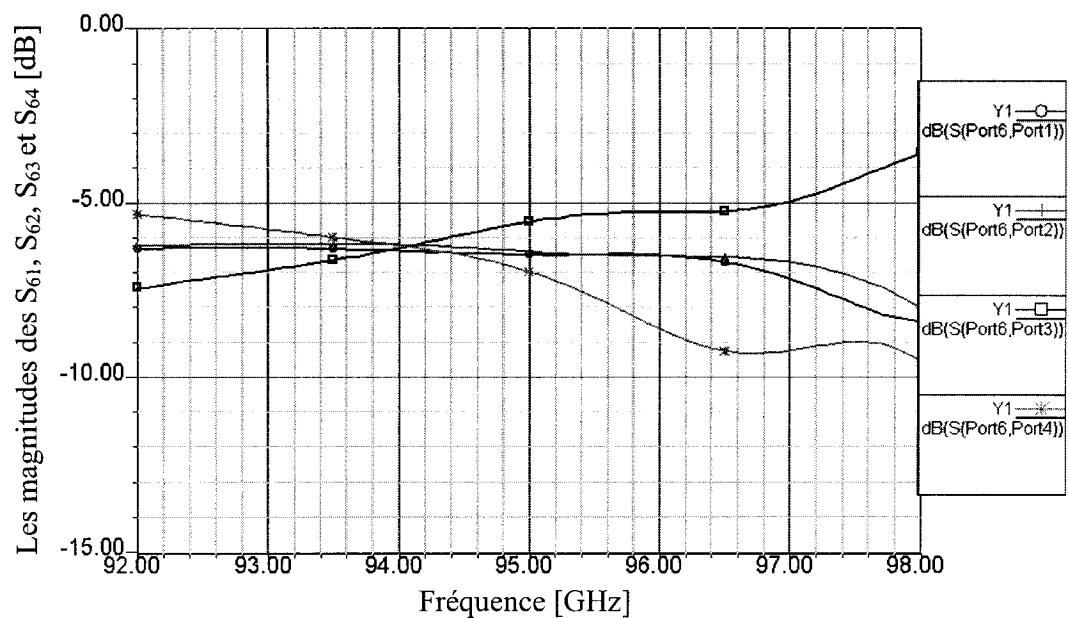


Figure 5.9. Les transmissions entre le port d'entrée du signal RF, 6, et les sorties

Conformément à la partie théorique du circuit six-port développée dans le deuxième chapitre de cette thèse, le déphasage entre les signaux de sortie du circuit six-port,  $b_i$ , où  $i = 1, \dots, 4$ , doit être multiple de  $90^\circ$ . Les signaux de sortie  $b_i$  représentent une combinaison entre les signaux de sortie correspondant à chaque entrée, donc entre  $S_{5i}$  et  $S_{6i}$ , où  $i = 1, \dots, 4$ . Donc, à leur tour, les différences entre les phases de ces signaux doivent être égales à des multiples de  $90^\circ$ . Si leur valeur est correcte, leur combinaison va donner le résultat final escompté.

Les réponses dans le domaine fréquentiel des phases des coefficients de transmission provenant des deux entrées, RF et, respectivement LO, sont présentées aux figures 5.10 et 5.11.

Nous remarquons que, dans les deux cas, le déphasage entre les signaux de sortie est un multiple de  $90^\circ$  dans toute la bande de fréquence de 6 GHz considérée.

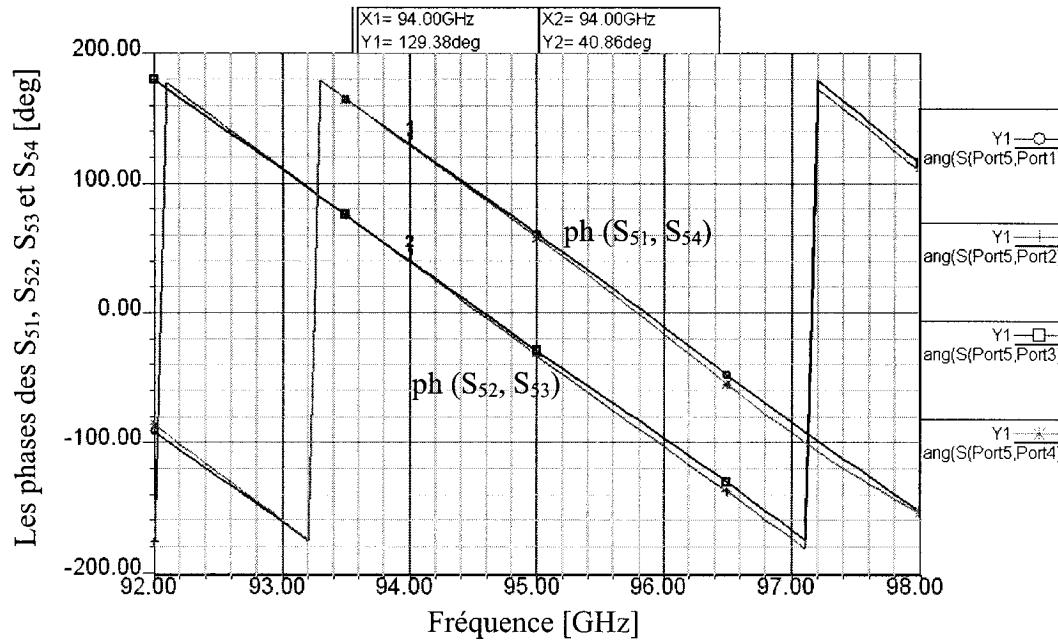


Figure 5.10. Les phases des coefficients de transmission entre le port du signal LO et les sorties

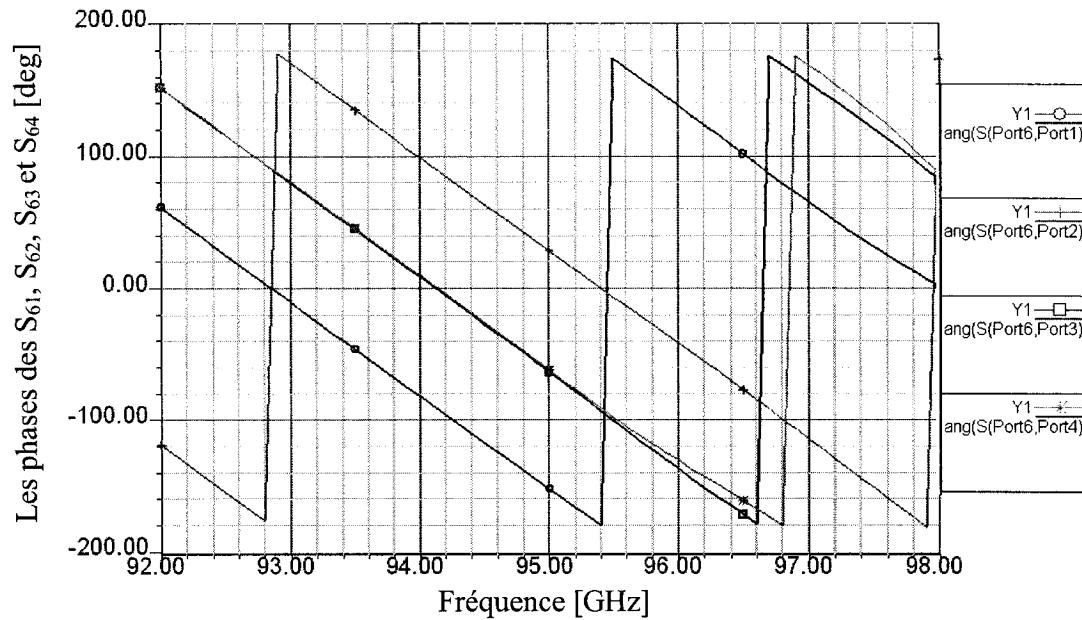


Figure 5.11. Les phases des coefficients de transmission entre le port du signal RF et les sorties

#### 5.4. Le discriminateur six-port avec transitions; résultats de simulation

Dans le but de fabriquer et de mesurer le nouveau circuit six-port, réalisé en guide d'onde intégré au substrat, nous avons dû attacher à chaque port de cette structure des transitions vers les flanges WR-10. Ces transitions permettent la connexion de celui-ci aux instruments de mesure ou à d'autres circuits micro-ondes réalisés en guide d'onde rectangulaire standard.

Le nouveau circuit est développé et simulé toujours à l'aide du logiciel HFSS. À la figure 5.12 est présenté le dessin du nouveau circuit six-port, muni des transitions à chaque port d'entrée et de sortie.

Les longueurs des bras des coupleurs et les parties en guide d'onde rectangulaire sont ajustées en ordre de permettre la connexion aux flanges standard WR-10.

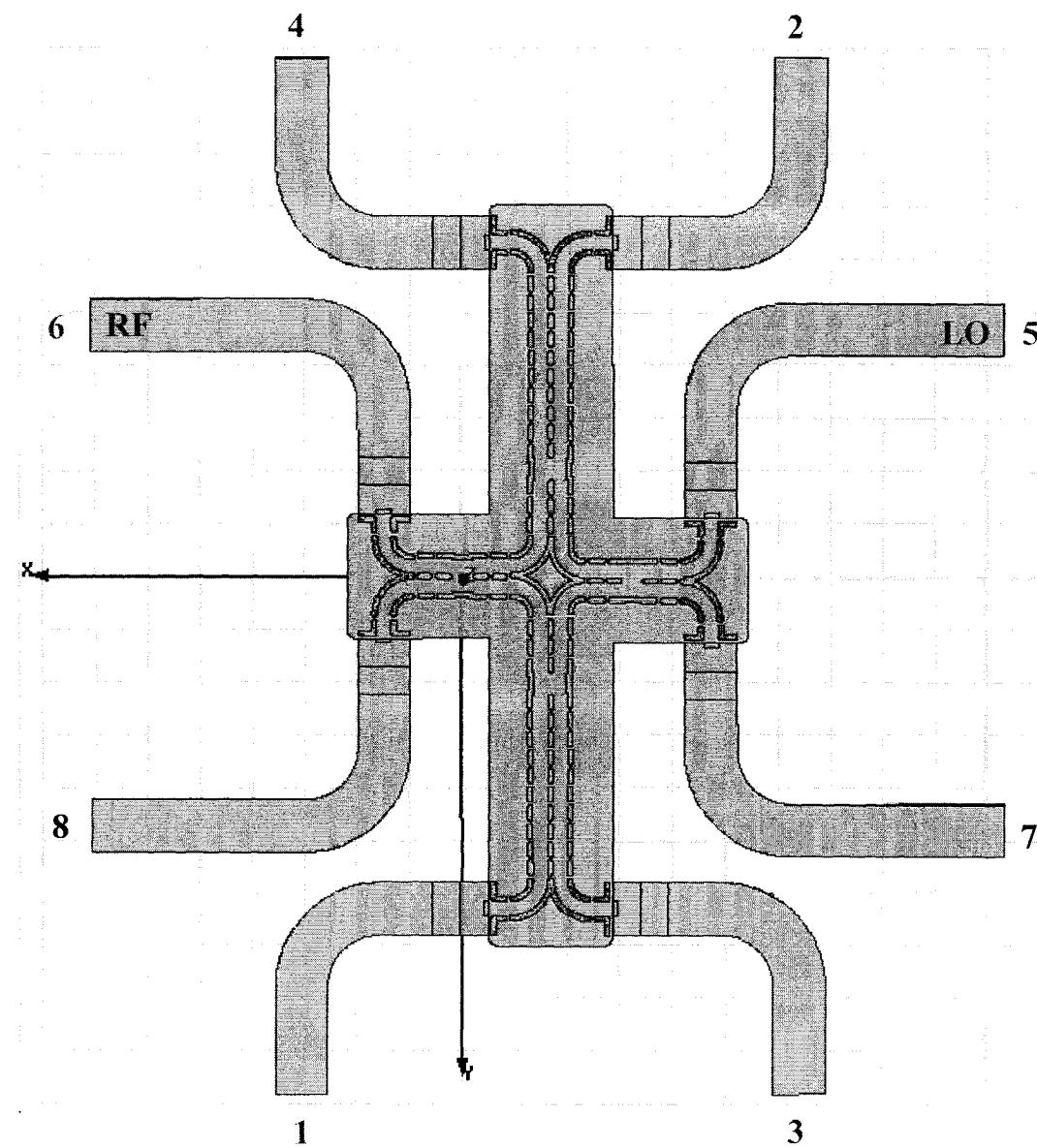


Figure 5.12. Le circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat, avec des transitions vers les flanges WR-10

L'évaluation des performances du circuit du point de vue des paramètres de dispersion a été faite à l'aide des simulations spécifiques du logiciel HFSS. Les résultats de simulation de ces paramètres sont présentés aux figures 5.13 à 5.17.

Les adaptations aux ports de sortie par rapport à la fréquence sont illustrées à la figure 5.13.

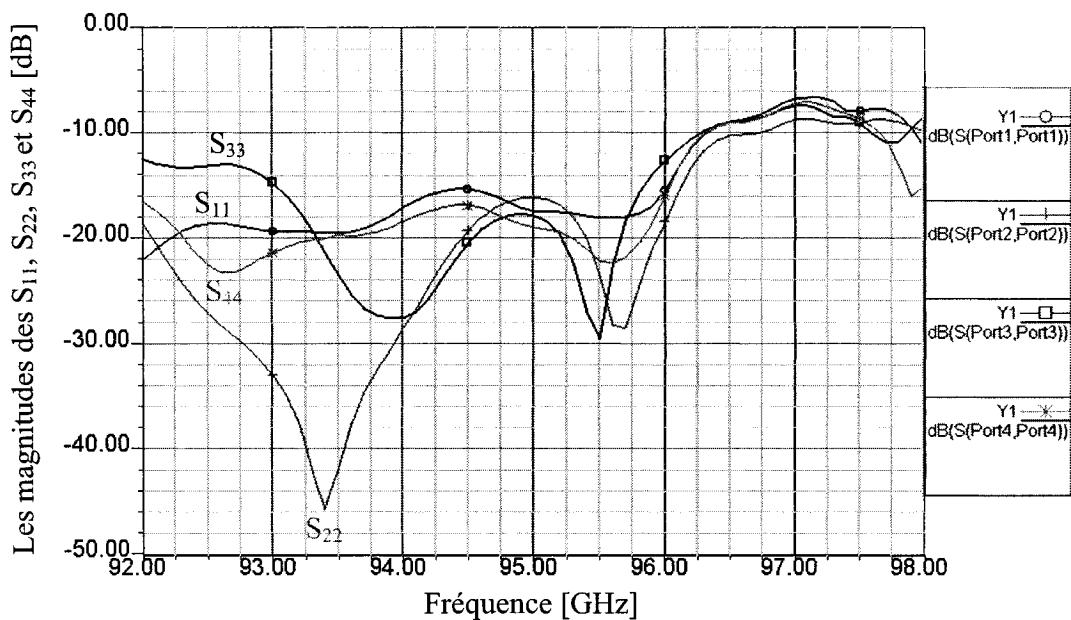


Figure 5.13. Les adaptations aux ports de sortie du circuit six-port avec transitions

En analysant ces courbes, nous remarquons les bonnes valeurs de ces paramètres, de moins de 15 dB, dans une large bande de fréquence, entre 93 GHz et 95,8 GHz. Autour de la fréquence d'opérations de 94 GHz, toutes les adaptations aux ports de sortie sont inférieures à -17 dB.

Les variations des magnitudes des adaptations et de l'isolation entre les deux ports d'entrée, par rapport à la fréquence, sont présentées à la figure 5.14.

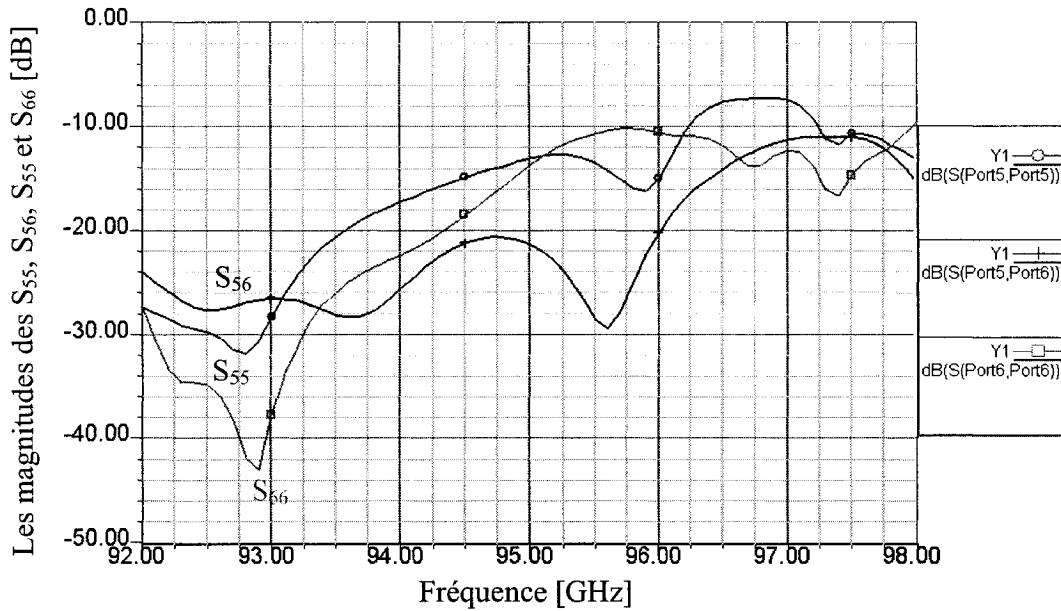


Figure 5.14. Les adaptations et l'isolation entre les ports d'entrée

Nous pouvons constater que les valeurs des adaptations sont inférieures à 15 dB dans une bande de fréquence de 2,5 GHz, tandis que l'isolation est excellente, de moins de -20 dB, dans une bande de 4 GHz. À la fréquence centrale, ces paramètres ont des valeurs très bonnes, de -18 dB, -22 dB et -26 dB, correspondant à  $S_{55}$ ,  $S_{66}$  et, respectivement, à  $S_{56}$ .

Les isolations entre les ports de sortie représentent d'autres paramètres importants du circuit six-port. La figure 5.15 illustre les réponses fréquentielles de ces paramètres.

Analysant ces courbes, nous constatons que les valeurs de ces paramètres sont très bonnes, de moins de -20 dB, dans une bande de fréquence de 2,5 GHz, entre 92 GHz et 94,5 GHz. À la fréquence d'opération de 94 GHz, leurs valeurs sont excellentes, entre -20 dB ( $S_{24}$ ) et -34 dB ( $S_{12}$  et  $S_{14}$ ).

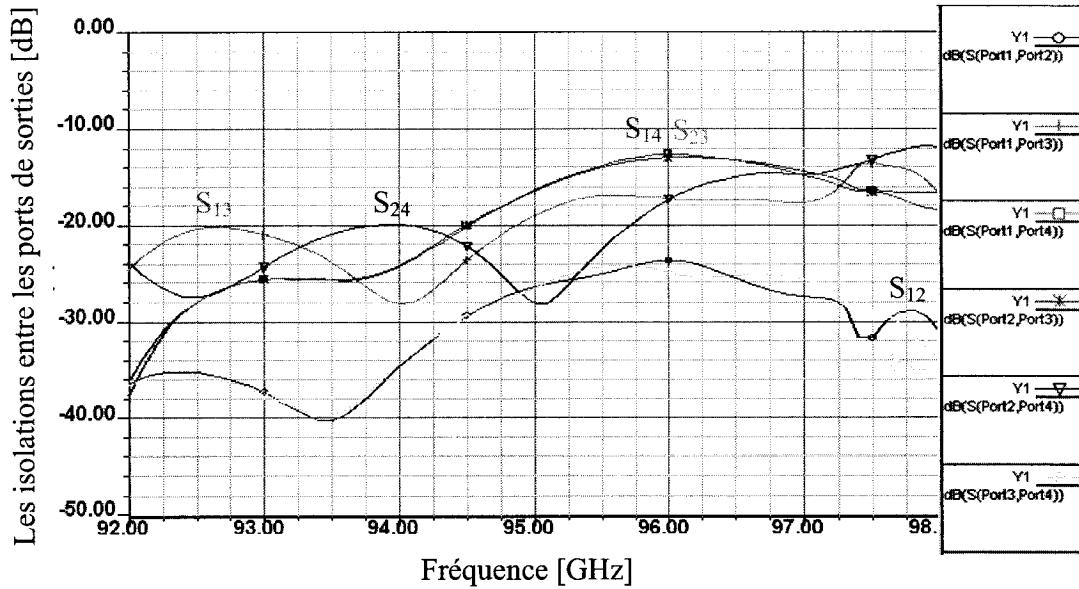


Figure 5.15. Les isolations entre les ports de sortie du circuit six-port

Les réponses fréquentielles des coefficients de transmission entre les ports d'entrée des signaux LO (5) et RF (6) et les quatre ports de sortie sont présentées aux figures 5.16 et 5.17.

À la première figure nous remarquons que le partage entre le signal LO et les ports de sortie est excellent à 94,2 GHz, avec des pertes d'insertion supplémentaires de 0,5 dB par rapport au cas idéal. Mais ce partage peut être considéré excellent dans un intervalle de fréquence de 0,6 GHz autour de cette fréquence, car la valeur des pertes reste inférieure à 6,6 dB, donc 0,6 dB des pertes supplémentaires par rapport à leur valeur théorique.

À la figure 5.17, qui présente les coefficients de transmission entre l'entrée RF et les quatre sorties, nous constatons que le partage se fait exactement à la fréquence de 94 GHz. Les pertes d'insertion supplémentaires par rapport au cas idéal sont de 0,5 dB, sauf celle correspondant à la transmission vers le port 1, qui est de 0,6 dB.

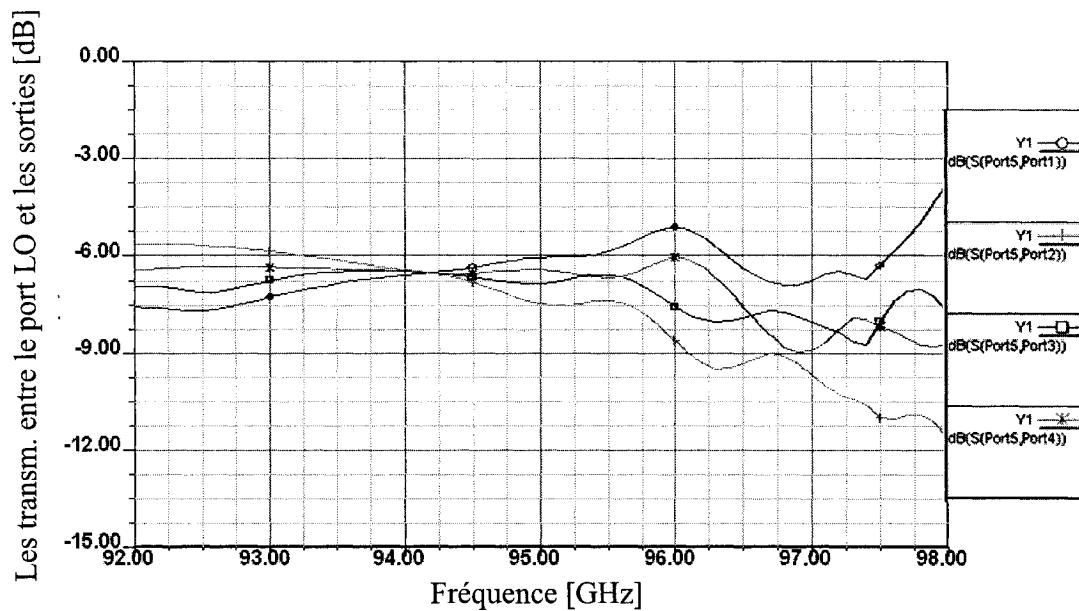


Figure 5.16. Les coefficients de transmission entre le port d'entrée LO et les sorties

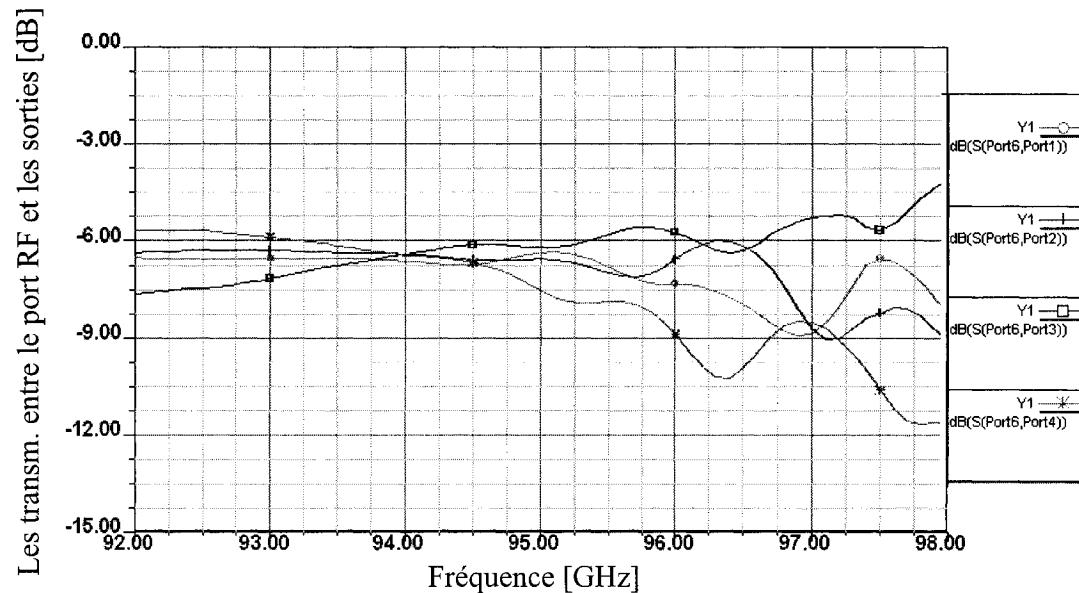


Figure 5.17. Les coefficients de transmission entre le port d'entrée RF et les sorties

En analysant tous ces résultats, nous remarquons que le fait d'ajouter des transitions à chaque port du circuit n'a pas influence d'une manière significative les performances du six-port. À partir de ces conclusions, nous pouvons passer à la fabrication de ce circuit.

### 5.5. Fabrication et résultats de mesure du circuit six-port

Le nouveau circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat, est réalisé en utilisant la même technologie et le même substrat que ceux utilisés dans le cas des circuits précédents, présentés au quatrième chapitre.

À la figure 5.18 est présentée la photographie du circuit six-port fabriqué en guide d'onde intégré dans un substrat d'alumina.

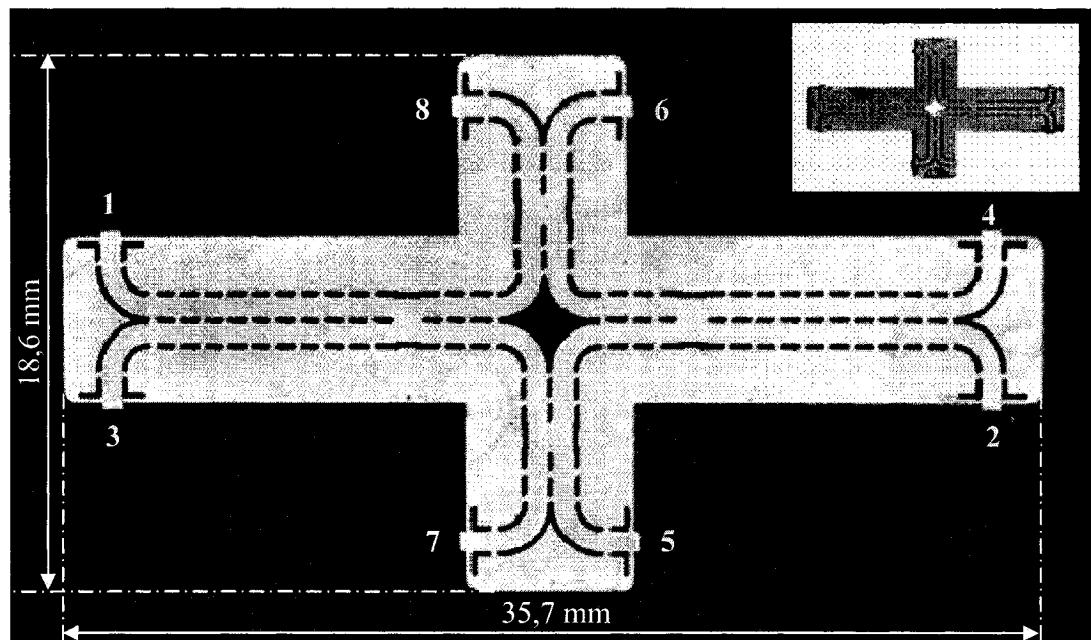


Figure 5.18. La photographie du circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat

Les dimensions du circuit SIW sont directement liées aux dimensions des transitions vers les flanges standard WR-10, qui permettent la connexion du circuit aux instruments de mesure ou à d'autres circuits micro-ondes en guide d'onde rectangulaire standard. Ces dimensions sont de 18,6 mm par 35,7 mm. Dans cette photographie, le circuit est présenté avant (coin supérieur droit) et après l'application de la pâte argentée, utilisée dans le processus de métallisation des trous.

Le circuit six-port SIW est accommodé dans la cavité centrale d'une structure métallique, constituée par un bloc de laiton, dans lequel sont usinées les transitions vers les flanges standard WR-10. À la figure 5.19 est présentée la photo du circuit six-port réalisé dans la technologie du guide d'onde, intégré au substrat, muni des transitions vers les flaches WR-10.

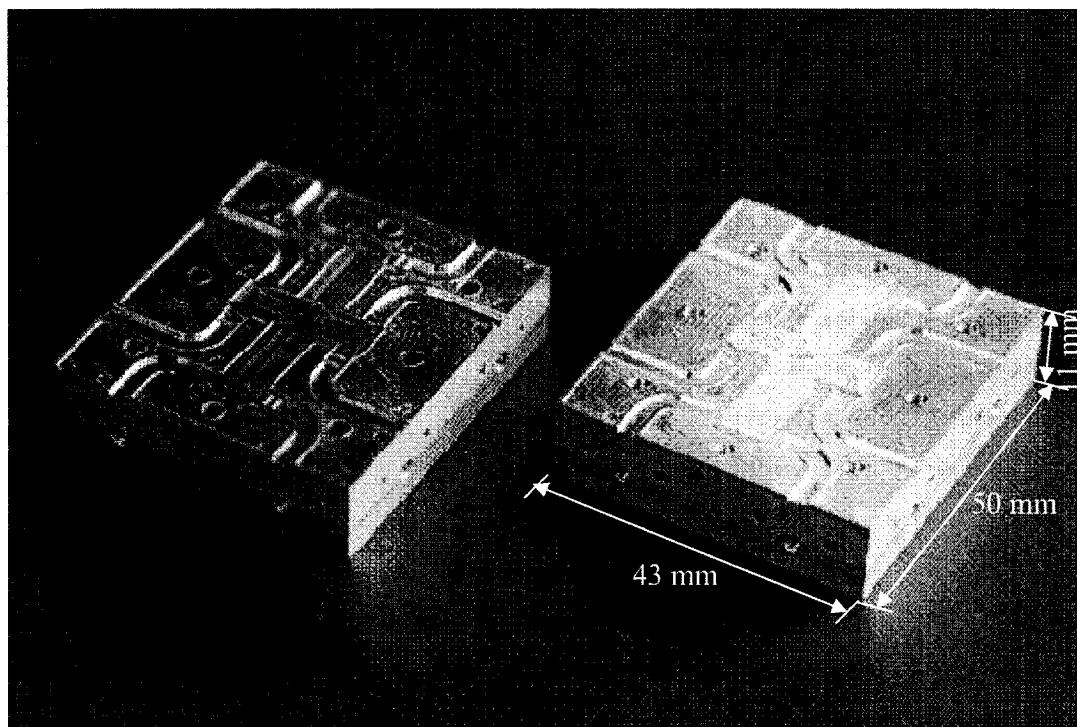


Figure 5.19. La photo du circuit six-port SIW accommodé dans la structure métallique, muni des transitions vers les franges standard WR-10

Les dimensions globales de cette structure sont, elles aussi, imposées par les dimensions des flanges standard WR-10 et elles sont de 43 mm par 50 mm. Dans la photo, le circuit six-port se trouve dans la partie droite de la structure métallique. Le couvercle se trouve dans la partie gauche de cette photo. Dans le but d'assurer une bonne robustesse mécanique et la stabilité de la structure du point de vue de ses performances, les deux parties seront bien consolidées l'une à l'autre par des vis.

Pour l'application radar envisagée, le circuit six-port joue le rôle d'un discriminateur de phase, qui doit évaluer le déphasage entre deux signaux d'entrée RF. Un de ces signaux représente le signal de référence provenant d'un oscillateur local connecté au port 5, et l'autre est constitué par le signal reçu, réfléchi par la cible, connecté au port 6.

L'évaluation de ce déphasage est réalisée grâce au traitement des signaux obtenus aux quatre ports de sortie du circuit, numérotés de 1 à 4. Ces signaux, représentant des combinaisons linéaires des deux signaux d'entrée, sont ensuite détectés à l'aide des détecteurs de puissance connectés à chaque sortie. Les ports 7 et 8 sont non opérationnels, donc ils sont terminés par des charges adaptées.

Les mesures des paramètres de dispersion effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux du même type que celui utilisé pour les autres circuits nous ont permis d'évaluer les performances de ce nouveau circuit, autour de la fréquence d'opération de 94 GHz pour laquelle il a été conçu.

Dans le but d'améliorer le plus possible les performances du système, les deux ports d'entrée doivent être très bien isolés. En autres termes, la partie du signal de référence qui arrive au port 6 doit être négligeable comparativement au signal RF reçu à ce port.

Les résultats de mesure de l'isolation entre les deux ports d'entrée du circuit six-port, dans une bande de fréquence de 6 GHz, entre 91 GHz et 97 GHz sont présentés à la figure 5.20.

Nous pouvons remarquer que cette isolation a une valeur très bonne, inférieure à -20 dB, dans une large bande de fréquence, de plus de 4 GHz. À la fréquence

d'opération, la valeur de ce paramètre est de -24 dB, atteignant un minimum de -40 dB à 94,7 GHz.

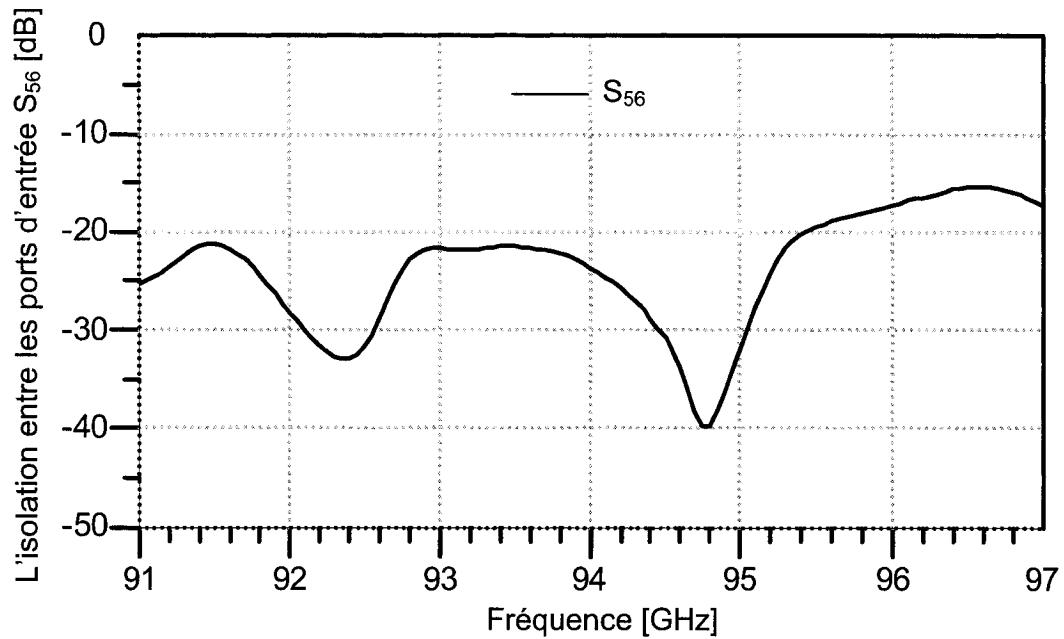


Figure 5.20. L'isolation mesurée entre les ports d'entrée du circuit six-port

Dans le but de réduire le phénomène d'offset DC causé par les réflexions multiples aux ports de sortie, la jonction six-port doit avoir des excellentes adaptations à tous ces ports. Aux figures 5.21 et 5.22 sont illustrées les pertes de réflexion mesurées aux quatre ports de sortie du circuit.

Nous remarquons que les pertes de réflexion mesurées à tous les ports de sortie du circuit six-port sont inférieures à la valeur de -10 dB dans presque toute la plage de fréquence considérée et elles sont d'environ -20 dB autour de la fréquence d'opération de 94 GHz.

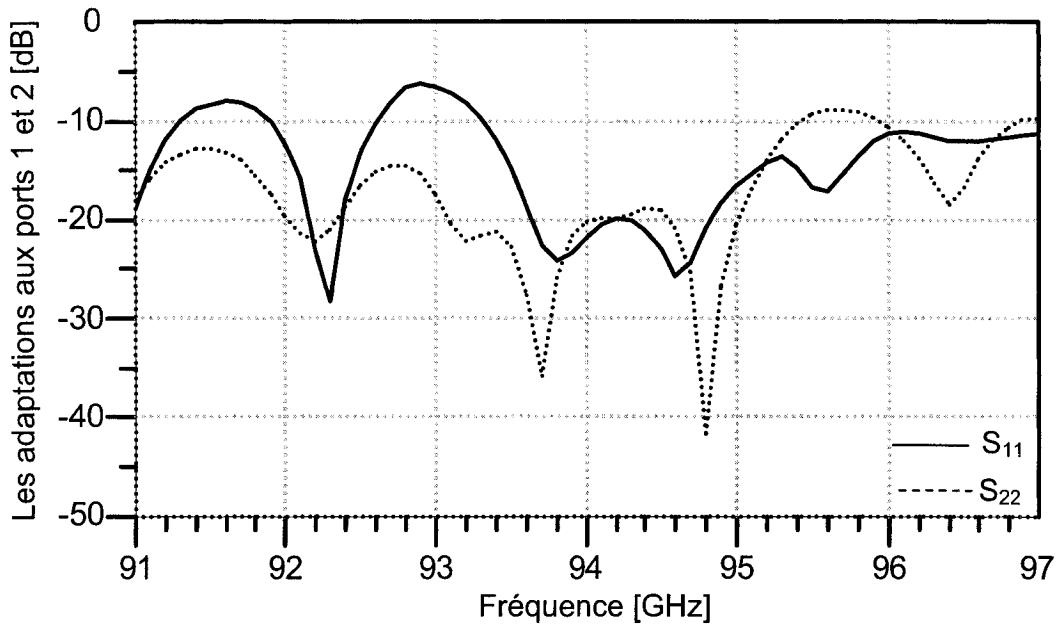


Figure 5.21. Les pertes de réflexion mesurées aux ports de sortie 1 et 2

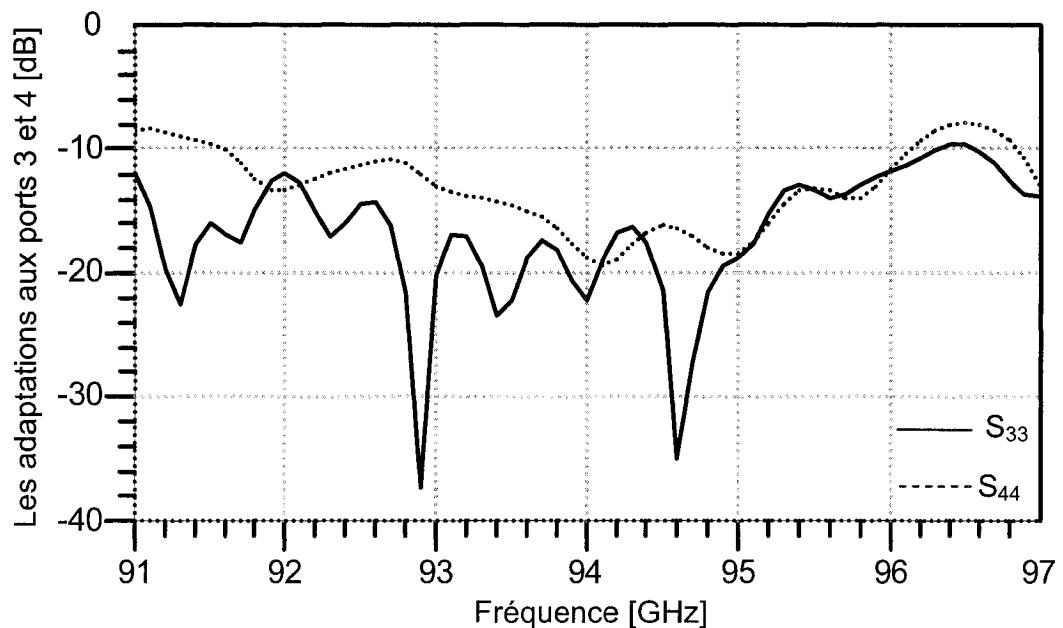


Figure 5.22. Les pertes de réflexion mesurées aux ports de sortie 3 et 4

Les résultats de mesure des coefficients de transmission entre le port du signal de référence et les ports de sortie 3 et 4 sont présentés à la figure 5.23.

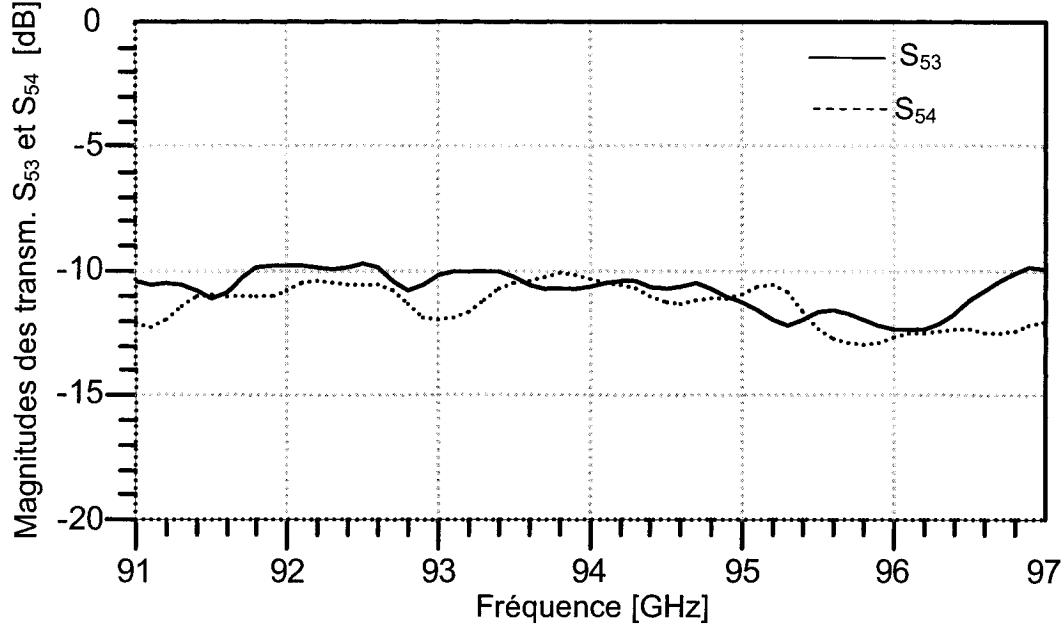


Figure 5.23. Les transmissions mesurées entre le port d'entrée du signal de référence et les ports de sortie 3 et 4

Dû au fait que chaque signal d'entrée RF passe par deux coupleurs hybrides, dans le cas du circuit six-port idéal, le partage du signal d'entrée entre les sorties est fait exactement à la fréquence d'opération de 94 GHz et est égal à 6 dB. Dans le cas du circuit proposé, équipé des transitions vers des flanges standard WR-10 à tous les ports, nous devons considérer des pertes additionnelles de 4 dB (environ 2 dB pour chaque transition). Donc, les pertes de transmission du circuit avec transitions autour de la fréquence d'opération devront avoir une valeur d'environ 10 dB.

Par rapport à cette valeur, à la figure 5.23 nous remarquons l'apparition des pertes supplémentaires d'environ 1 dB autour de la fréquence d'opération. Ces pertes supplémentaires sont dues aux erreurs inhérentes du processus de fabrication. Le partage

se fait exactement à 94,1 GHz, donc très proche de la fréquence d'opération et les valeurs de ces coefficients sont presque constantes dans une large bande de fréquence autour de cette valeur.

À cause de l'utilisation des coupleurs Hybride  $90^\circ$ , la phase des coefficients de transmission doit être un multiple de  $90^\circ$ . La figure 5.24 présente une mesure typique de cette phase entre l'un des ports d'entrée et deux ports de sortie, notamment entre le port du signal de référence LO et les ports de sortie 3 et 4.

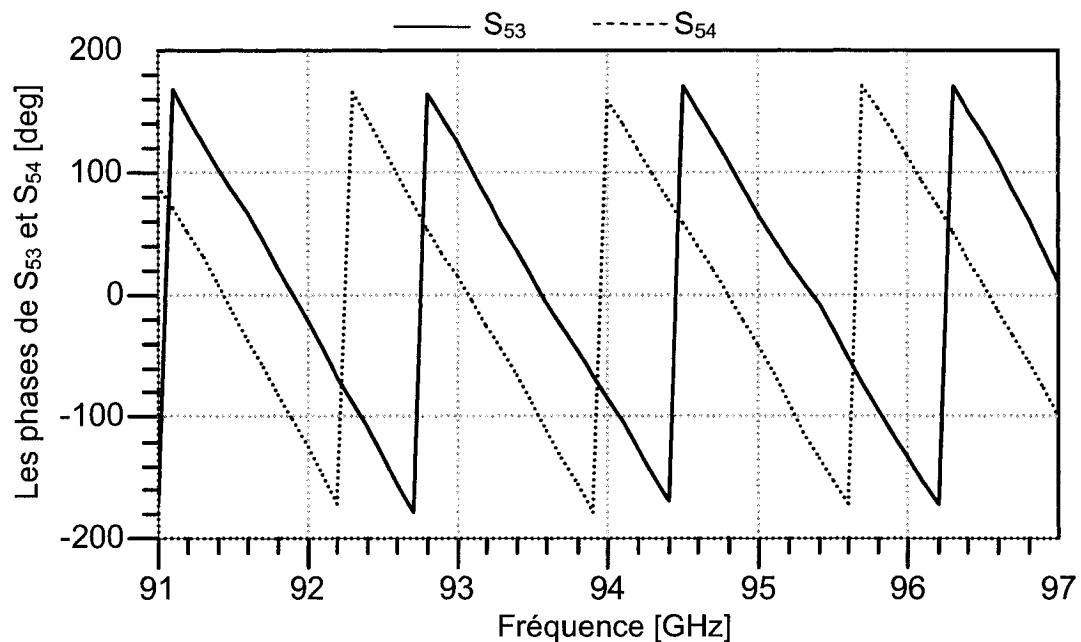


Figure 5.24. Les phases mesurées des coefficients de transmission entre le port 5 et les ports de sortie 3 et 4

Comme nous pouvons observer dans cette figure, la différence de phase entre les deux paramètres est autour de  $90^\circ$ . Celle-ci est constante dans toute la bande de fréquence considérée.

Les quatre ondes émergentes du circuit six-port,  $b_i$ , peuvent être obtenues en utilisant les paramètres de dispersion, comme présenté à la relation suivante :

$$b_i = a_5 S_{5i} + a_6 S_{6i}, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (5.1)$$

où  $a_5$  et  $a_6$  représentent les ondes immersantes aux ports d'entrée du six-ports.

En accord avec l'équation (5.1), les signaux de sortie du circuit six-port représentent des combinaisons linéaires entre les signaux d'entrée. Les paramètres de dispersion mesurés sont utilisés pour calculer la magnitude de l'un des signaux de sortie en quadrature, I ou Q, en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée.

La forme d'onde typique d'un signal de sortie en quadrature par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée est présentée à la figure 5.25.

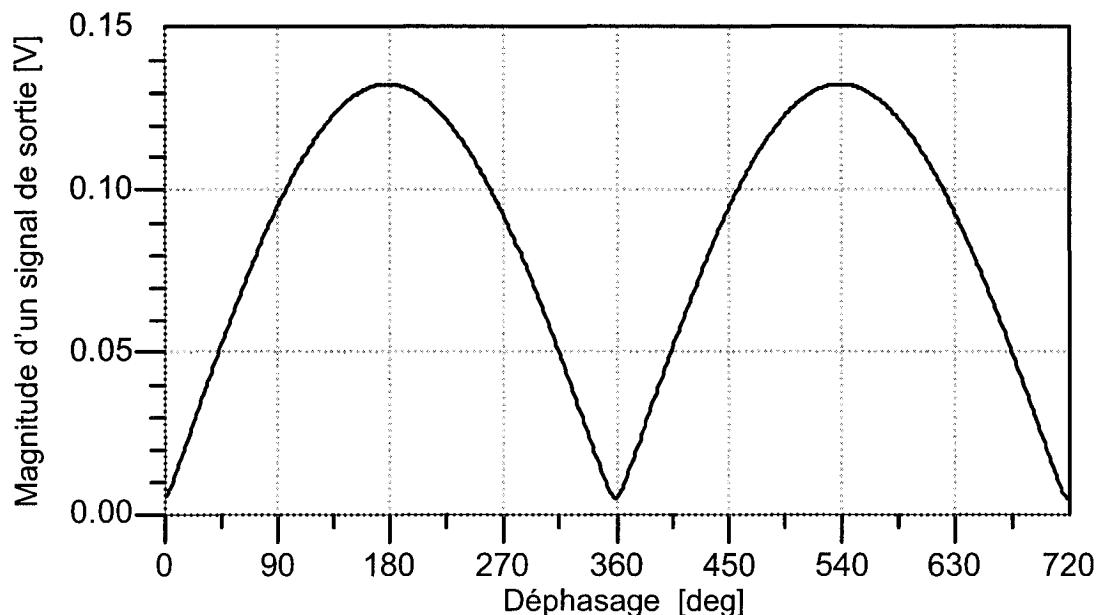


Figure 5.25. Variation typique de la magnitude d'un signal de sortie par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée

Comme il peut être remarqué dans la figure précédente, la forme d'onde de chaque signal de sortie présente une succession de valeurs maximales et minimales, dues

aux interférences constructives ou destructives entre les signaux d'entrée. Notamment, à chaque période de variation du déphasage de  $360^\circ$  correspondent une valeur minimale et une valeur maximale. Les valeurs minimales ou maximales des quatre signaux de sortie se succèdent une après l'autre à un intervalle de  $90^\circ$ , comme a été déjà présenté au chapitre II de cette thèse.

Dans ces calculs, le niveau de puissance des signaux d'entrée a été choisi égal à 0 dBm. En théorie, la valeur minimale de chaque signal de sortie doit être nulle. En pratique, dû aux erreurs de conception et de fabrication, cette valeur est différente de zéro et elle représente un critère important de la qualité du design du circuit six-port.

Comme nous pouvons remarquer dans ces résultats de mesure, la valeur minimale de la magnitude du signal de sortie est inférieure à 7 mV, ce qui représente moins de 3% de sa valeur maximale.

Finalement, nous pouvons conclure que les résultats de mesure de ce nouveau circuit six-port, réalisé en guide d'onde, intégré au substrat, à 94 GHz, sont excellents, ce qui va assurer de très bonnes performances du circuit comme discriminateur de phase dans l'application radar envisagée.

Dans le futur, l'utilisation des détecteurs de puissance intégrés dans le même substrat que le circuit six-port mènera à l'élimination des transitions vers le guide rectangulaire standard WR-10. Par conséquent, les coefficients de transmission s'approcheront de la valeur optimale de 6 dB, ce qui augmentera de façon significative la qualité et les performances de l'ensemble.

## CHAPITRE VI

### LE RADAR ANTICOLLISION RÉALISÉ À BASE DE SIX-PORT : PRINCIPE D'OPÉRATION ET RÉSULTATS DE SIMULATION

#### 6.1. Généralités

Dans ce projet nous proposons un nouveau senseur radar anticollision, basé sur un discriminateur six-port, dédié aux applications automobile autour de 94 GHz. Ce radar peut être utilisé de même dans diverses applications industrielles ou intégré dans des systèmes du contrôle automatique de la croisière (Autonomous Cruise Control – ACC), de plus en plus sollicités sur le marché.

Le bas prix, les dimensions réduites et une fidélité de mesure élevée sont les principales qualités qui assurent le succès d'un senseur radar. Même si le radar FMCW représente le type de radar consacré pour la mesure de la vitesse relative d'une cible et de la distance jusqu'à celle-ci, le radar proposé peut réaliser les mêmes fonctions en utilisant simplement deux signaux continus, générés un après l'autre, à deux fréquences appropriées. De plus, la simplicité de l'architecture et du principe d'opération du radar basé sur l'utilisation du circuit six-port permet un traitement analogique des données, ce qui vient à la rencontre des spécifications que nous venons de mentionner. Par conséquent, nous pouvons obtenir une bonne fidélité de mesure en utilisant un circuit analogique simple et moins coûteux.

Le schéma bloc de ce type de radar est présenté à la figure 6.1. Les signaux transmis sont générés à l'aide d'un oscillateur local contrôlé par tension, à deux fréquences différentes, une à 94 GHz et l'autre à une valeur dépendant de la distance maximale à mesurer.

Une partie du signal généré par l'oscillateur local constituera le signal de référence qui est injecté au port 5 du discriminateur six-port. Le signal qui doit être transmis par une antenne émettrice vers la cible est d'abord amplifié par un

amplificateur de puissance. Le signal réfléchi par la cible, appelé « le signal écho », est ensuite capté par une antenne réceptrice, amplifié par un amplificateur à faible bruit et injecté au port 6 du discriminateur six-port.

Pour améliorer d'avantage la précision de mesure, il faut que les deux signaux RF à l'entrée du six-port aient des niveaux comparables. Dans ce but il faut utiliser un atténuateur qui a le rôle de réduire le niveau du signal de référence provenant de l'oscillateur local.

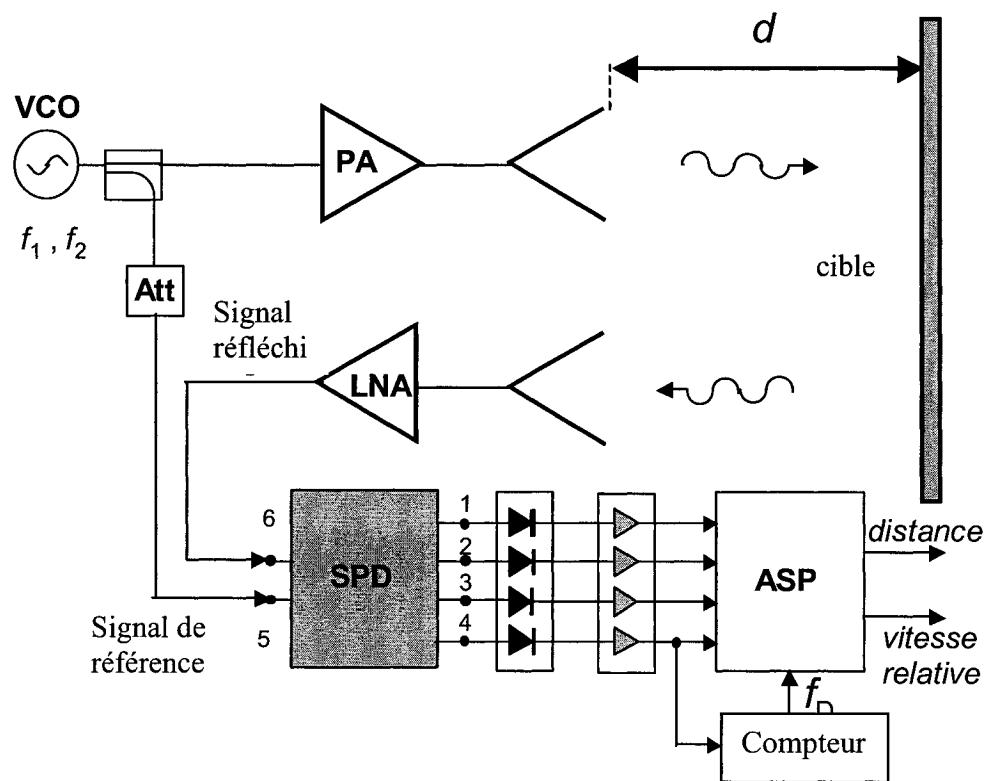


Figure 6.1. Le schéma bloc du senseur radar à base de six-port

Le module RF de la partie réceptrice de ce radar est constitué par un circuit six-port, qui joue le rôle d'un mélangeur de fréquence. Ses quatre signaux de sortie sont détectés par des détecteurs de puissance et amplifiés par des amplificateurs vidéo. Ensuite, ils sont analysés par un circuit de traitement analogique des données (ASP) qui

fournira des informations sur la distance jusqu'à la cible, de même que sur sa vitesse relative. Un compteur de fréquence connecté à l'une des sorties mesure la fréquence Doppler,  $f_D$ , directement liée à la vitesse de la cible.

Pour accroître l'isolation entre la voie de transmission et la voie de réception, sont utilisées deux antennes directionnelles. Donc le radar utilisé dans cette application est de type CW bi statique.

Conformément à la loi du Friis de propagation dans l'espace libre, la puissance du signal reçu par la partie réceptrice du radar diminue avec la distance à la quatrième puissance (voir la relation (1.11)). La distance maximale jusqu'à laquelle la cible est détectable, appelée « la portée du radar », est en fonction de la sensibilité du récepteur.

### 6.1.1. Le principe de mesure de la vitesse relative de la cible

Le mouvement relatif de la cible par rapport au radar détermine l'apparition d'une différence de fréquence entre le signal émis et celui réfléchi, appelée fréquence Doppler,  $f_D$ . Si on considère  $d$  la distance jusqu'à la cible, le nombre total de longueurs d'onde contenu dans le chemin aller-retour du signal transmis jusqu'à l'entrée du récepteur sera égale à  $2d/\lambda$ . Sachant qu'une longueur d'onde  $\lambda$  correspond à une variation de phase du signal de  $2\pi$ , le déphasage total de l'onde électromagnétique pendant une excursion aller-retour entre le radar et la cible sera de  $4\pi d/\lambda$  radians. Si la cible est en mouvement, la fréquence angulaire Doppler sera [42] :

$$\omega_D = 2\pi f_D = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{\Delta d}{\Delta t} = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot v_r \quad (6.1)$$

où

$f_D$  : la fréquence Doppler ;

$\Delta\theta$  : le déphasage entre le signal transmis et celui à l'entrée du récepteur radar ;

$\Delta t$  : le temps correspondant à une excursion aller-retour du signal transmis ;

$\lambda$  : la longueur d'onde correspondant à la propagation dans l'espace libre ;

$v_r$  : la vitesse relative de la cible par rapport au radar.

Par conséquent, la vitesse relative de la cible sera directement obtenue par la mesure de la fréquence Doppler. Le signe de celle-ci indique le mouvement relatif de la cible de rapprochement (pour  $f_D$  positive) ou d'éloignement (pour  $f_D$  négative) par rapport au radar.

Dans le cas du senseur radar proposé, quand nous appliquons aux entrées du circuit six-port deux signaux continus de fréquences  $f$ , correspondant au signal réfléchi par la cible et  $f_o$ , correspondant au signal de référence, celui-ci va agir comme un discriminateur de fréquence. Par conséquent, le vecteur  $\Gamma$ , défini par la relation (2.2.25), va développer un mouvement de rotation dans le plan complexe. La vitesse angulaire de rotation sera égale à la fréquence angulaire Doppler  $\omega_D$ . Par la suite, la fréquence Doppler  $f_D$  peut être obtenue en mesurant la vitesse angulaire de rotation de ce vecteur, conformément à l'équation suivante:

$$f_D = \Delta f = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta t} \text{ [Hz]} \quad (6.2)$$

où  $\Delta\theta$  est une fonction de temps qui représente le déphasage entre les deux signaux d'entrée :  $\Delta\theta = \theta_6 - \theta_5$ .

Le signe de  $f_D$ , qui indique la direction de mouvement de la cible par rapport au radar, est donné par le sens de rotation du vecteur  $\Gamma$  (dans le sens horaire le signe est positif, indiquant un rapprochement, dans le sens anti-horaire, le signe est négatif, indiquant un éloignement). Le sens de rotation du vecteur  $\Gamma$  est donné par l'ordre de succession des valeurs minimales des tensions aux sorties des détecteurs de puissance. Si ces valeurs de succèdent de  $V_1$  à  $V_4$ , alors le vecteur  $\Gamma$  tourne dans le sens anti-horaire. Si cette succession est de  $V_4$  à  $V_1$ , alors le vecteur  $\Gamma$  tourne dans le sens contraire.

La vitesse relative de la cible peut être ensuite obtenue par un simple calcul mathématique, conformément à la relation suivante :

$$v = \frac{\lambda}{2} \cdot f_D = \frac{c}{2f} f_D \quad [\text{m/s}] \quad (6.3)$$

où  $c$  représente la vitesse de la lumière en espace libre et  $f$  est la fréquence du signal CW transmis.

### 6.1.2. Le principe de mesure de la distance jusqu'à la cible

La différence de phase  $\Delta\theta$  entre un signal transmis, continu (CW),  $\theta_T$ , et celui réfléchi par une cible à l'entrée du récepteur  $\theta_R$ , est donnée par la relation suivante :

$$\Delta\theta + 2\pi n = \frac{4\pi \cdot d}{\lambda} = \frac{4\pi \cdot f}{c} \cdot d \quad [\text{rad}] \quad (6.4)$$

où  $\Delta\theta = \theta_T - \theta_R$  et  $n$  représente une constante entière. Par conséquence, dans le cas quand nous transmettons un seul signal continu, la distance maximale qui peut être mesurée sans ambiguïté correspondant à un déphasage de  $2\pi$  sera de  $\lambda/2$ .

En pratique, la distance à mesurée est beaucoup plus grande que  $\lambda/2$  ( $\lambda = 3,19$  mm à 94 GHz représente la longueur d'onde correspondant à la propagation dans l'espace libre) et la constante  $n$  est inconnue.

Pour mesurer la distance jusqu'à la cible et éliminer cette ambiguïté, il est nécessaire d'envoyer deux signaux continus, CW, à deux fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$ , l'un après l'autre et déterminer la différence de phases entre les deux signaux échos correspondants,  $\Delta\theta_1$  et  $\Delta\theta_2$ . Ce déphasage est donné par la relation [36, 37, 38] :

$$\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2 = 2 \frac{(\omega_1 - \omega_2) \cdot d}{c} = \frac{4\pi(f_1 - f_2) \cdot d}{c} \quad [\text{rad}] \quad (6.5)$$

La distance jusqu'à la cible sera donc proportionnelle avec la différence entre les déphasages correspondant aux deux signaux échos [37, 38] :

$$d = \frac{c(\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2)}{4\pi(f_1 - f_2)} \quad [\text{m}] \quad (6.6)$$

ou  $\Delta\theta_1$  et  $\Delta\theta_2$  sont les phases des signaux échos correspondants aux deux signaux CW transmis (les phases des vecteurs  $\Gamma$  correspondants) et  $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences des ceux-ci.

La différence maximale entre les déphasages des signaux échos pour laquelle la distance maximale peut être mesurée sans ambiguïté, est  $\Delta\theta = \Delta\theta_1 - \Delta\theta_2 = 2\pi$  et la relation (6.6) devient :

$$d_{\max} = \frac{c}{2(f_1 - f_2)} \quad [\text{m}] \quad (6.7)$$

Par exemple, si nous devons mesurer des distances jusqu'à 100 m, la différence entre les fréquences des deux signaux transmis un après l'autre doit être de 1,5 MHz.

Si les distances à mesurer sont plus courtes, selon l'application, pour éviter les ambiguïtés de mesure dues à la périodicité de  $2\pi$ , il faut choisir la différence entre les fréquences des deux signaux CW transmis de façon appropriée. Donc, si la distance maximale à mesurer diminue de dix fois, la différence entre les deux fréquences doit être multipliée avec le même facteur. Par la suite, à une distance maximale à mesurer égale à 10 m correspond une différence entre les fréquences de 15 MHz. Par conséquent, l'oscillateur local contrôlé en tension doit être choisi de façon appropriée, pour permettre de générer un signal à 94 GHz et un autre à côté de lui, dans une plage allant de

quelques centaines de KHz jusqu'à quelques centaines de MHz, selon la distance à mesurer.

Il peut être démontré [42] que la relation (6.6) reste valable aussi dans le cas d'une cible en mouvement par rapport au radar avec une vitesse constante. Ceci est du au fait que la fréquence Doppler correspondant aux deux signaux CW transmis est presque la même ( $\Delta f = f_2 - f_1 \ll f_1$ , donc  $f_{d1} = f_{d2} = f_d$ ) et les termes contenant cette fréquence vont s'annuler par la différence entre les phases des deux signaux échos.

Les performances du senseur radar proposé ont été évaluées par des simulations de système, réalisées à l'aide du simulateur « Advanced Design System » (ADS) d'Agilent Technologies, versions 2003A et 2004 et par des mesures, réalisées avec deux prototypes du discriminateur six-port, en technologies RWG et SIW.

Pour prouver la validité du principe d'opération du senseur radar à base de circuit six-port, avant de passer à la conception proprement dite du discriminateur et du circuit analogique de traitement des données, nous avons effectué des simulations de système avec des éléments idéaux.

## 6.2. Les simulations de système en utilisant le modèle idéal du discriminateur six-port

Les principes de mesure de la vitesse relative de la cible et de la distance jusqu'à celle-ci ont été validés en utilisant des schémas de simulation développés à l'aide du simulateur ADS. Ces schémas ont été réalisés en utilisant un modèle idéal du circuit six-port, conçu à l'aide des guides d'onde rectangulaires et des détecteurs de puissance idéaux, et un bloc analogique de traitement des données.

À la figure 6.2 est présenté le modèle idéal du circuit six-port. Nous remarquons que l'architecture du circuit est semblable à celle présentée au chapitre II de cette thèse. Le diviseur de puissance est réalisé à l'aide d'un coupleur hybride et d'une ligne de transmission d'un quart de longueur d'onde, pour compenser le déphasage entre les signaux de sortie. Le port du signal de référence provenant de l'oscillateur local est le

port 5, tandis que le signal RF reçu sera dirigé vers le port 6. Les ports de 1 à 4 représentent les ports des signaux de sortie du circuit. Les ports non opérationnels sont terminés par des charges adaptées à l'impédance caractéristique du guide d'onde rectangulaire standard WR-10, qui est égale à  $484 \Omega$ .

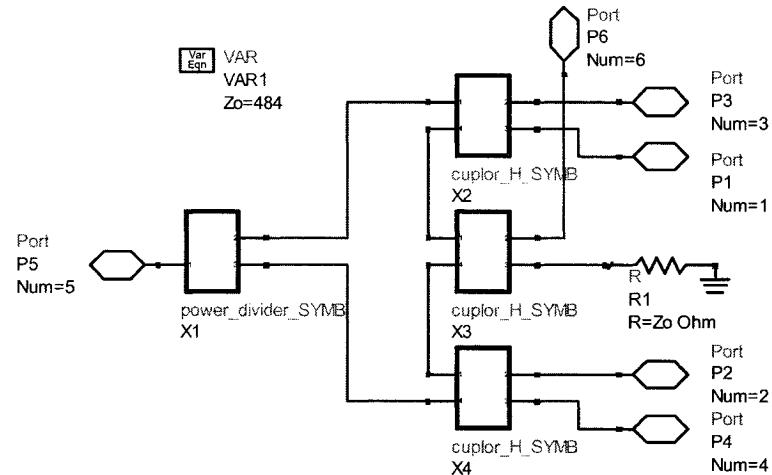


Figure 6.2. Le modèle du circuit six-port idéal

Aux figures 6.3 et 6.4 sont présentés les modèles du coupleur hybride  $90^\circ$  et du diviseur de puissance réalisés en guide d'onde rectangulaire.

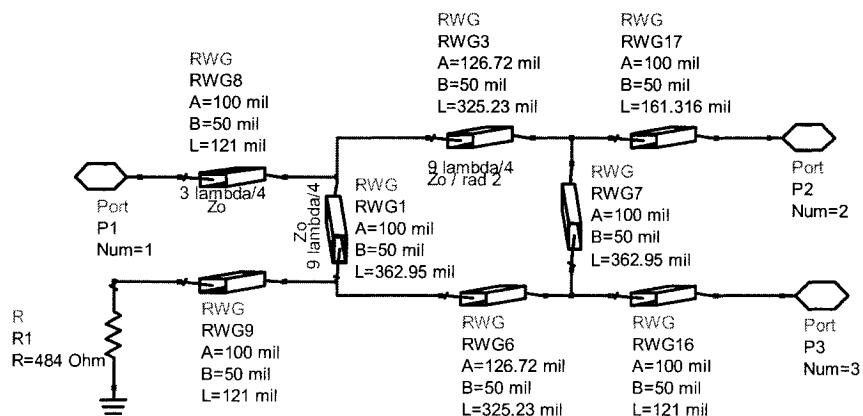


Figure 6.3. Le coupleur hybride  $90^\circ$  idéal, en guide d'onde WR-10

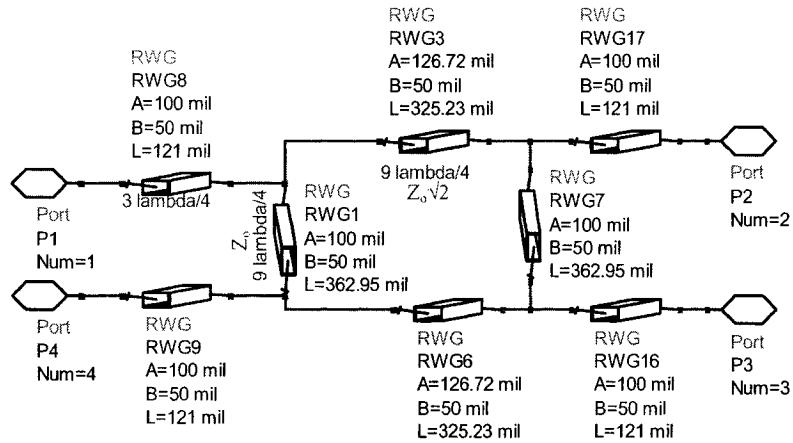


Figure 6.4. Le diviseur de puissance idéal, en guide d'onde WR-10

Nous remarquons que les deux circuits sont réalisés ayant comme élément de base le guide d'onde rectangulaire, avec le respect des contraintes imposées par le design de chaque circuit et par les dimensions du guide standard WR-10, qui sont  $a \times b = 2,54 \text{ mm} \times 1,27 \text{ mm}$ . Ces guides, dont l'impédance caractéristique est  $Z_0 = 484 \Omega$ , réalisent la connexion entre les divers éléments du circuit six-port et entre ce dernier et d'autres circuits micro-ondes ou les instruments de mesure.

En tenant compte que l'hauteur du guide ( $b$ ) doit rester toujours la même, les valeurs des impédances caractéristiques correspondant à chaque branche des coupleurs sont obtenues en modifiant la largeur ( $a$ ) de ceux-ci. La longueur de ces branches a été adaptée en fonction du diamètre des flanges standard WR-10, qui est de 20 mm, en gardant en même temps le déphasage des signaux de sortie approprié à chaque cas. En conséquence, ces longueurs ont été choisies égales à un multiple impair du quart de la longueur d'onde guidée. L'équilibrage des phases aux sorties du diviseur de puissance a été réalisé en ajoutant une longueur supplémentaire de  $\lambda/4$  à l'une des sorties.

Le modèle du détecteur de puissance idéal utilisé dans les schémas de simulation est présenté à la figure 6.5.

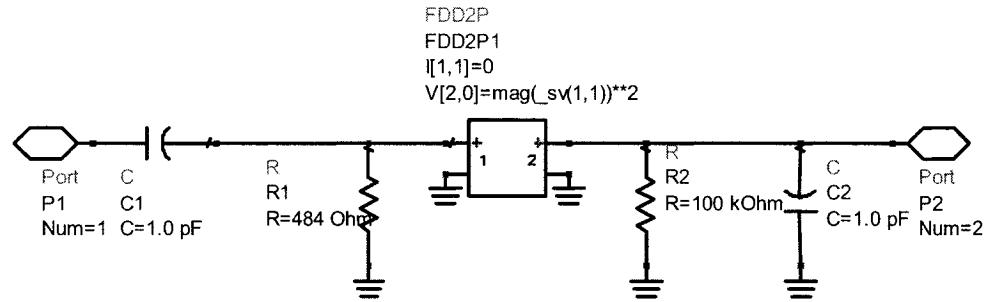


Figure 6.5. Le modèle du détecteur idéal de puissance

Nous remarquons qu'à l'entrée, le détecteur doit être adapté à l'impédance caractéristique du guide d'onde rectangulaire standard WR-10.

Le schéma du circuit analogique de traitement des données est présenté à la figure 6.6. Ce module est réalisé par quatre amplificateurs vidéo qui ont le rôle d'amplifier les signaux de sortie détectés et par deux amplificateurs différentiels, qui ont le rôle de fournir les signaux de sortie en quadrature,  $Re(\Gamma)$  et  $Im(\Gamma)$ .

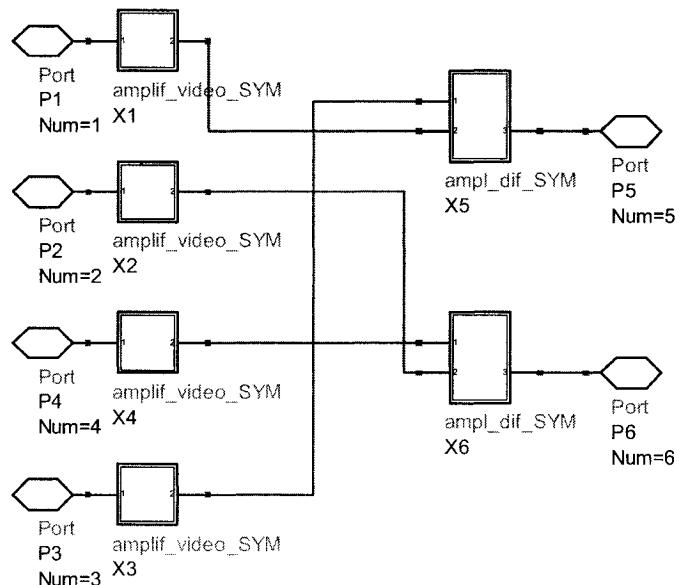


Figure 6.6. Le modèle du circuit analogique de traitement des données

À la figure 6.7 est présenté le circuit d'un amplificateur vidéo. Celui-ci utilise un amplificateur opérationnel de type OPA 2658, ayant un gain de 100 dB et une largeur de bande de 100 MHz.

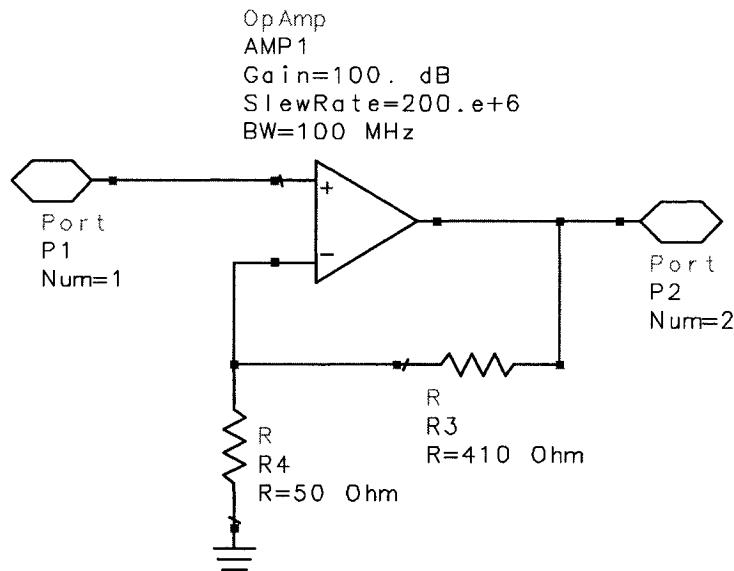


Figure 6.7. Le schéma de l'amplificateur vidéo

Le schéma des amplificateurs différentiels est présenté à la figure 6.8. Ces amplificateurs sont composés par deux amplificateurs opérationnels de même type que ceux utilisés dans le schéma précédent. Les deux entrées de chaque amplificateur différentiel correspondent à une paire de tensions de sortie  $V_1, V_3$  et  $V_2, V_4$ , qui sert à obtenir les signaux en quadrature, conformément aux relations (2.2.26) et (2.2.27). Par la relation (2.2.25), ces signaux définissent le vecteur  $\Gamma$  qui fournit les informations nécessaires pour obtenir les mesures de la vitesse relative et de la distance.

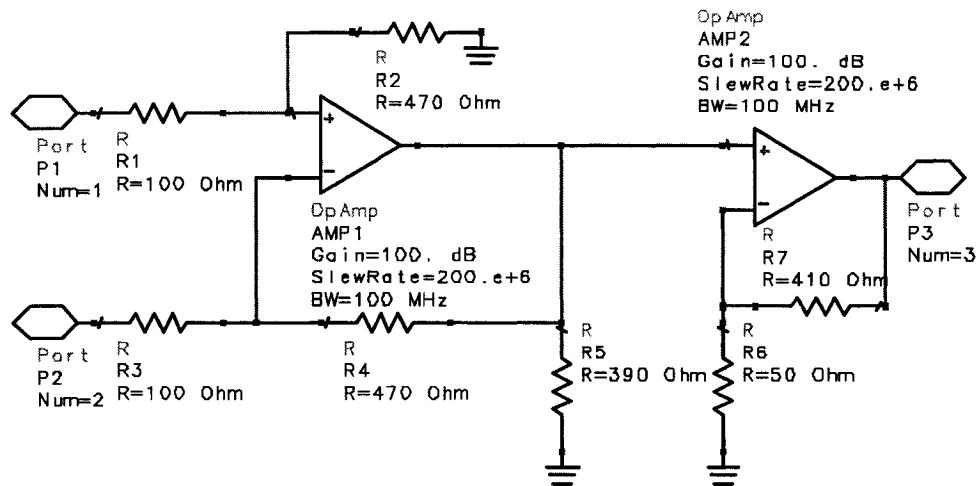


Figure 6.8. Le schéma de l'amplificateur différentiel

### 6.2.1. La simulation de la mesure de la vitesse relative de la cible

Le schéma de simulation de la mesure de la vitesse relative de la cible est illustré à la figure 6.9. Le signal transmis est généré par un oscillateur local, ayant une puissance de 15 dBm. Un coupleur directionnel, ayant un facteur de couplage de 30 dB fournit le signal de référence à l'un des ports d'entrée du six-port. Avant d'être transmis, le signal est amplifié par un amplificateur de puissance, ayant un gain de 10 dB. Les deux antennes directionnelles (émettrice et réceptrice) ont un gain de 30 dB et respectivement 20 dB et une largeur de bande de 100 MHz. La longueur du trajet du signal émetteur – cible – récepteur (aller-retour) est de 30 m.

Le signal reçu est amplifié par un amplificateur à faible bruit, ayant un gain de 10 dB et il est dirigé vers l'autre entrée du circuit six-port. Les transformateurs d'impédance connectés aux deux ports d'entrée ont le rôle de réaliser le passage entre l'impédance caractéristique de  $50 \Omega$  et celle de  $484 \Omega$ , correspondant au guide d'onde WR-10. Ceux-ci représentent seulement un outil de simulation, parce que l'impédance de normalisation n'est pas la même pour les différents circuits. Les signaux de sortie du

circuit six-port sont détectés par quatre détecteurs de puissance. Ensuite ils sont amplifiés par les amplificateurs vidéo et les tensions des signaux de sortie sont utilisées pour obtenir à la sortie la magnitude et la phase du vecteur  $\Gamma$ , qui représentent les données primaires nécessaires pour effectuer les mesures de la vitesse et de la distance. Les pertes par propagation dans l'espace libre conformément à la loi de Friis sont introduites dans le système par le module contenant les deux antennes.

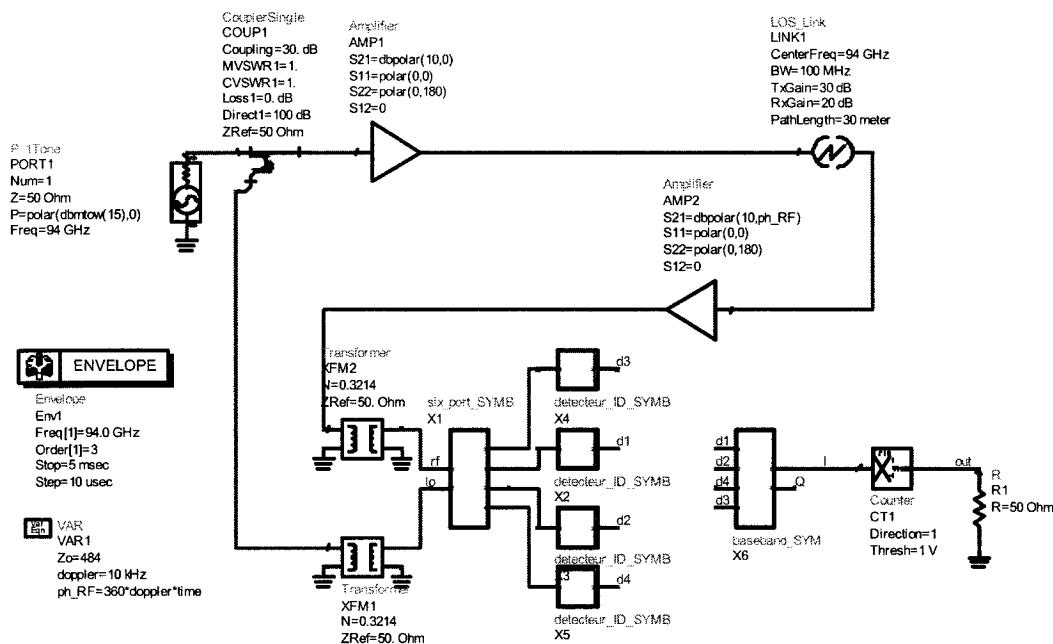


Figure 6.9. Le schéma de simulation de la vitesse relative de la cible

Il a été déjà démontré que la vitesse relative est directement proportionnelle à la fréquence Doppler et que cette dernière représente la vitesse angulaire du vecteur  $\Gamma$ . Donc, en connaissant ce paramètre, nous pouvons obtenir facilement la vitesse relative de la cible, conformément à l'équation (6.2).

La méthode pratique pour obtenir la fréquence Doppler consiste dans l'utilisation à l'une des sorties du bloc analogique d'un compteur de fréquence. Celui-ci a le rôle de compter le nombre des valeurs minimales de l'un des signaux en quadrature,

dans l'unité de temps. Ce nombre représente exactement la fréquence Doppler à l'aide de laquelle nous pourrons obtenir la vitesse relative de la cible.

Pour obtenir la vitesse relative nous avons utilisé une simulation d'enveloppe qui nous permet d'étudier l'évolution d'un signal à une certaine fréquence dans le domaine temporel. Le but de cette simulation est de prouver que le présent récepteur radar basé sur un circuit six-port est capable de mesurer le mouvement relatif d'une cible par rapport au radar. Donc, si nous choisissons à l'entrée du récepteur une fréquence Doppler égale à 10 KHz, il faut retrouver presque la même valeur à la sortie de celui-ci.

À la figure 6.10 est présenté la forme d'onde du signal de sortie  $I = \text{Re}(\Gamma)$ . Nous remarquons que la période de ce signal,  $T$ , est égale à 100  $\mu\text{s}$ , ce qui correspond à une fréquence d'exactement 10 KHz.

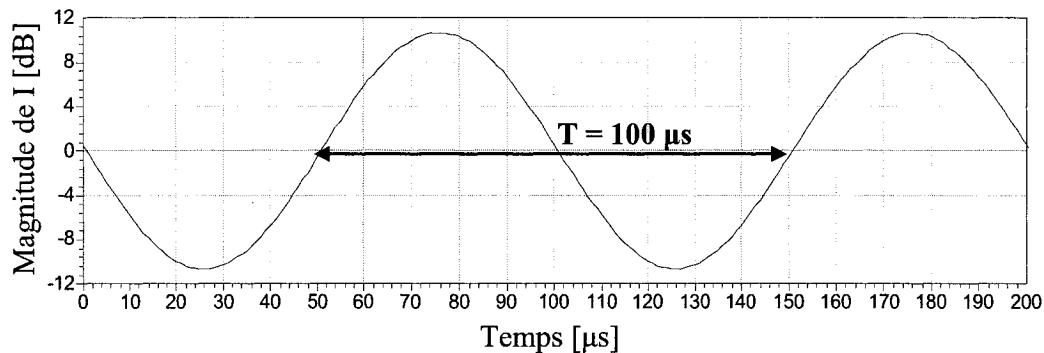


Figure 6.10. Variation de la magnitude du signal de sortie par rapport au temps

Les variations de la fréquence Doppler et de la vitesse relative par rapport au temps, obtenus par simulations ADS, sont présentées aux figures 6.11 et 6.12.

Nous constatons que les deux paramètres se stabilisent à une valeur qui est presque identique à la valeur préétablie dans les simulations. Les marqueurs indiquent les valeurs moyennes de la fréquence Doppler et de la vitesse relative correspondante, tel que pourront être obtenues à la sortie d'un circuit analogique après un filtrage capacitif. Donc, au bout de quelques millisecondes, la valeur de la fréquence Doppler devient identique à la valeur de 10 KHz, tandis que la vitesse relative arrivera à la valeur de 15,957 m/s.

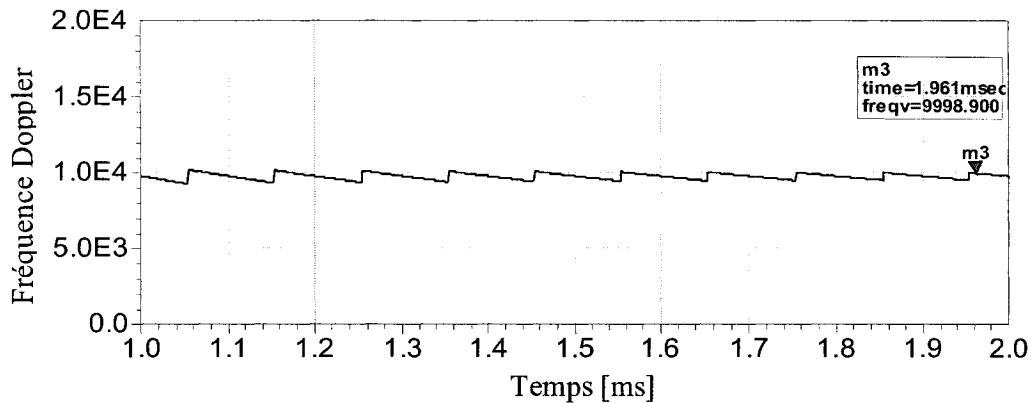


Figure 6.11. La variation de la fréquence Doppler par rapport au temps

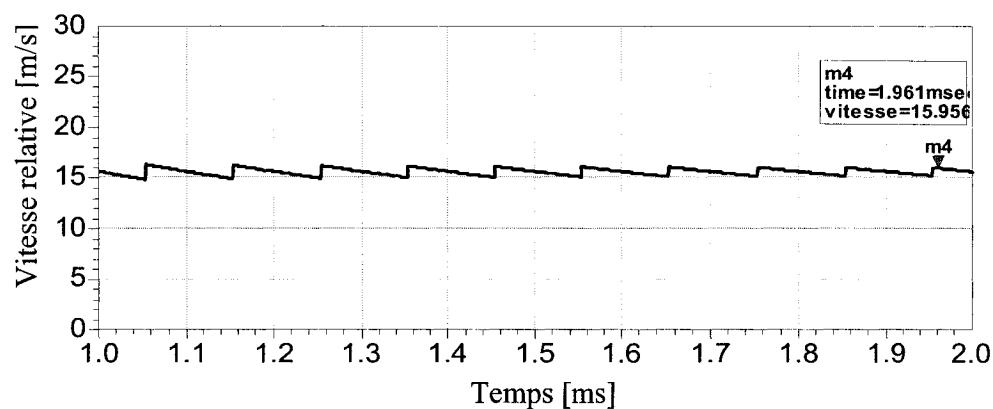


Figure 6.12. La variation de la vitesse relative par rapport au temps

### 6.2.2. La simulation de la mesure de la distance jusqu'à la cible

Le principe de mesure de la distance jusqu'à la cible consiste dans la génération et la transmission de deux signaux continus, un après l'autre, à deux fréquences différentes, adéquatement choisies. Le schéma de simulation légèrement modifié par rapport au schéma utilisé pour la simulation de la mesure de la vitesse relative, est présenté à la figure 6.13.

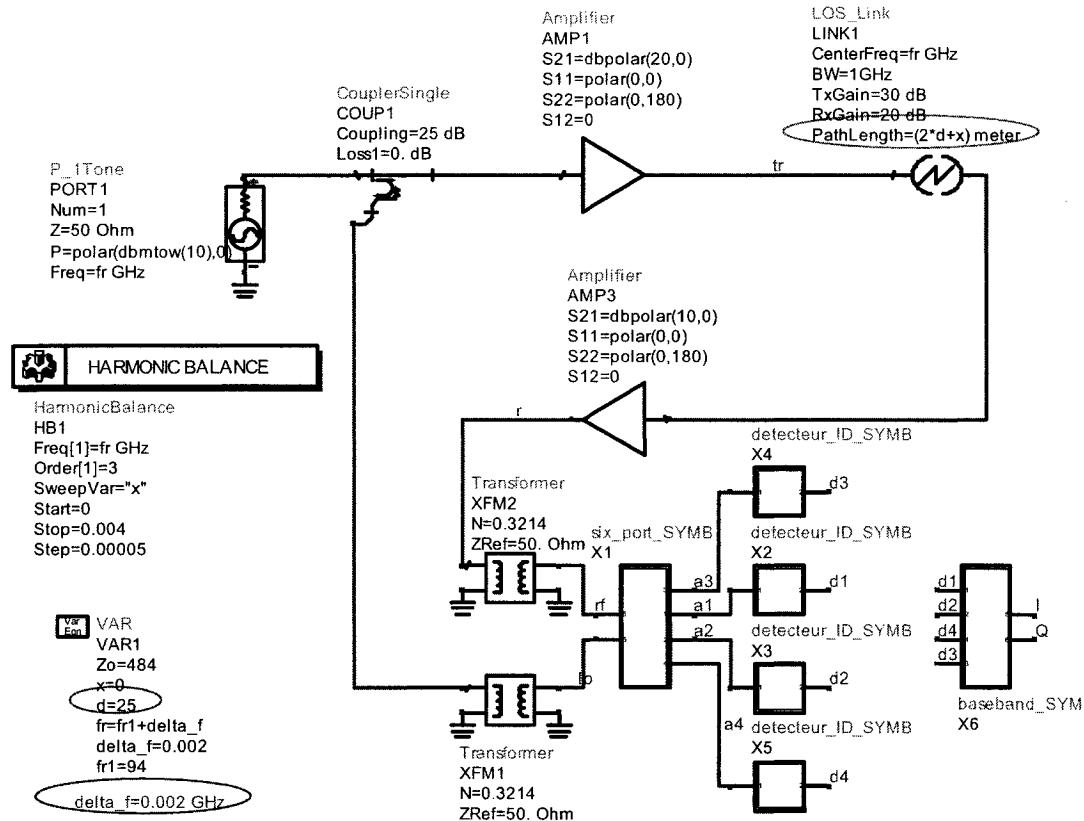


Figure 6.13. Le schéma de simulation de la mesure de la distance

Ce schéma a été conçu à l'aide de mêmes modèles idéaux du circuit six-port et des détecteurs de puissance et en employant le même bloc de traitement des données que dans le cas précédent. Les signaux RF sont générés à une puissance de 10 dBm et amplifiés de 20 dB par l'amplificateur de puissance. Le système d'antennes directionnelles présente un gain de 30 dB à l'émission et de 20 dB à la réception, ayant une largeur de bande de 1 GHz. Le signal de référence est fourni par un coupleur de 25 dB. Un amplificateur à faible bruit amplifie le signal reçu de 10 dB, avant d'être dirigé à l'entrée RF (6) du six-port. La cible est située à une distance de 25 m par rapport au senseur radar.

La différence de fréquence entre les deux signaux émis par l'oscillateur local est notée avec « *delta* » et elle est choisie en fonction de la distance maximale à mesurer. Dans le cas présenté, à la distance de 75 m choisie comme distance maximale correspond une différence entre les deux fréquences de 2 MHz.

Pour obtenir la distance, nous allons évaluer les tensions des signaux de sortie DC, par un traitement analogique des données. Cette évaluation permet d'arriver à connaître les déphasages des signaux CW reflétés, correspondant à chaque fréquence. Ensuite, la distance jusqu'à la cible peut être obtenue à l'aide de la relation (6.5).

Dans le but de faire une évaluation statistique des mesures de la distance, les simulations sont effectuées pour une variation de la distance équivalente à une demi-longueur d'onde (environ 2 mm), appelée distance de résolution. Pour chaque distance à mesurée sont effectuées 100 mesures. Ces distances sont choisies entre 5 m et 75 m. Pendant les simulations, les paramètres du schéma sont restés les mêmes, sauf l'ajustement de la différence de fréquence entre les signaux transmis, en fonction de la distance mesurée.

La figure 6.14 illustre la variation des tensions de sortie DC par rapport à la variation de la distance, pour une cible située à 25 m de distance et le modèle idéal du discriminateur six-port.

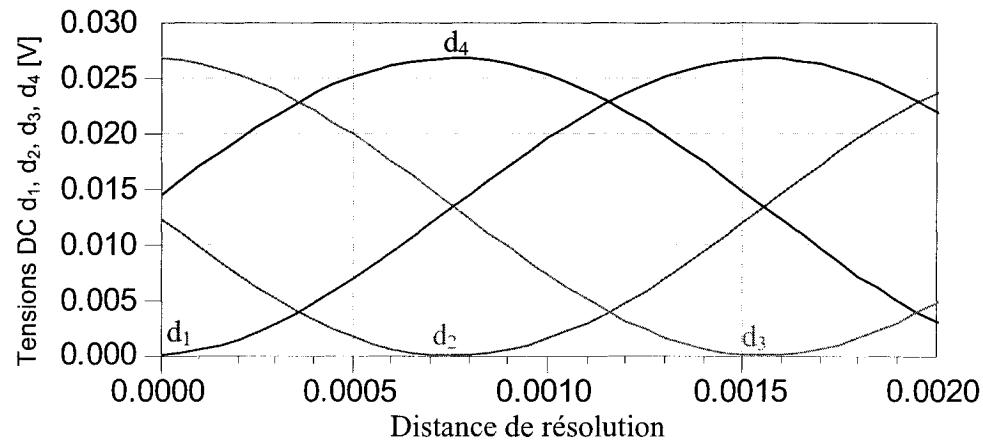


Figure 6.14. Les tensions de sortie DC par rapport à la distance de résolution

Nous remarquons que les résultats de simulation sont identiques à ceux théoriques, présentés à la figure 2.6 du deuxième chapitre.

Le bloc de traitement analogique du signal utilise les quatre tensions de sortie pour évaluer le déphasage entre le signal de référence et le signal réfléchi par la cible, conformément à la relation :

$$\Delta\theta = \text{phase}(\Gamma) = \tan^{-1} \left( \frac{V_4 - V_2}{V_3 - V_1} \right) \quad (6.8)$$

où le déphasage  $\Delta\theta$  représente la phase du vecteur  $\Gamma$  donné par l'équation (2.2.28) et  $V_1$  à  $V_4$  représentent les tensions DC de sortie du discriminateur six-port.

Dans le cas théorique, la relation entre le déphasage et la distance de résolution est linéaire. La figure 6.15 illustre la variation du déphasage  $\Delta\theta$ , obtenu à la suite des simulations, par rapport à une distance de résolution de 2 mm. Nous avons considéré le cas d'une cible située à 25 m et d'une différence de fréquence entre les deux signaux de 2 MHz ( $f_1 = 94$  GHz ;  $f_2 = 94,002$  GHz), correspondant à une distance maximale de 75 m.

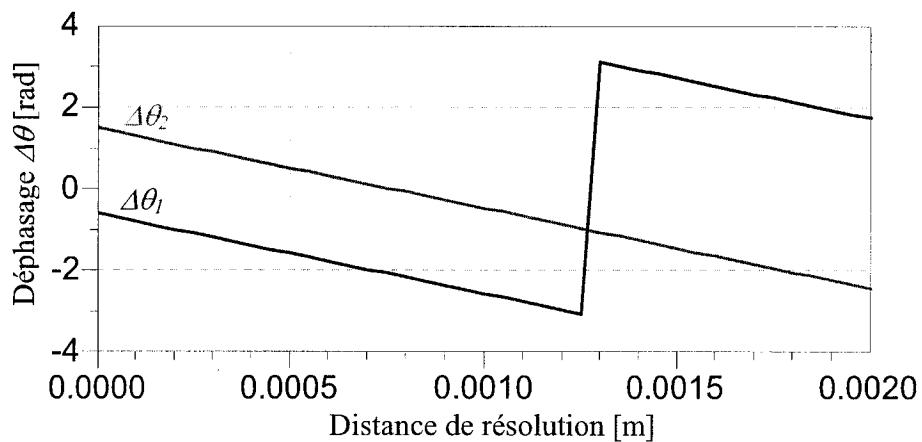


Figure 6.15. Les déphasages correspondant aux deux signaux CW, par rapport à la distance de résolution

Nous remarquons que cette variation est parfaitement linéaire dans les deux cas, conformément à la théorie. Suite à ce résultat, la différence entre les deux déphasages,  $\Delta\theta = \Delta\theta_2 - \Delta\theta_1$ , aura, elle aussi une variation linéaire par rapport à la distance de résolution. Pour évaluer d'avantage les performances de ce récepteur radar, il faut analyser aussi d'autres paramètres de sortie, comme la variation des magnitudes des signaux de sortie en quadrature ( $I = \text{Re}(\Gamma)$  ;  $Q = \text{Im}(\Gamma)$ ) par rapport à la distance de résolution. Ces variations sont présentées à la figure 6.16.

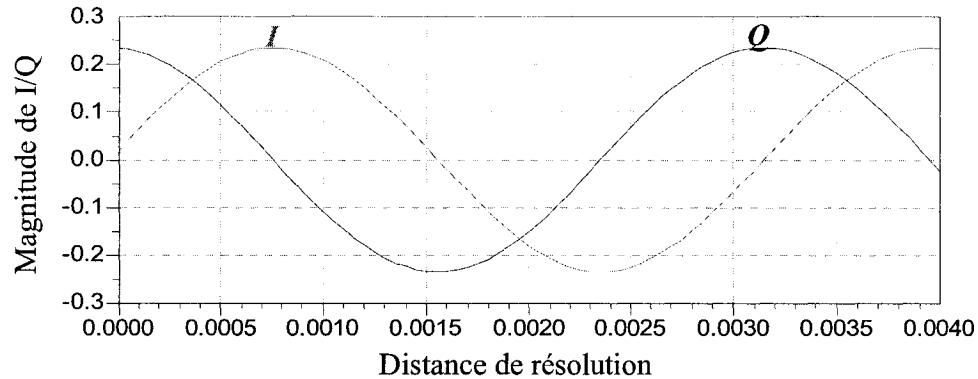


Figure 6.16. Variation des magnitudes des signaux de sortie I et Q, par rapport à la distance de résolution

Nous pouvons constater que cette variation est sinusoïdale et tout a fait identique à la variation des tensions de sortie DC, présentée à la figure 6.13.

Un autre paramètre important à étudier est le vecteur  $\Gamma$ . Les diagrammes de variation de ce vecteur correspondant à une distance de résolution égale à 4 mm, donc supérieure à une longueur d'onde, dans le cas des deux signaux CW de fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , sont présentés à la figure 6.17.

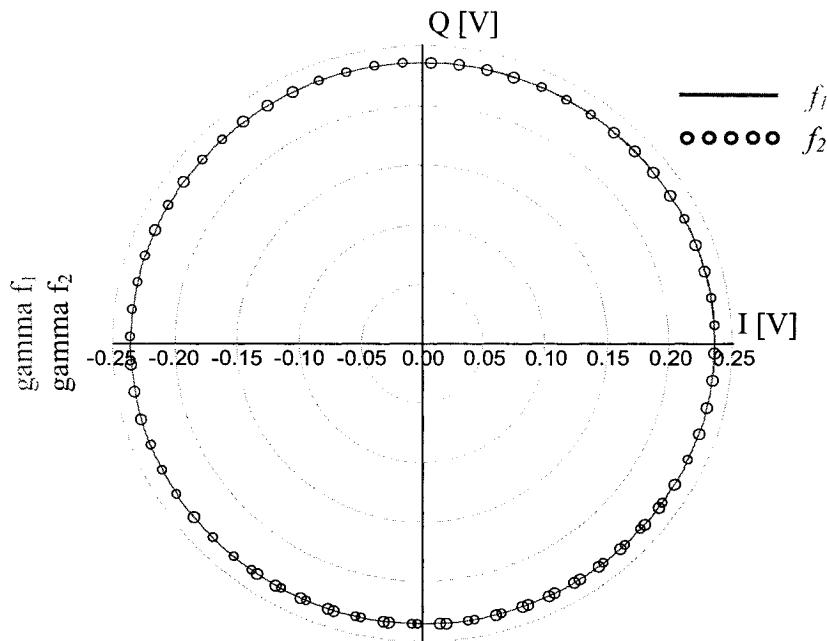


Figure 6.17. Le diagramme de variation du vecteur  $\Gamma$  par rapport à la distance de résolution

Le résultat de simulation de la mesure de la distance jusqu'à la cible est présenté à la figure 6.18. L'histogramme de cette mesure a été réalisé prenant en considération 100 résultats de simulations différentes.

Nous remarquons que, dû aux éléments idéaux utilisés dans ces simulations, les résultats de mesure sont presque parfaites, ayant une moyenne de la distance mesurée de 25,02 m et une déviation standard de 0,007 m, ce qui implique une erreur standard de 0,028 %.

Les simulations ont été faites pour mesurer une distance de 25 m et pour une différence entre les fréquences des deux signaux CW émis de 2 MHz, ce qui correspond à une distance maximale de 75 m.

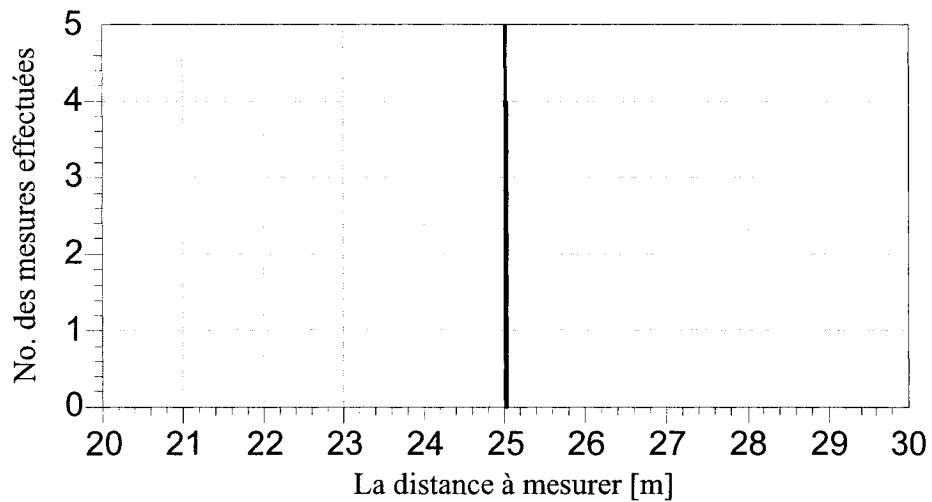


Figure 6.18. L'histogramme de mesure de la distance dans le cas du modèle du six-port idéal

### 6.3. Les simulations de système en utilisant le modèle réel du discriminateur six-port, réalisé dans la technologie du guide d'onde rectangulaire

Après avoir démontré la validité des principes de mesure de la vitesse relative et de la distance jusqu'à la cible avec le nouveau type de radar proposé, il faut analyser si ces principes restent valables dans le cas d'un récepteur radar réalisé à l'aide d'un modèle du circuit six-port plus proche de la réalité. Dans ce but nous avons créé un modèle de celui-ci basé sur les résultats de mesure du coupleur en guide d'onde rectangulaire. Malheureusement, à cause des limitations géométriques dues au manque de certains éléments, nous n'avons pas eu la possibilité de mesurer tous les paramètres de dispersion du circuit six-port, ce qui nous aurait permis d'obtenir un modèle encore plus proche de la réalité.

Aux figures de 6.19 à 6.22 sont présentés les paramètres de dispersions du nouveau modèle du circuit six-port. La figure 6.19 illustre les adaptations aux ports de sortie du circuit.

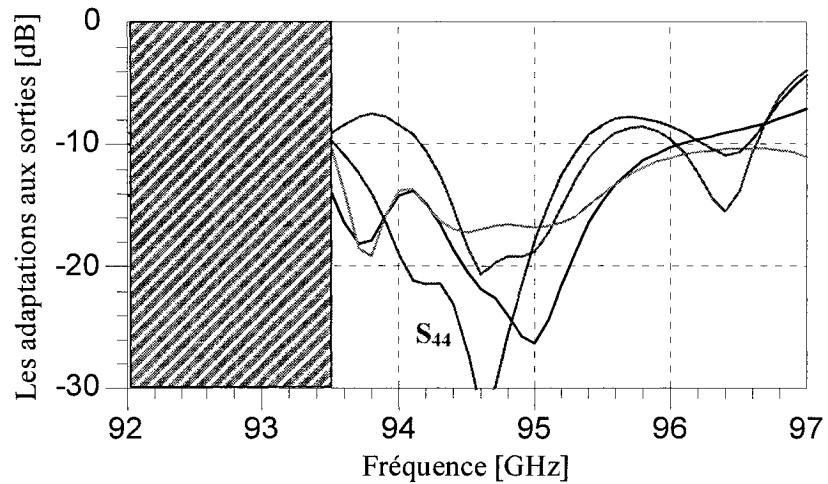


Figure 6.19. Les adaptations aux ports de sortie

Nous remarquons qu'autour de 94,8 GHz, toutes les sorties du circuit six-port sont bien adaptées, ayant des adaptations inférieures à -17 dB. Les adaptations aux ports d'entrée et leur isolation sont illustrées à la figure 6.20.

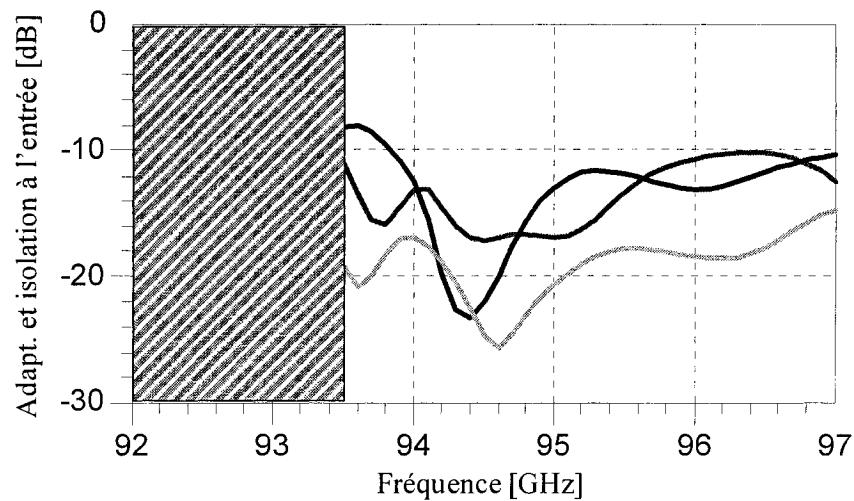


Figure 6.20. Les adaptations et l'isolation entre les ports d'entrée

Nous pouvons affirmer qu'il y a des bonnes adaptations des ports d'entrée du circuit, de moins de -16 dB autour de 94,8 GHz et une excellente isolation entre ceux-ci, de moins de -26 dB, autour de la même fréquence.

Les transmissions entre les deux ports d'entrée et les quatre ports de sortie sont présentées aux figures 6.21 et 6.22.

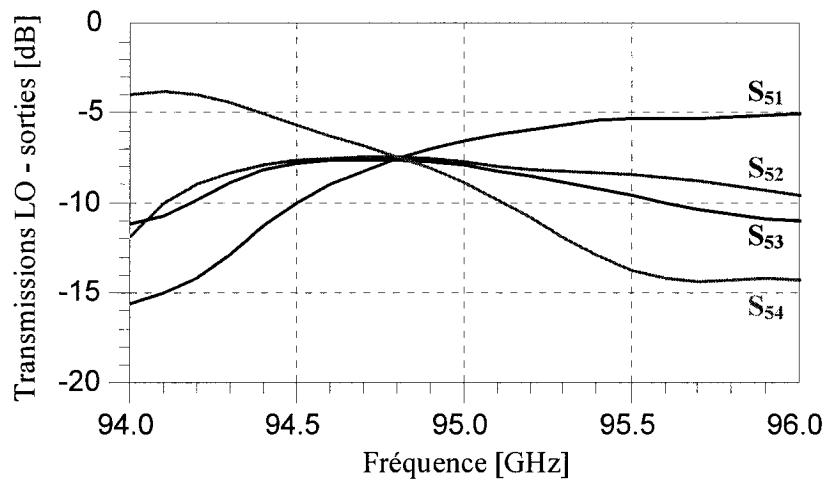


Figure 6.21. Les transmissions entre le port de référence et les ports de sortie

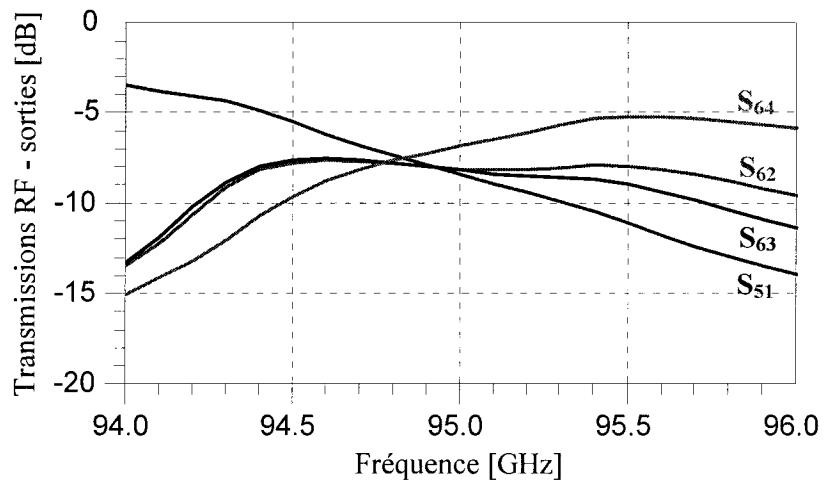


Figure 6.22. Les transmissions entre le port du signal RF et les ports de sortie

Nous remarquons que, dans les deux cas, le partage du signal d'entrée entre les quatre sorties est presque parfait à 94,8 GHz, étant autour de -7,5 dB.

Les bons résultats de ces simulations en termes de paramètres de dispersion confirment la validité de ce modèle. Ces résultats doivent se retrouver dans les performances du circuit six-port comme discriminateur de phase.

Les variations des tensions de sortie DC du nouveau modèle du circuit six-port, par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée, sont présentées à la figure 6.23. Nous remarquons que chaque tension de sortie a une variation sinusoïdale et une seule valeur minimale pendant une période de 360°.

Ces valeurs sont décalées d'exactement 90° une par rapport aux autres. Mais, dû aux imperfections du processus de fabrication, l'amplitude de ces signaux est sensiblement différente, cette différence ne dépassant quand même pas 3%. Ce résultat confirme le résultat théorique présenté à la figure 2.6, au deuxième chapitre de cette thèse.

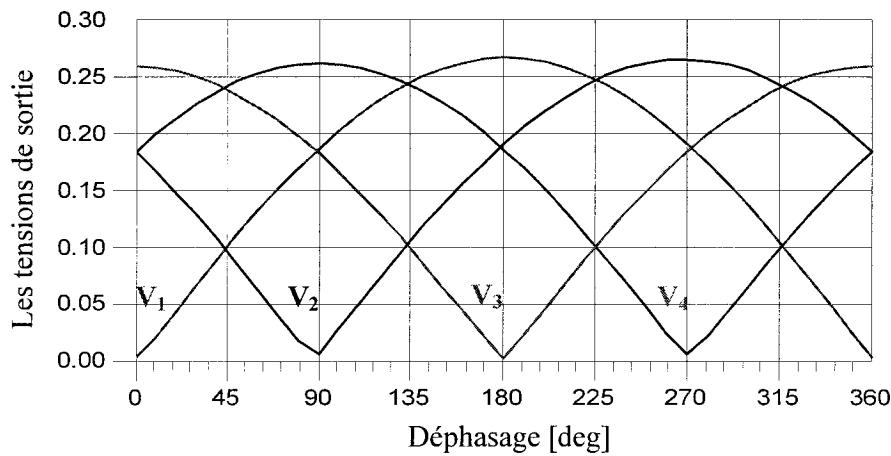


Figure 6.23. Les variations des tensions DC par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée, pour le modèle réel du circuit six-port

### 6.3.1. Les simulations de mesure de la vitesse relative en utilisant le modèle du six-port réel, réalisé dans la technologie du guide d'onde rectangulaire

Dans le cas des simulations de mesure de la vitesse relative nous utilisons le même schéma de simulation que celui présenté dans le cas du modèle idéal du circuit (voir la figure 6.9). La seule différence a été la fréquence d'opération qui, dans le cas du modèle du circuit six-port basé sur les résultats de mesure du coupleur hybride en guide d'onde rectangulaire, a été choisie égale à 94,8 GHz.

La variation de la magnitude du signal de sortie en quadrature I par rapport au temps est illustrée à la figure 6.24.

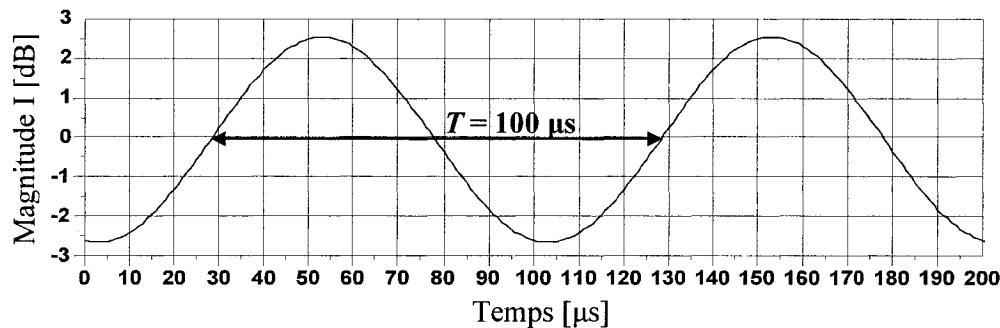


Figure 6.24. La variation de la magnitude du signal de sortie I par rapport au temps

Nous remarquons que, comme dans le cas du modèle idéal du circuit six-port, si à l'entrée du récepteur nous choisissons une fréquence Doppler égale à 10 kHz, à la sortie nous retrouvons la même valeur, car la période de ce signal,  $T$ , de 100  $\mu$ s, correspond à une fréquence Doppler mesurée d'exactement 10 KHz.

Aux figures 6.25 et 6.26 sont illustrés les résultats de simulation de la mesure de la fréquence Doppler et de la vitesse relative qui a été obtenue conformément à la relation 6.3.

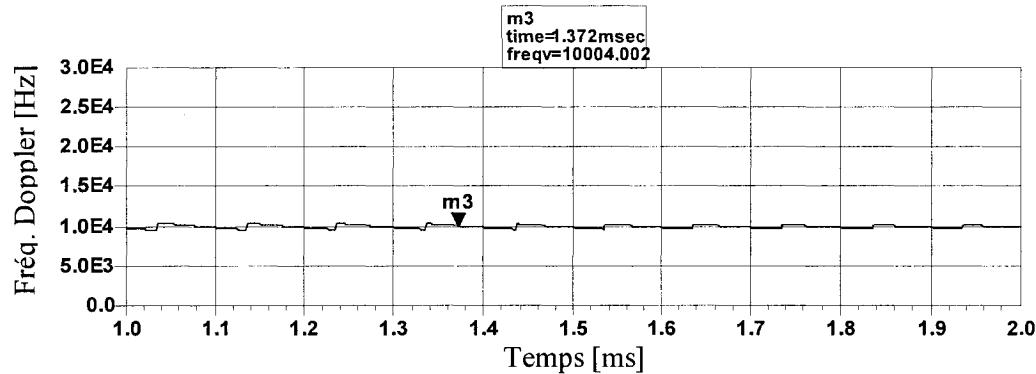


Figure 6.25. Simulation de la mesure de la fréquence Doppler

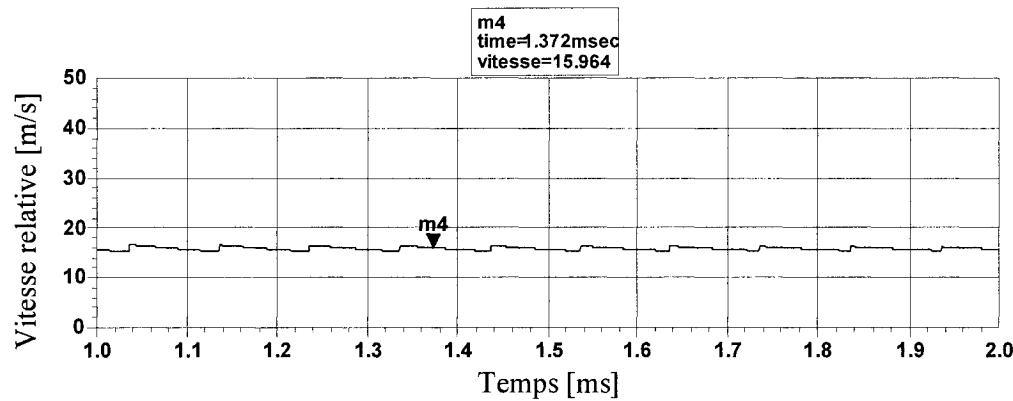


Figure 6.26. Simulation de la mesure de la vitesse relative

Nous remarquons que les deux paramètres se stabilisent à une valeur qui est presque identique à la valeur préétablie dans les simulations. Les marqueurs indiquent les valeurs moyennes de la fréquence Doppler et, respectivement, de la vitesse relative correspondante, telles qu'elles pourront être obtenues à la sortie d'un circuit analogique après un filtrage capacitif. Donc, au bout de 1,5 ms, la valeur de la fréquence Doppler devient identique à la valeur de 10 KHz, tandis que la vitesse relative arrivera à la valeur afférente de 15,964 m/s, presque identique à la valeur théorique de 15,956 m/s.

### 6.3.2. Les simulations de mesure de la distance en utilisant le modèle du six-port réel, réalisé dans la technologie du guide d'onde rectangulaire

Comme dans le cas précédent, le schéma de simulation reste à peu près le même que dans le cas du modèle idéal du circuit six port, mais considérant une fréquence d'opération de 94,8 GHz.

Les simulations ont été effectuées pour mesurer une distance de 25 m, considérant une distance maximale de 75 m, à qui correspond une différence de 2 MHz entre les fréquences des deux signaux CW. Pour l'analyse statistique des résultats, nous avons effectué un nombre de 100 mesures, évaluées par rapport à une distance de résolution d'environ une demi-longueur d'onde (2 mm).

La figure 6.27 illustre la variation des tensions de sortie DC par rapport à la variation de la distance, pour une cible située à 25 m de distance et le modèle réel du discriminateur six-port. Nous remarquons que les résultats de simulation sont presque identiques à ceux théoriques, présentés à la figure 2.6, au deuxième chapitre.

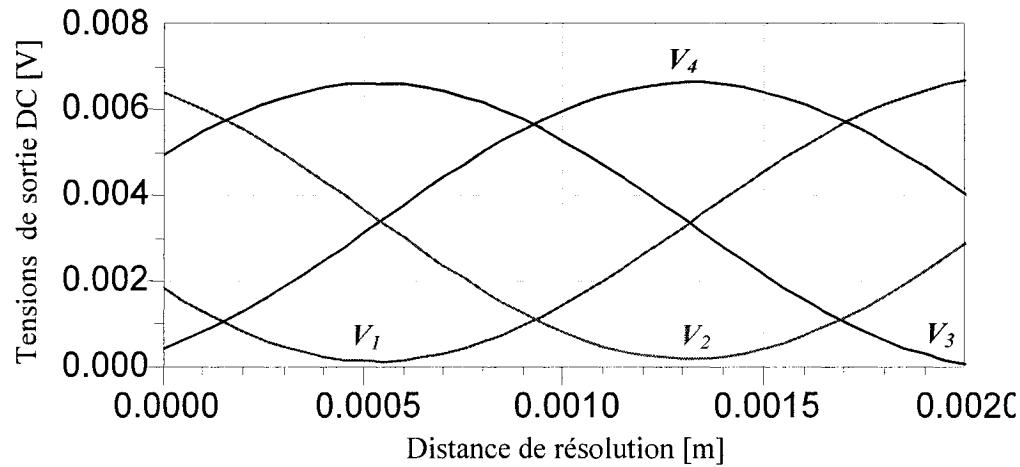


Figure 6.27. Les magnitudes des tensions DC par rapport à la distance de résolution

La figure 6.28 illustre les variations des déphasages  $\Delta\theta_1$  et  $\Delta\theta_2$  correspondant à deux signaux continus, de fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , obtenues à la suite des simulations avec le modèle réel du circuit six-port, par rapport à une distance de résolution de 2 mm. Nous avons considéré le cas d'une cible située à 25 m et d'une différence de fréquence entre les deux signaux de 2 MHz ( $f_1 = 94,8$  GHz ;  $f_2 = 94,802$  GHz), correspondant à une distance maximale de 75 m.

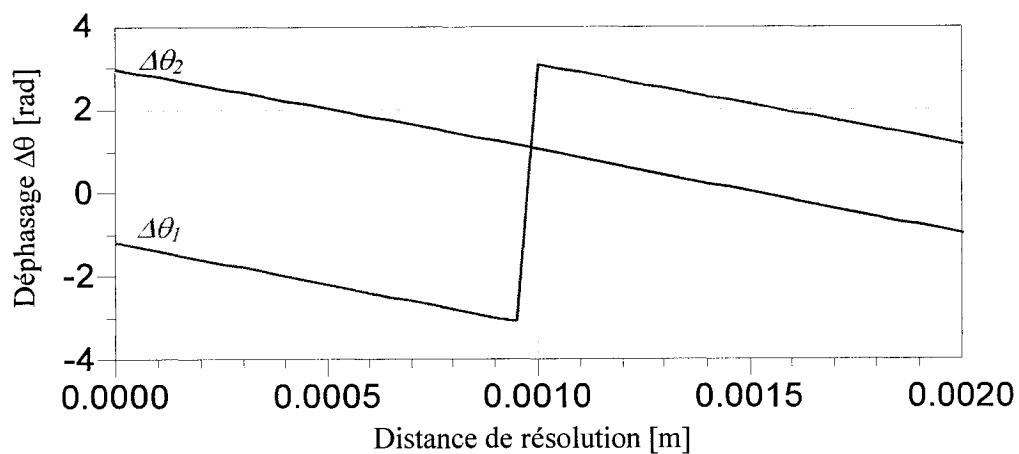


Figure 6.28. Les déphasages correspondant aux signaux CW, par rapport à la distance de résolution

Nous remarquons que ces variations sont assez linéaires, dans les deux cas, en confirmant la théorie. Par conséquent, la différence entre les deux déphasages  $\Delta\theta = \Delta\theta_2 - \Delta\theta_1$ , aura, elle aussi une variation linéaire par rapport à la distance de résolution.

Dû à ces résultats, en analysant les variations des signaux de sortie en quadrature, nous pouvons remarquer qu'elles aussi confirmant la théorie, en ayant une variation sinusoïdale par rapport à la distance de résolution, pareille à la variation des tensions de sortie DC, présentée à la figure 6.13. Ces variations sont présentées à la figure 6.29.

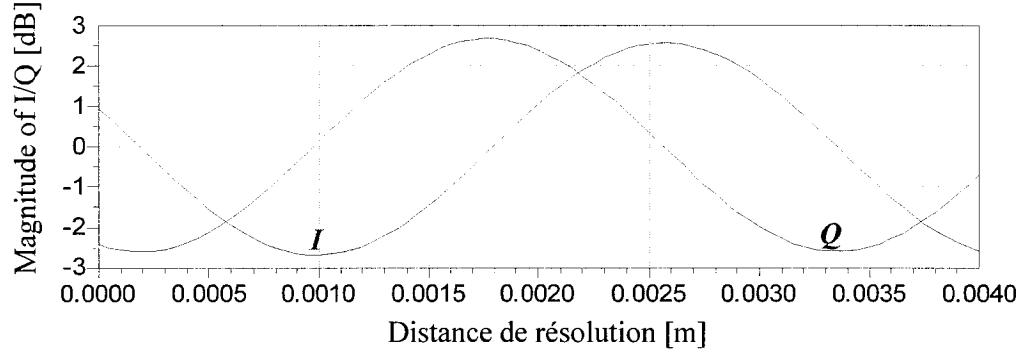


Figure 6.29. Magnitudes des signaux I et Q, par rapport à la distance de résolution

L'un des paramètres les plus importants à analyser est le vecteur  $\Gamma$ . À la figure 6.30 sont présentés les diagrammes de variation de ce vecteur, correspondant à une variation de la distance de résolution égale à 4 mm, donc supérieure à une longueur d'onde, dans le cas des deux signaux CW éloignés de 2 MHz un par rapport à l'autre.

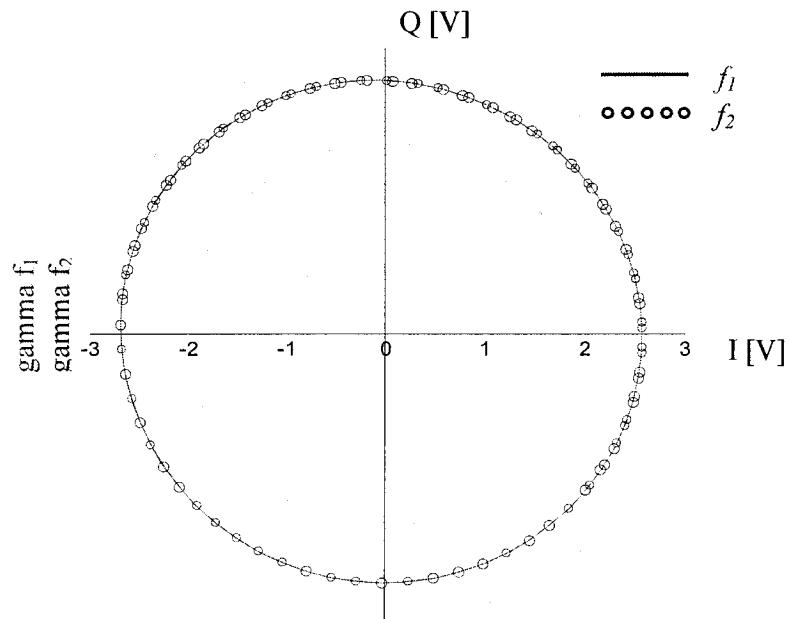


Figure 6.30. Les diagrammes de variation du vecteur  $\Gamma$ , par rapport à une distance de résolution supérieure à une longueur d'onde

Nous remarquons que, dans les deux cas des signaux CW, la diagramme du vecteur  $\Gamma$  est très proche d'un cercle parfait, ce qui confirme encore une fois la validité du modèle réel du circuit six-port.

Une autre façon d'évaluer les performances de ce modèle est d'obtenir l'histogramme de mesure de la distance. Cet histogramme a été obtenu en considérant 100 résultats de simulation de la mesure d'une distance de 25 m, dans les conditions où lesquelles la différence de fréquence entre les deux signaux CW a été de 2 MHz. L'histogramme de mesure, accompagné de certains paramètres spécifique d'évaluation est illustré à la figure 6.31.

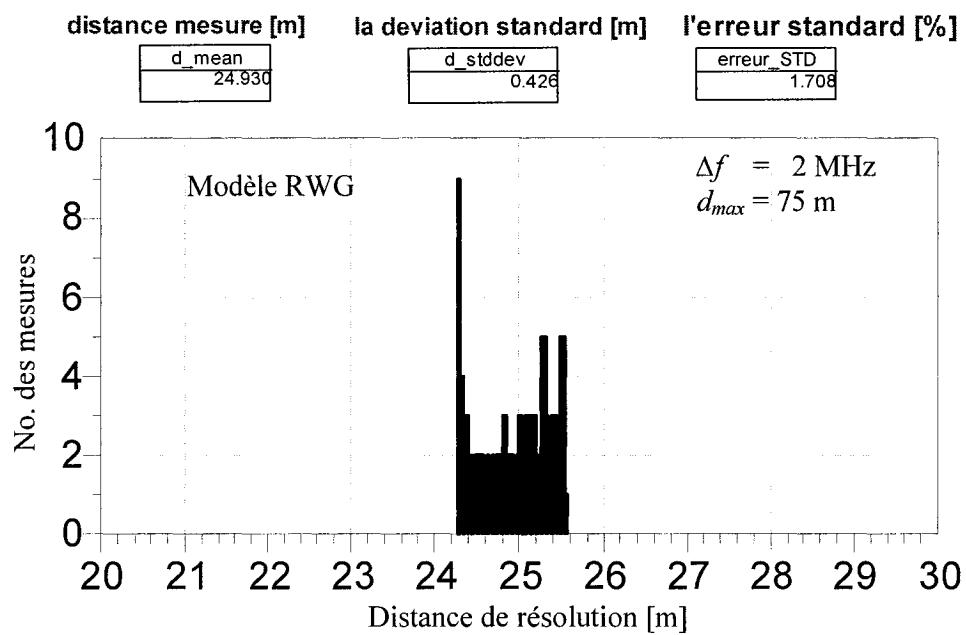


Figure 6.31. L'histogramme de mesure dans le cas du modèle réel du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire

Nous remarquons que, contrairement au cas du modèle idéal où la mesure de la distance était presque parfaite, dans le cas du modèle réel du circuit six-port les erreurs de mesure devient plus significatives, déterminant une dispersion de celle-ci autour de la

valeur centrale de 25 m mesurée par la déviation standard à laquelle correspond une erreur standard de 1,708 %. La moyenne de mesure est de 24,93 m qui nous donne une erreur de mesure globale de 0,3%, ce qui indique une compensation des erreurs de mesure excellente dans un cycle de 100 mesures. Les erreurs de mesure sont dues principalement aux erreurs et aux tolérances du processus de fabrication des guides rectangulaires à 94 GHz.

#### **6.4. Les simulations de système utilisant le modèle du circuit six-port réalisé dans la technologie du guide d'onde intégré au substrat**

Comme dans le cas des modèles précédents, les simulations de système viseront la mesure de la vitesse relative de la cible par rapport au radar et de la distance jusqu'à celle-ci, en utilisant les résultats des simulations HFSS du circuit six-port réalisé dans la technologie du guide d'onde intégré au substrat.

Les résultats de mesure de ce circuit et l'évaluation de ses performances ont été présentés dans le cinquième chapitre de cette thèse.

##### **6.4.1. Les simulations de la mesure de la vitesse relative**

Le schéma de simulation de la mesure de la vitesse relative de la cible est identique à celui présenté à la figure 6.9. La fréquence Doppler est choisie toujours à 10 kHz et le principe de mesure est le même, c'est à dire le comptage du nombre des valeurs minimales de la tension de l'un des signaux de sortie en quadrature, dans l'unité de temps.

À la figure 6.32 est présentée la forme d'onde du signal de sortie en quadrature, I. Nous remarquons que la période de ce signal,  $T$ , est égale à 100  $\mu$ s, ce qui correspond à une fréquence d'exactement 10 KHz.

Aux figures 6.33 et 6.34 sont illustrés les résultats de simulation de la mesure de la fréquence Doppler et de la vitesse relative obtenue conformément à la relation 6.3.

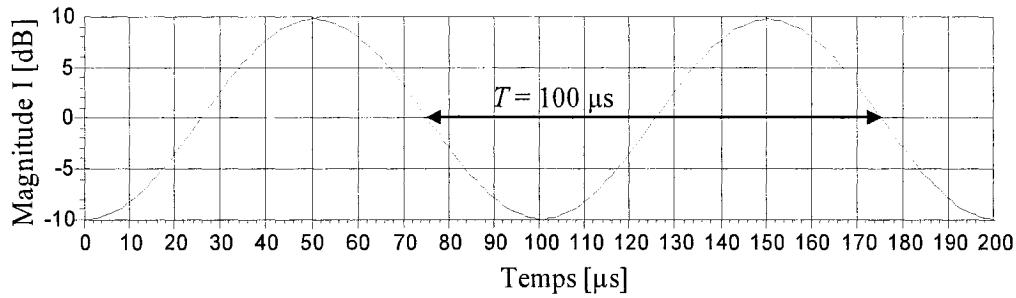


Figure 6.32. La variation de la magnitude du signal de sortie I par rapport au temps

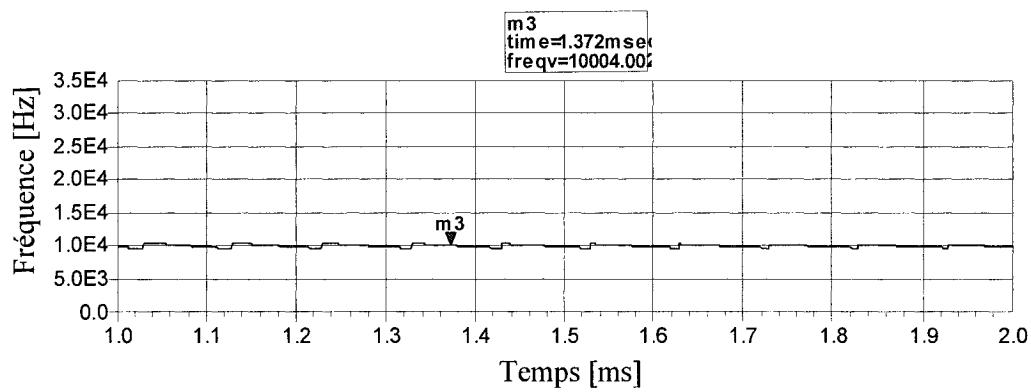


Figure 6.33. Simulation de la mesure de la fréquence Doppler

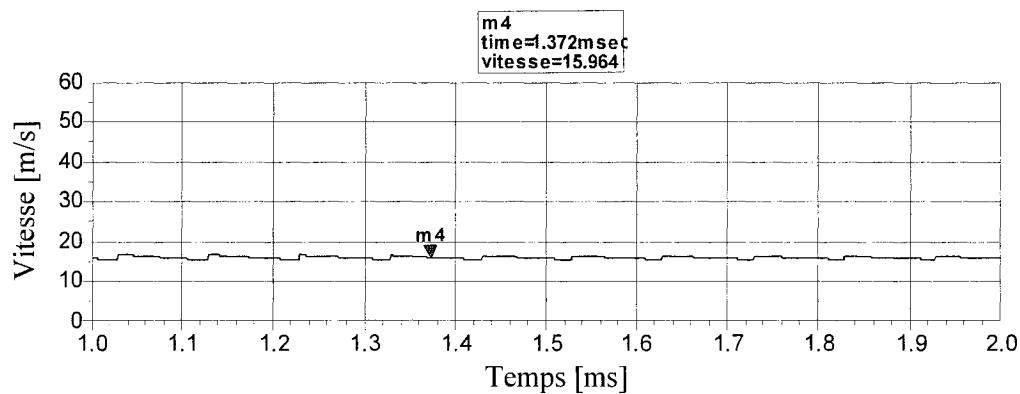


Figure 6.34. Simulation de la mesure de la vitesse relative

Nous pouvons remarquer que les deux paramètres se stabilisent à une valeur qui est presque identique à la valeur préétablie dans les simulations. Les marqueurs indiquent les valeurs moyennes de la fréquence Doppler et de la vitesse relative correspondante, telles qu'elles pourront être obtenues à la sortie d'un circuit analogique après un filtrage capacitif.

Donc, au bout de 1,372 ms, la valeur de la fréquence Doppler devient identique à la valeur de 10 KHz, tandis que la vitesse relative arrivera à la valeur afférente de 15,964 m/s, très proche de la valeur théorique de 15,956 m/s. Ces résultats confirment la validité du principe de mesure de ce paramètre, qui est faite presque sans erreur.

#### 6.4.2. Les simulation de la mesure de la distance

Comme dans les cas précédents, le schéma de simulation reste à peux près le même, mais la fréquence d'opération est choisie à 94,6 GHz, correspondant à la valeur à laquelle le circuit six-port réalisé en technologie SIW présente les meilleures performances.

Les simulations sont effectuées pour une distance de 25 m, en considérant une distance maximale de 75 m, à laquelle correspond une différence de 2 MHz entre les fréquences des deux signaux CW. Pour l'évaluation statistique des résultats, nous avons effectué un nombre de 100 mesures, évaluées par rapport à une distance de résolution autour d'une demi-longueur d'onde.

La figure 6.35 illustre la variation des tensions de sortie DC par rapport à la variation de la distance, pour une cible située à 25 m de distance et le modèle du discriminateur six-port, réalisé dans la technologie du guide d'onde intégré au substrat.

Nous remarquons que les résultats de simulation sont presque identiques à ceux théoriques, présentés à la figure 2.6 du deuxième chapitre. La légère différence entre les magnitudes des quatre signaux de sortie DC n'affecte pas du tout les performances du circuit.

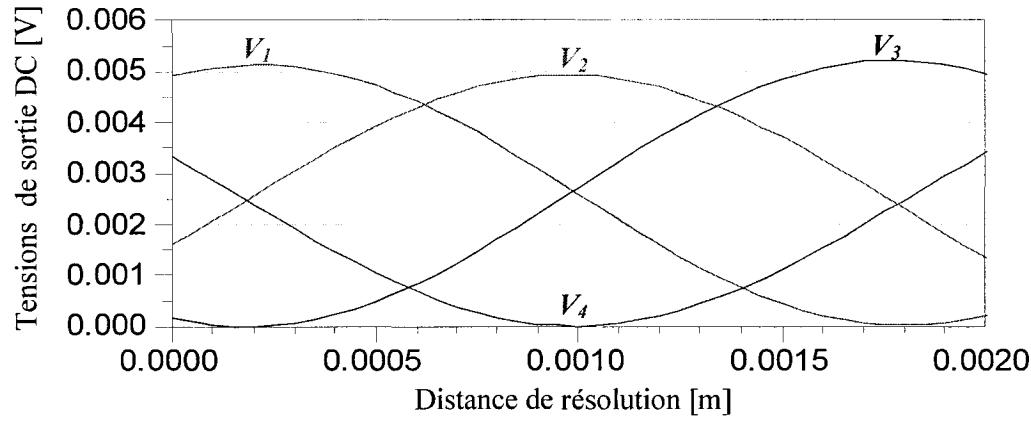


Figure 6.35. Les magnitudes des tensions DC par rapport à la distance de résolution

La figure 6.36 illustre les variations des déphasages  $\Delta\theta_1$  et  $\Delta\theta_2$ , correspondant aux deux signaux continus, obtenues à la suite des simulations avec le modèle basé sur les résultats de simulation du circuit six-port réalisé en technologie SIW, par rapport à une distance de résolution de 2 mm. Les simulations sont faites pour une cible située à 25 m et une différence de fréquence entre les deux signaux de 2 MHz ( $f_1 = 94,6$  GHz ;  $f_2 = 94,602$  GHz), qui correspond à une distance maximale de 75 m.

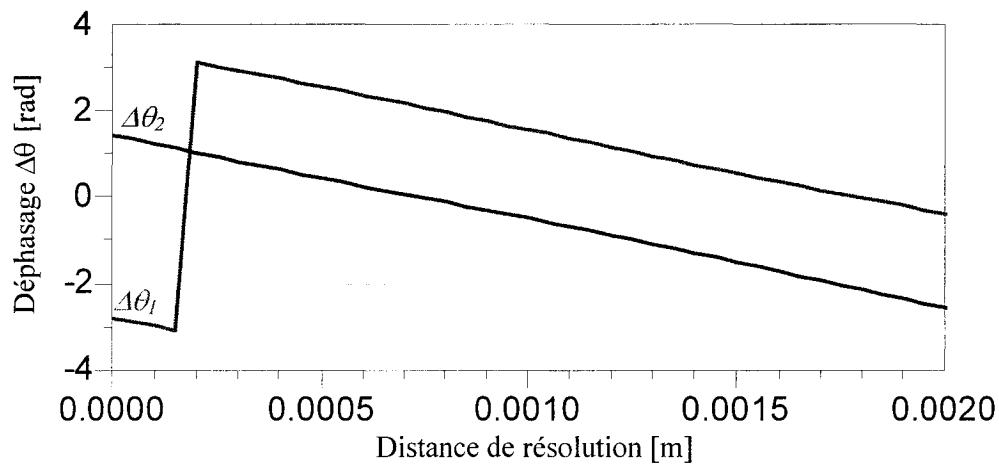


Figure 6.36. Les déphasages des signaux CW par rapport à la distance de résolution

Nous remarquons que la linéarité de cette variation est presque parfaite dans les deux cas, en concordance avec la théorie. Suite à ce résultat, la différence entre les deux déphasages,  $\Delta\theta = \Delta\theta_2 - \Delta\theta_1$ , aura, elle aussi une variation linéaire par rapport à la distance de résolution.

Pour évaluer d'avantage les performances de ce récepteur radar, il faut analyser aussi d'autres paramètres de sortie, comme la variation des magnitudes des signaux de sortie en quadrature par rapport à la distance de résolution. Ces variations sont présentées à la figure 6.37.

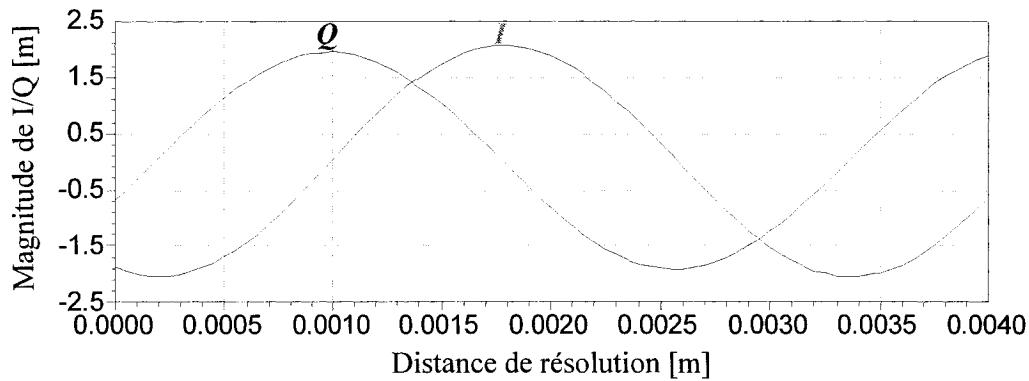


Figure 6.37. Variation des magnitudes des signaux de sortie I et Q, par rapport à la distance de résolution

Nous pouvons constater que cette variation est sinusoïdale, confirmant les résultats obtenus avec le modèle idéal du circuit six-port, présentés à la figure 6.13.

Le vecteur  $\Gamma$  représente l'un des plus importants paramètres à analyser. À la figure 6.38 sont illustrés les diagrammes de variation de ce vecteur par rapport à une variation de la distance de résolution de 4 mm, donc supérieure à une longueur d'onde, dans le cas des deux signaux CW éloignés de 2 MHz un par rapport à l'autre.

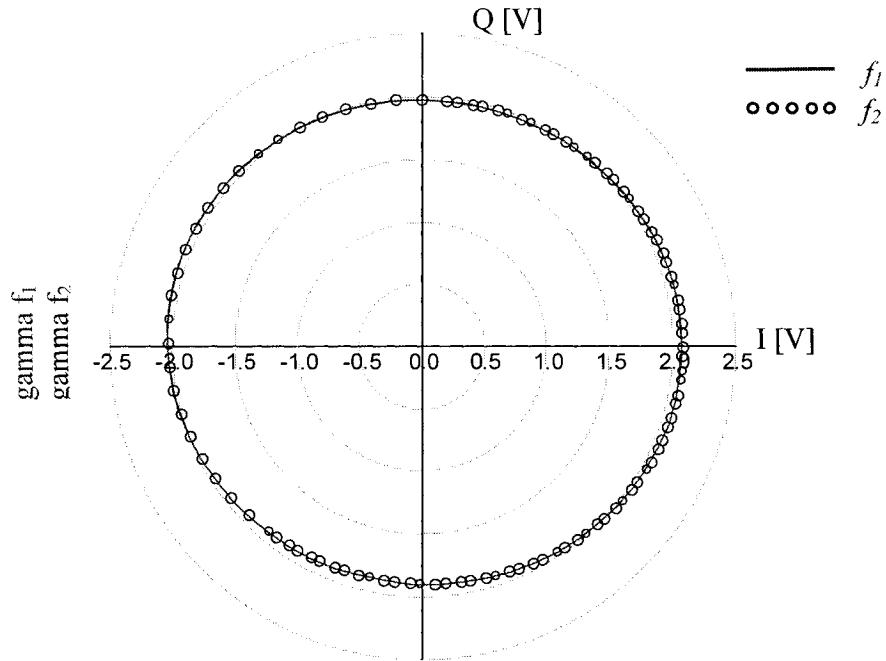


Figure 6.38. Le diagramme de variation du vecteur  $\Gamma$ , par rapport à une distance de résolution supérieure à une longueur d'onde

Nous remarquons que, dans les deux cas des signaux CW, le diagramme du vecteur  $\Gamma$  est assez proche d'un cercle parfait, ce qui confirme encore une fois la validité du modèle du circuit six-port réalisé en technologie SIW, basé sur les données de simulation de celui-ci.

L'histogramme de mesure de la distance représente une autre façon d'évaluer les performances de ce modèle. Celui-ci a été obtenu en considérant 100 résultats de simulation de la mesure d'une distance de 25 m, pour une différence de fréquence entre les deux signaux CW de 2 MHz.

L'histogramme de mesure et quelques paramètres spécifiques d'évaluation sont présentés à la figure 6.39.

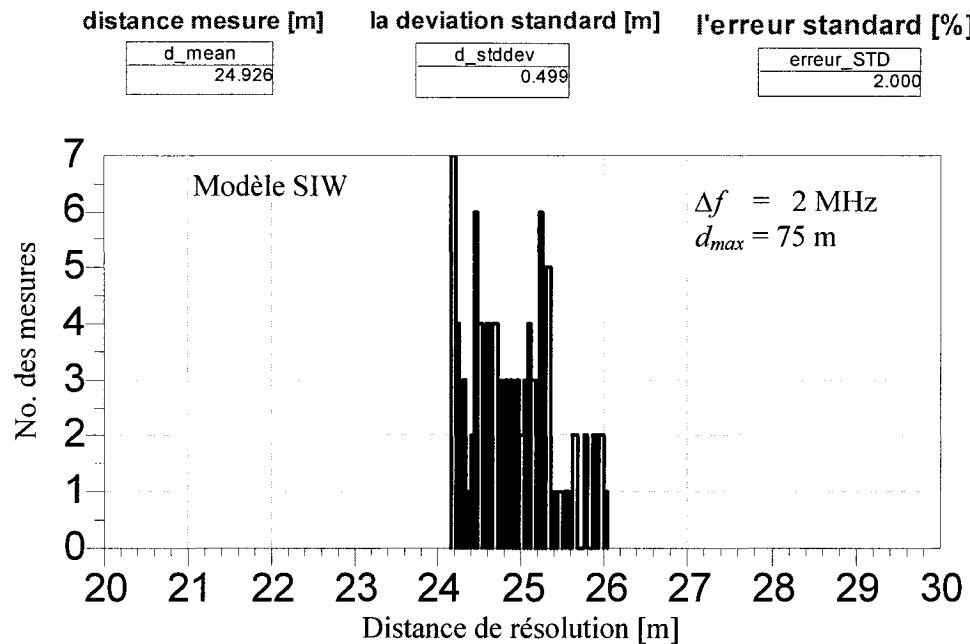


Figure 6.39. L'histogramme de mesure dans le cas du modèle SIW du circuit six-port

Nous pouvons constater que, contrairement au cas du modèle idéal où les erreurs de mesure de la distance étaient presque nulles, dans le cas du modèle du circuit six-port réalisé en technologie SIW les erreurs de mesure deviennent plus significatives, en déterminant une dispersion de celles-ci jusqu'à  $\pm 0,499 \text{ m}$  autour de la valeur centrale de 25 m. Dans ce cas, l'erreur standard est de 2 %, tandis que la moyenne de mesure est de 24,926 m. Comme dans le cas précédent, nous remarquons une excellente compensation des erreurs de mesure pendant un cycle de 100 mesures, l'erreur globale de mesure étant de 0,3 %.

La dispersion des résultats de mesure autour de la valeur centrale dépend de la précision de mesure de la phase utilisant le discriminateur six-port. Les erreurs de mesure dans ce cas sont dues aux contraintes de design imposées par le processus de fabrication du circuit à 94 GHz.

### 6.5. Autres évaluations statistiques de la mesure de la distance

Dans les cas de mesure de la distance discutés auparavant, nous avons évalué les performances de mesure dans le cas d'une cible située à une distance de 25 m par rapport au radar et pour une différence de fréquence entre les deux signaux transmis de 2 MHz, donc une distance maximale de 75 m. Dans ce cas, les valeurs de l'erreur standard correspondant aux deux modèles réels du circuit six port réalisés en technologie RWG et SIW, ont été de 1,708 % et, respectivement, de 2 %. Nous remarquons que la distance mesurée représente 33,33 % de la distance maximale.

Les performances du système peuvent être évaluées d'avantage en analysant quelle est l'influence du pourcentage de la distance mesurée par rapport à la distance maximale en ce qui concerne l'erreur de mesure standard. Dans ce but, nous allons mesurer la même distance de 25 m, mais en considérant une différence entre les fréquences des deux signaux transmis de 3 MHz, ce qui correspond à une distance maximale de 50 m. Dans ce cas, la distance à mesurer représente 50% de la distance maximale.

Aux figures 6.40 et 6.41 sont présentées les histogrammes et les erreurs de mesures correspondant aux deux cas considérés. Nous remarquons que, dans le cas du modèle basé sur les résultats de mesure du circuit six-port réalisé en guide d'onde rectangulaire, l'erreur standard est de 1,216 %, donc une réduction d'environ 28% (voir figure 6.39), tandis que dans le cas du circuit réalisé en guide d'onde intégré au substrat celle-ci est de 0,864, donc une réduction de plus de 50% (voir figure 6.40) par rapport au premier cas. Suite à ces résultats, nous pouvons conclure que la précision de mesure est plus élevée si la distance à mesurer est plus proche de la distance maximale. Donc, pendant les mesures, il faut toujours ajuster la différence de fréquence entre les deux signaux de façon à obtenir une plus grande précision de mesure. Ces conclusions sont soutenues aussi par les histogrammes correspondants aux deux cas des circuits réels, où nous pouvons remarquer que la dispersion des mesures autour de la valeur centrale n'est pas si ample que dans les cas précédents correspondant à la distance maximale de 75 m.

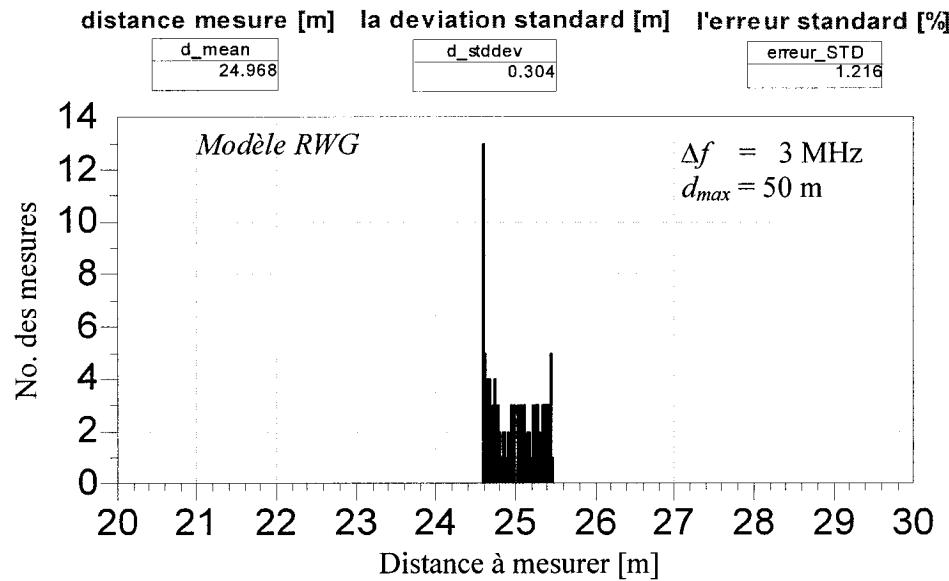


Figure 6.40. Histogramme et données statistiques concernant la mesure de la distance, dans le cas du circuit en guide d'onde rectangulaire

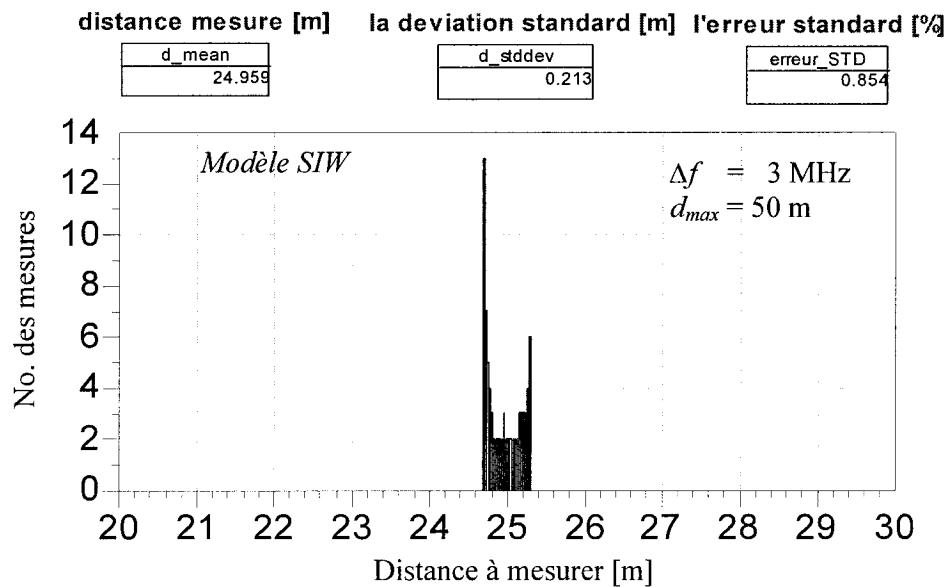


Figure 6.41. Histogramme et données statistiques concernant la mesure de la distance, dans le cas du circuit en guide d'onde intégré au substrat

Nous remarquons de même que la réponse du deuxième circuit est meilleure, donc les performances de mesures dans ce cas sont meilleures elles aussi.

Un autre paramètre d'évaluation est représenté par la correspondance entre la valeur de la moyenne de mesure par rapport aux nombres des mesures effectuées. Aux figures 6.42 et 6.43 sont représentées les variations de la moyenne de mesure par rapport à la distance à mesurer, en prenant en compte dix et, respectivement, 100 mesures. La différence entre les fréquences des deux signaux transmis est de 2 MHz et, respectivement, de 20 MHz.

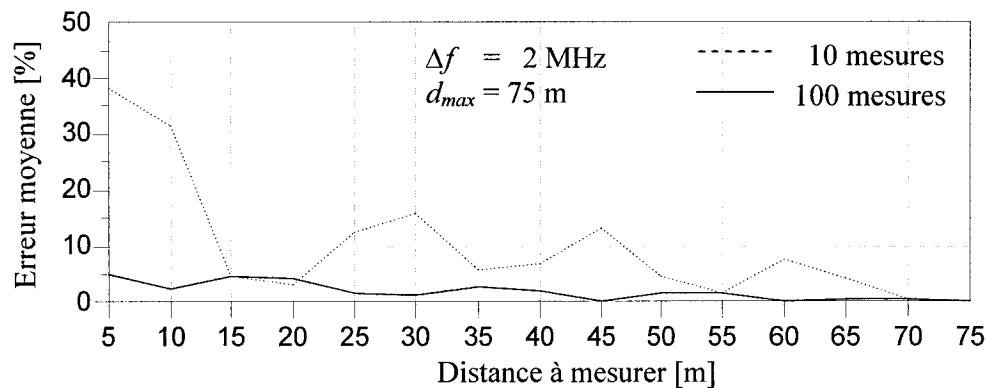


Figure 6.42. L'erreur moyenne par rapport à la distance à mesurer et au nombre des mesures pour une distance maximale de 75 m

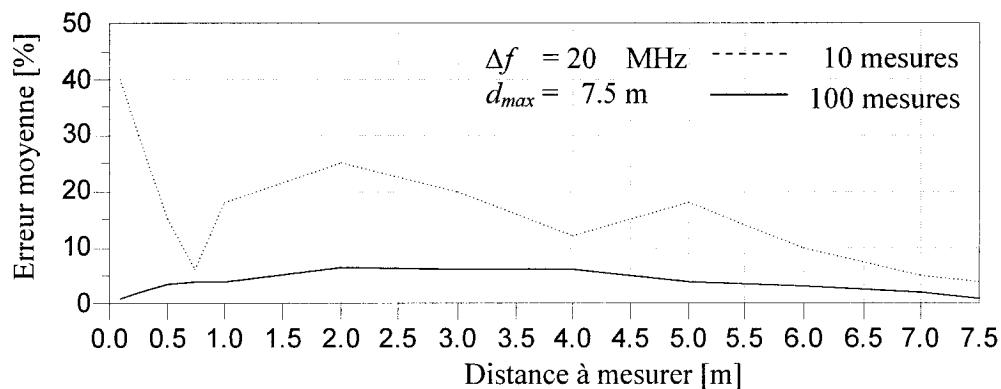


Figure 6.43. L'erreur moyenne par rapport à la distance à mesurer et au nombre des mesures pour une distance maximale de 7,5 m

En analysant les deux diagrammes de variation, nous remarquons que l'erreur moyenne de mesure dépend directement du nombre de mesures effectuées. Si ce nombre augmente, la précision de mesure augmente aussi. De même, ces diagrammes confirment encore une fois que, pour obtenir une précision de mesure élevée, il faut ajuster la différence de fréquence entre les deux signaux CW de façon que la distance à mesurer représente un pourcent assez important de la distance maximale qui peut être mesurée sans ambiguïté.

## CHAPITRE VII

### LE RADAR ANTICOLLISION RÉALISÉ À BASE DE SIX-PORT : RÉSULTATS ÉXPERIMENTAUX

#### 7.1. Généralités

Pour valider les résultats obtenus à la suite des simulations du système radar, en utilisant le circuit six-port réalisé dans la technologie du guide d'onde rectangulaire et du guide d'onde intégré au substrat, nous avons réalisé un banc d'essai pour obtenir des mesures de la distance jusqu'à une cible.

Ce banc d'essai a été construit en respectant le plus possible le schéma bloc utilisé pendant les simulations, mais en tenant compte des disponibilités de l'équipement du centre de recherche Poly-Grames. Pendant les premiers essais en utilisant le circuit six-port fabriqué en guide d'onde rectangulaire, certains circuits haute fréquence n'étaient pas encore disponibles. Mais ce fait n'a pas affecté la qualité des expérimentations, qui représentent une première validation pratique du radar senseur proposé.

#### 7.2. Résultats de mesure expérimentaux obtenus à l'aide du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire

Les mesures initiales de la distance ont été faites dans notre centre de recherche, ayant à la base le schéma bloc du système radar présenté à la figure 6.1. À la figure 7.1 est présentée la photographie du montage utilisé pour ces mesures.

Pour générer les deux signaux CW à 94,8 GHz et à 94,82 GHz nous avons utilisé un générateur de signal de type Anritsu 68 177 et un multiplicateur par six, pour ondes millimétriques. La puissance des signaux générés a été de 10 dBm. La distance maximale considérée a été de 7,5 m, qui est en concordance avec la différence de fréquence entre les deux signaux, qui est de 20 MHz. Dû à la non disponibilité de

certains composantes du schéma bloc (au moment de ces mesures), comme les amplificateurs de puissance et de faible bruit, la distance choisie à mesurer a du être assez réduite, pour que le signal réfléchi par la cible soit encore détectable. Cette distance est égale à 0,7 m.

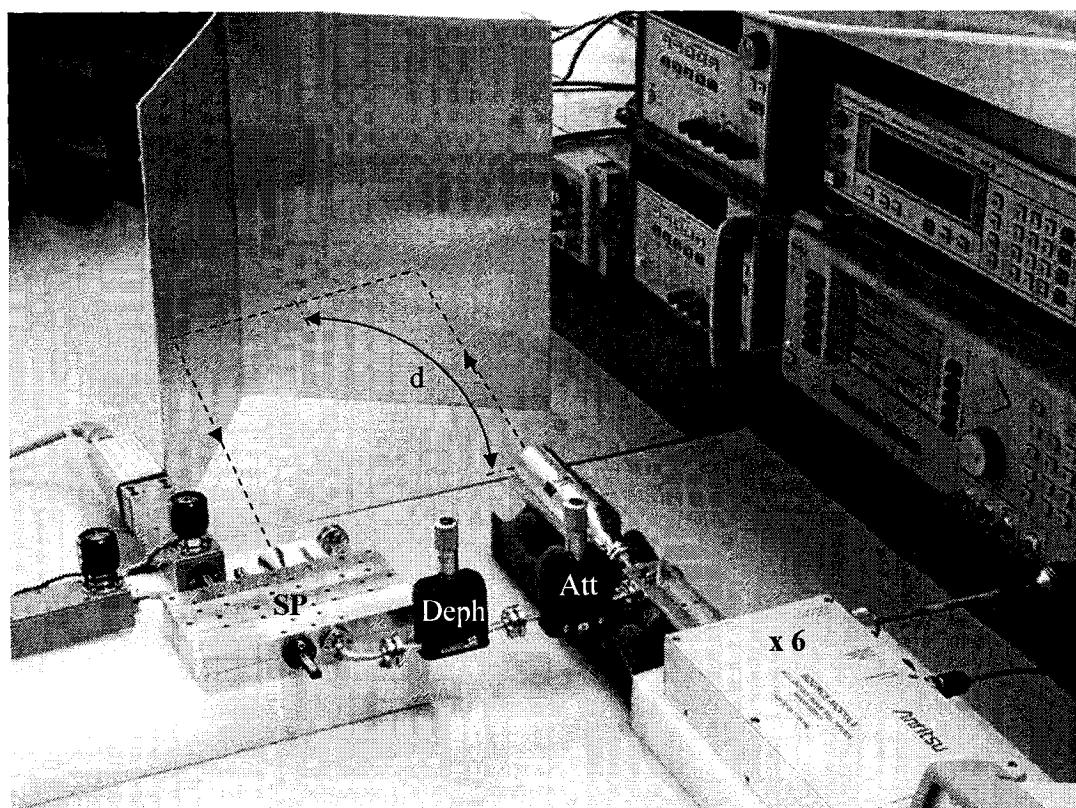


Figure 7.1. Le banc de mesure de la distance à l'aide du circuit six-port en guide d'onde rectangulaire

L'antenne émettrice est une antenne de type cornet, ayant un gain de 30 dBi, une largeur de rayonnement à -3 dB de  $7,5^\circ$  et des lobes secondaires de -15 dB. L'antenne réceptrice est une antenne de même type, mais avec un gain moins élevé, de 20 dBi, une largeur de rayonnement de  $14^\circ$  et des lobes secondaires de -15 dB.

L'atténuation du signal conformément à la loi du Friis correspondant à la propagation en espace libre (voir la relation 1.11) est égale à -74 dB. En tenant compte de tous ces paramètres, la puissance du signal RF à l'entrée du récepteur six-port sera de -14 dBm.

Le signal de référence est obtenu à l'aide d'un coupleur directionnel de 10 dB. Ce signal est ensuite atténué par un atténuateur de 10 dB. En prenant en compte que le déphaseur inséré dans le trajet du signal de référence introduit une atténuation supplémentaire de 2 dB, le niveau du signal de référence à l'entrée du circuit six-port sera de -12 dB.

Pendant les mesures on a considéré le cas statique, quand la cible reste fixe par rapport au système radar. Dans le but d'obtenir plusieurs résultats de mesure, nous avons utilisé un déphaseur variable qui nous a permis d'équivaloir la distance de résolution utilisée pendant les simulations par la variation de la phase entre les signaux d'entrée dans le circuit six-port. Étant donné que la variation maximale de phase du déphaseur est de  $180^\circ$ , nous avons simulé le déplacement de la cible par rapport au radar avec une valeur équivalente à un demi de longueur d'onde.

Dans le cas réel, ce déphaseur n'est plus utile parce que la cible effectue un mouvement relatif dans le temps, par rapport au radar. Une vingtaine de mesures ont été effectuées pendant une variation de  $180^\circ$  du déphasage. Pour chaque mesure de distance nous avons émis deux signaux continus, à deux fréquences différentes,  $f_1$  et  $f_2$ , un après l'autre. Dans le cas réel, supposant que le temps de mesure est égal à  $10 \mu\text{s}$  et que la vitesse relative de la cible est de  $15 \text{ m/s}$ , la position de celle-ci change de  $0,3 \text{ mm}$  (environ 10% de la longueur d'onde) pendant deux mesures.

À l'aide de ce montage nous avons effectuées plusieurs mesures de distance. Dans ces essais, les puissances des signaux de sortie du six-port ont été mesurées à l'aide d'un puissancemètre à deux têtes de type Agilent E 44198. Donc, nous avons obtenu seulement deux des quatre mesures de puissance à la sortie du six-port.

À la figure 7.2 este illustrée la variation des valeurs mesurées des tensions de sortie DC,  $V_1$  et  $V_3$ , par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée, à  $94,8 \text{ GHz}$ .

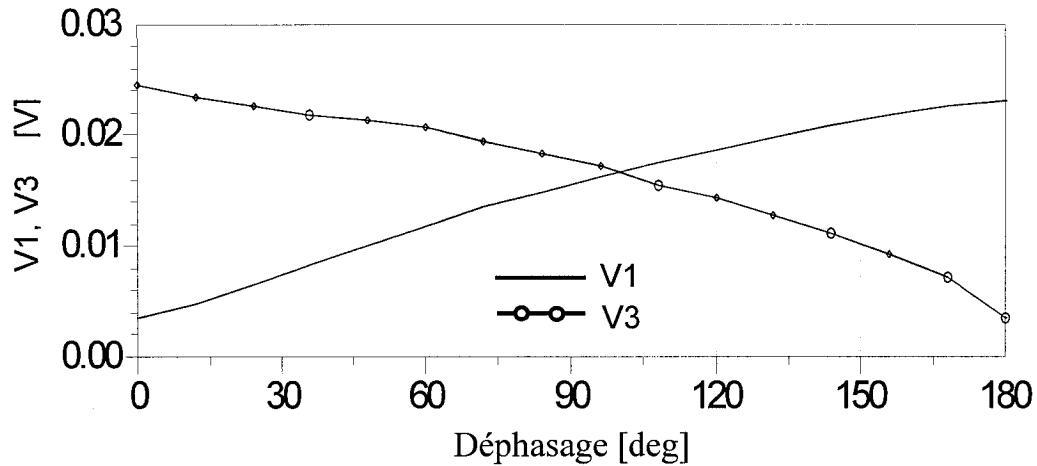


Figure 7.2. Les tensions des signaux de sortie DC mesurées, par rapport au déphasage

Nous pouvons remarquer que la variation de ces deux signaux de sortie est très semblable à celle correspondant au cas théorique, présenté à la figure 6.13. Pendant la variation de  $180^\circ$  du déphasage entre les signaux d'entrée, la tension  $V_1$  varie d'une valeur maximale vers une valeur minimale, tandis que la tension  $V_3$  a une variation inverse, d'une valeur minimale vers une valeur maximale.

Pour obtenir des mesures de distance, nous avons généré un deuxième signal CW, ayant un éloignement de 20 MHz en fréquence par rapport au premier, ce qui correspond à une distance maximale qui peut être mesurée sans ambiguïté de 7,5 m. La figure 7.3 illustre la variation de la tension de sortie mesurée au port 1 par rapport au déphasage, correspondant aux deux fréquences,  $f_1 = 94,8$  GHz et  $f_2 = 94,82$  GHz.

À cause de l'utilisation de seulement deux détecteurs de puissance, le déphasage entre les deux signaux CW émis a été mesuré directement sur la caractéristique de sortie, comme illustrée à la figure, et non à l'aide du calcul de la phase  $\Delta\theta$  du vecteur  $\Gamma$ , donné par la relation (6.7). La moyenne du déphasage de  $35^\circ$  obtenue à la suite de ces mesures indique une moyenne de la distance mesurée de 72,9 cm (calculée à l'aide de la relation 6.5). En réalité la cible a été positionnée à 70 cm du senseur radar, ce qui implique une erreur de mesure d'environ 4%, tout à fait en accord

avec le résultat de simulation de l'erreur moyenne par rapport à cette distance, dans les mêmes conditions de mesure (voir figure 6.42).

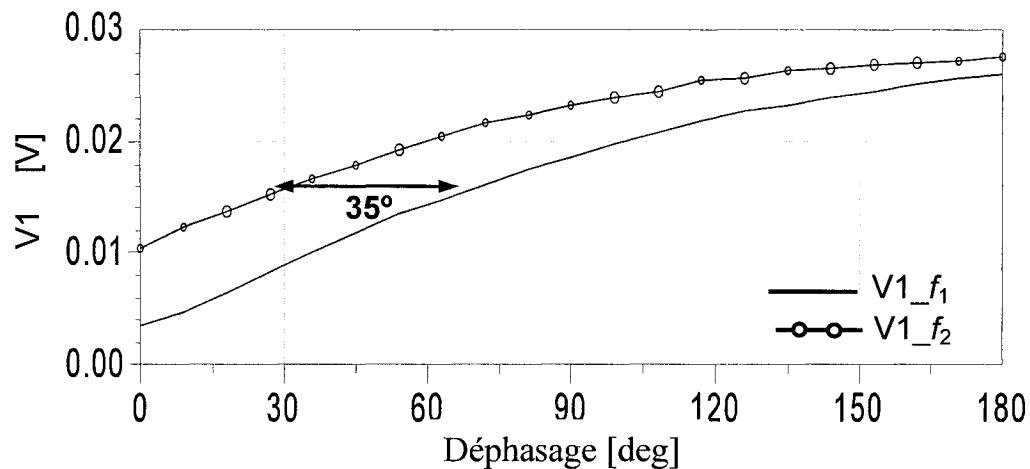


Figure 7.3. La tension de sortie DC  $V_1$  mesurée, correspondant aux deux signaux CW, par rapport au déphasage

Cette erreur de mesure est considérée acceptable pour beaucoup d'applications et elle est due principalement aux erreurs de fabrications du circuit six-port utilisé.

### 7.3. Résultats de mesure expérimentaux obtenus à l'aide du circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat

Les mesures initiales de distance ont été refaites dans presque les mêmes conditions que les précédentes, en utilisant le circuit six-port réalisé en guide d'onde, intégré au substrat. Ces mesures ont à la base le même schéma bloc du système radar, présenté à la figure 6.1. À la figure 7.4 est présentée la photographie du montage utilisé pour ces mesures.

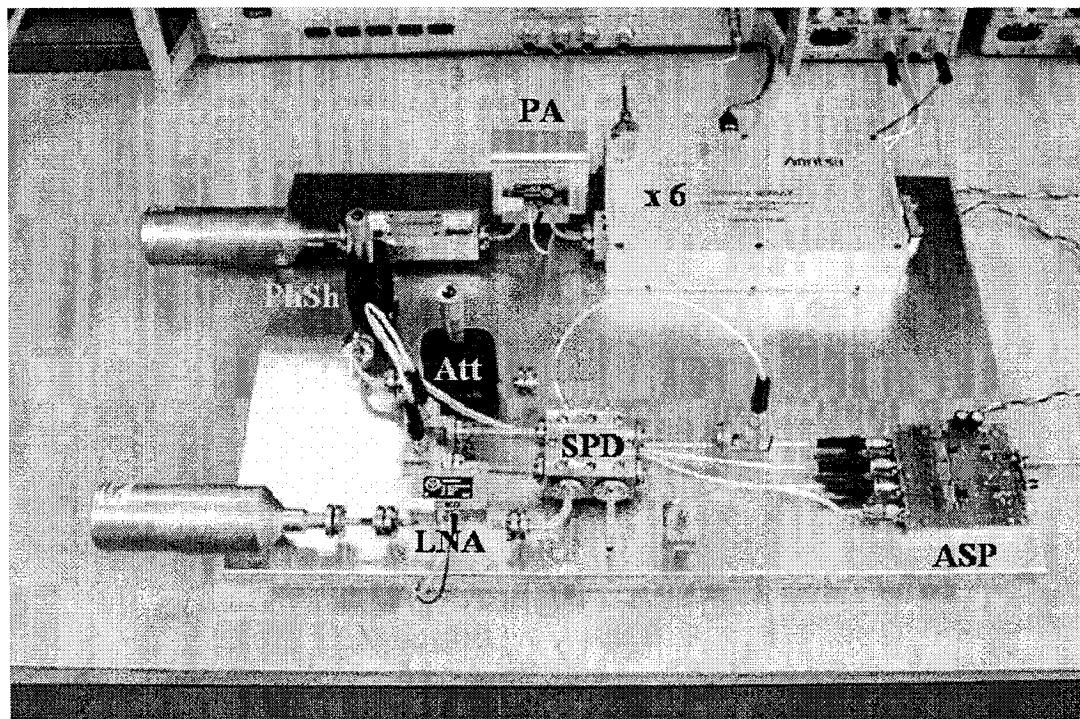


Figure 7.4. Le banc de mesure de la distance à l'aide du circuit six-port en guide d'onde, intégré au substrat

Les deux signaux CW à 94 GHz et à 94,05 GHz ont été obtenus à l'aide du même générateur de signal de type Anritsu 68 177 et du multiplicateur par six, pour ondes millimétriques. La puissance des signaux générés a été de -10 dBm. La distance maximale considérée a été de 3 m, qui est en concordance avec la différence de fréquence entre les deux signaux, égale à 50 MHz.

La disponibilité de toutes les composantes du schéma bloc, comme les amplificateurs de puissance et de faible bruit, les détecteurs de puissance et le circuit de traitement analogique des données nous ont aidés à obtenir un banc de simulation très fidèle à celui utilisé dans les simulations.

Pour transmettre le signal généré par la source et recevoir le signal réfléchi par la cible nous avons utilisé deux antennes directionnelles de type cornet QRR-W00Y75,

ayant un gain de 27 dB et une largeur du faisceau à -3 dB de 7,5°. Le signal généré est amplifié par un amplificateur de puissance de type AHP, ayant un gain de 23 dB et, avant d'être transmis, passe par un coupleur directionnel de 10 dB, qui a le rôle de fournir le signal de référence à l'entrée du six-port. Le signal reçu est amplifié de 33 dB par un amplificateur à faible bruit et introduit à l'entrée 6 du six-port. Avant d'être injecté au port 5 du discriminateur six-port, le signal de référence est atténué par un atténuateur de 10 dB.

Les quatre signaux de sortie du six-port sont détectés par quatre détecteurs de puissance identiques, de type DBZ 10 et sont ensuite dirigés vers le circuit de traitement analogique des données, qui fournit à la sortie les signaux en quadrature I et Q.

À la figure 7.5 est présenté le schéma électrique de ce circuit, qui est basé sur les schémas présentés aux figures 6.6, 6.7 et 6.8. Ce circuit est réalisé à l'aide des amplificateurs opérationnels de type OPA 2658. Les amplificateurs vidéo utilisent une réaction négative, ayant un gain d'environ 20 dB. Chaque paire d'amplificateurs vidéo est suivie par un amplificateur différentiel, qui a le rôle d'obtenir les signaux de sortie en quadrature I et Q, conformément aux relations (2.2.26) et (2.2.27). Chaque signal de sortie est ensuite amplifié de nouveau par un amplificateur vidéo du même type.

La photographie du circuit basse fréquence, fabriqué à la suite du schéma électrique présenté à la figure précédente, est présentée à la figure 7.6. Le circuit, fixé sur une base métallique, a été connecté à la sortie des détecteurs de puissance. Dans la photo nous pouvons remarquer quatre circuits intégrés, composé chacun par deux amplificateurs opérationnels de type OPA 2658. Chaque entrée est prévue avec un circuit de la compensation de l'offset. Ce circuit utilise des potentiomètres multi-tours, semi-réglables. Celui-ci permet un ajustage facile de l'offset DC, au besoin. Les entrées et les sorties de ce circuit sont prévues avec des connecteurs SMA. Le circuit est alimenté d'une manière différentielle  $\pm 5$  V par rapport à la masse.

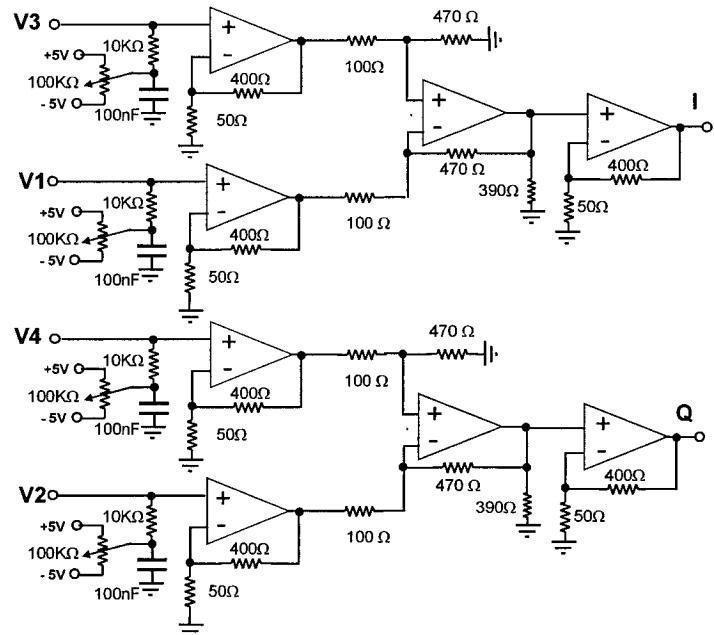


Figure 7.5. Le schéma électrique du circuit en basse fréquence

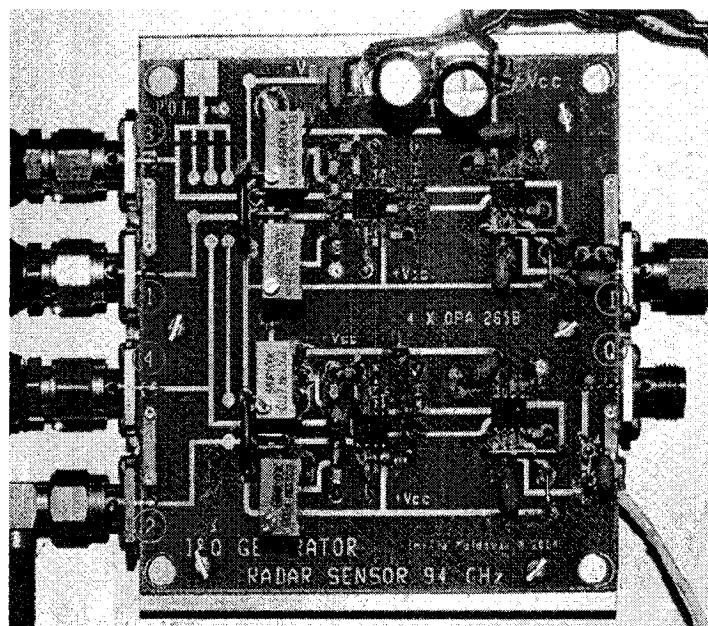


Figure 7.6. La photographie du circuit en basse fréquence

La photo d'ensemble du banc d'essai est présentée à la figure 7.7. Sur cette photo nous pouvons identifier le générateur de signal en ondes millimétriques, le montage expérimental du senseur radar et les sources d'alimentation pour l'amplificateur de puissance RF (+8 V) et pour le circuit basse fréquence ( $\pm 5V$ ). Nous pouvons remarquer également la cible réalisée à l'aide d'un panneau réflecteur en aluminium.

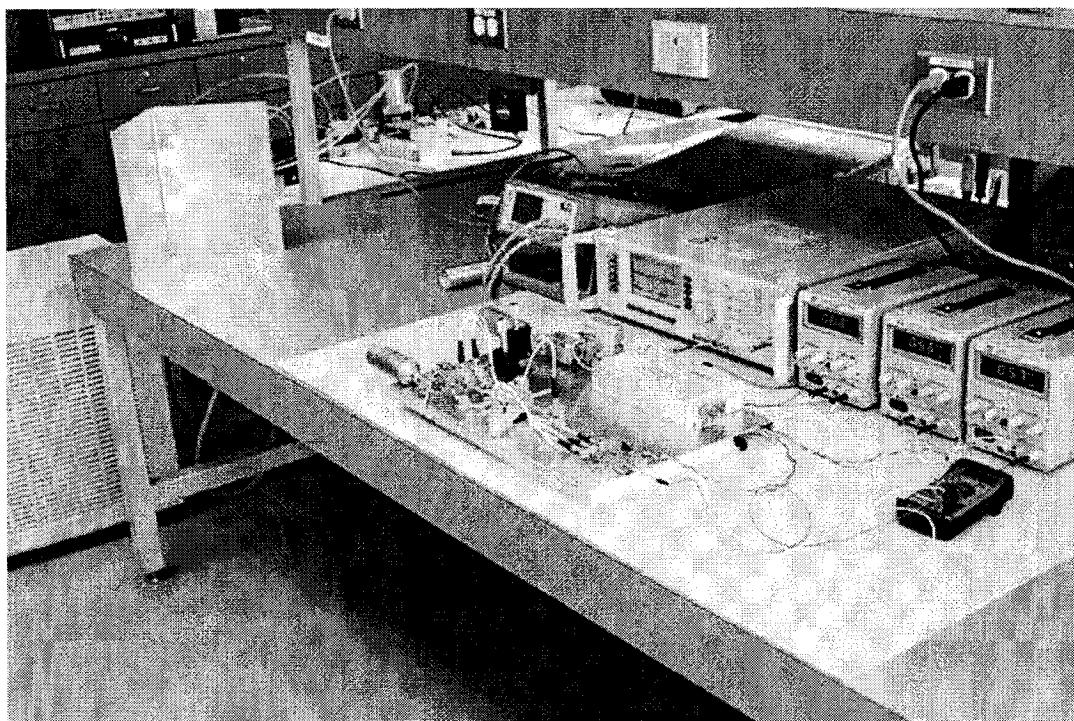


Figure 7.7. Photo d'ensemble du banc d'essai du radar à 94 GHz

Conformément à la loi du Friis, l'atténuation du signal se propageant en espace libre correspondant à la distance à mesurer (voir la relation 1.11) est égale à -77 dB.

Comme dans le cas précédent (paragraphe 7.2), nous considérons le cas statique de mesure, donc la variation de la distance de résolution est remplacée par un déphasage variable entre les deux signaux d'entrée. Une variation du déphasage de  $180^\circ$

est équivalente à un mouvement relatif de la cible d'une demie de longueur d'onde par rapport au radar. Pendant les essais, la cible a été située à une distance de 85 cm par rapport au radar. Pour obtenir une meilleure précision de mesure, nous avons effectué plusieurs mesures pour différentes valeurs du déphasage entre les deux signaux d'entrée.

La figure 7.8 illustre la variation des magnitudes des signaux de sortie en quadrature I et, respectivement Q, par rapport au déphasage entre les entrées. La fréquence du signal est dans ce cas égale à 94 GHz. Nous pouvons facilement remarquer que le déphasage entre les deux signaux de sortie est très proche de  $90^\circ$ , ce qui représente la valeur théorique estimée. Plus précisément, si nous analysons les valeurs maximales des deux signaux, ce déphasage peut être estimé à environ  $88^\circ$ . L'erreur de  $2^\circ$  est directement reliée aux erreurs de fabrication du circuit.

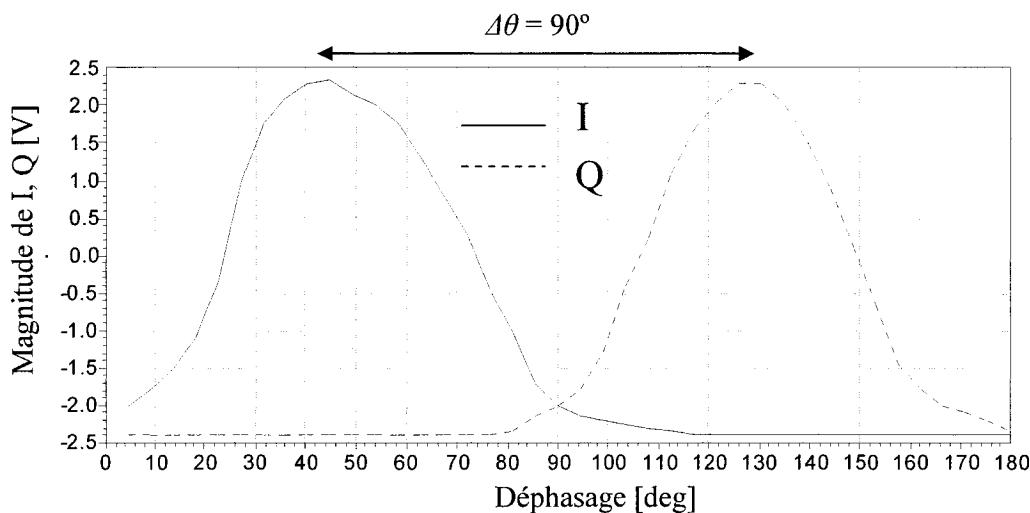


Figure 7.8. Magnitudes de I, Q mesurées par rapport au déphasage entre les entrées

À la figure 7.9 sont présentées les variations du signal de sortie en quadrature I, mesuré, par rapport au déphasage entre les deux signaux d'entrée continus, émis aux fréquences  $f_1 = 94$  GHz et  $f_2 = 94,05$  GHz. La moyenne du déphasage entre les deux signaux, mesurée sur le graphique, est égale à  $100^\circ$ . Conformément à la relation 6.5, suite à ces résultats de mesure, la moyenne de la distance mesurée est de 83,33 cm. En

réalité la cible a été positionnée à 85 cm du senseur radar, ce qui implique une erreur de mesure d'environ + 2%. Il faut ajouter que, même si cette erreur de mesure est considérée très acceptable, elle peut être diminuée d'avantage en utilisant des composantes plus performantes et en améliorant la précision de fabrication du circuit six-port.

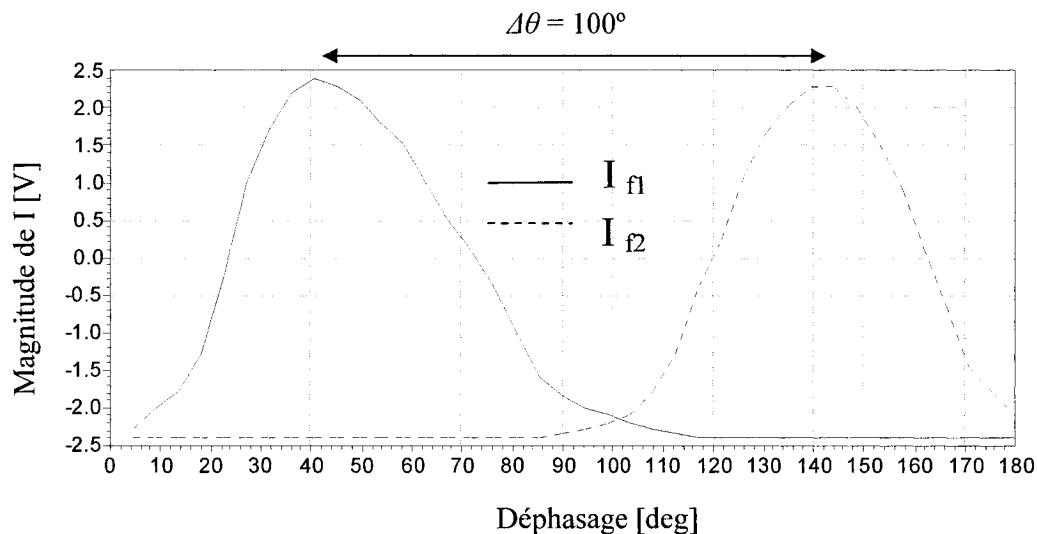


Figure 7.9. Magnitude de  $I$ , mesurée par rapport au déphasage entre les entrées, pour deux signaux à 94 GHz et 94,05 GHz

Les variations du signal de sortie en quadrature  $I$ , par rapport au déphasage entre les signaux d'entrée, mesuré dans le cas de deux signaux continus, émis aux fréquences  $f_1 = 94,5$  GHz et  $f_2 = 94,55$  GHz, sont présentées à la figure 7.10. La moyenne du déphasage entre les signaux écho correspondants, mesurée sur ce graphique, est égale à  $65^\circ$ . Conformément à la relation 6.5, suite à ces résultats de mesure, la moyenne de la distance mesurée est de 54 cm. En réalité la cible a été positionnée à 55 cm du senseur radar, ce qui implique une erreur de mesure d'environ + 2%.

Les détecteurs de puissance utilisés, qui jouent un rôle important dans le traitement des données, ont une sensibilité réduite, ce qui n'est pas suffisant pour obtenir une très bonne précision de mesure. Notamment, les formes d'onde présentées dans les figures 7.8 à 7.10 sont légèrement déformées par rapport à une sinusoïde (le cas théorique), surtout vers les valeurs minimales du signal. Quand même, le déphasage entre les deux formes d'onde peut être obtenu avec une bonne précision en évaluant les différences entre les maximums des deux signaux et non les minimums, comme dans la théorie, qui sont assez plats.

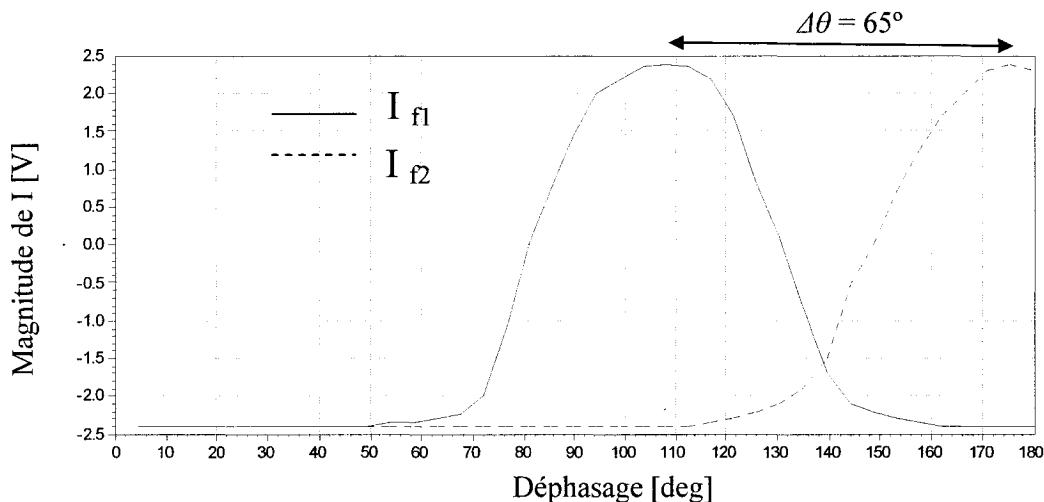


Figure 7.10. Magnitude de  $I$ , mesurée par rapport au déphasage entre les entrées, pour deux signaux à 94,5 GHz et 94,55 GHz

Toutes les mesures antérieures démontrent que chacun des deux signaux de sortie en quadrature,  $I$  et  $Q$ , pourrait être utilisé pour mesurer la vitesse relative de la cible. Sur n'importe quel diagramme déjà présenté nous pouvons facilement observer que chacun des signaux  $I$  or  $Q$  a un seul maximum très évident. Le minimum est assez plat à cause de la sensibilité réduite des détecteurs de puissance utilisés. Si, à cause d'un déplacement relatif entre le senseur et la cible, il y a une différence de fréquence entre

les entrées (égale à la fréquence Doppler), cette différence de fréquence pourra être interprétée comme un déphasage variable dans le domaine temporel. Donc nous pourrons mesurer directement la fréquence Doppler à l'aide d'un fréquencemètre connecté à l'une de sortie analogique I or Q.

En ce qui concerne les erreurs de fabrication, il faut mentionner encore une fois que, dû aux dimensions très réduites du circuit, la tolérance de 25,4 µm des machines utilisées pour l'usiner, représente de 10 à 20 % de certaines dimensions de celui-ci. De plus, il faut améliorer d'avantage le processus de métallisation des fentes, qui joue un rôle très important dans les performances du circuit. Une grande importance revient aussi à l'opération de nettoyage de la couche de métal se trouvant sur les bouts de diélectrique qui font partie des transitions vers le guide d'onde rectangulaire, dont le rôle est d'obtenir une meilleur adaptation d'impédances entre les deux structures (en guide d'onde intégré au substrat et en guide d'onde rectangulaire).

Les résultats de mesure présentés dans ce dernier chapitre sont très encourageants. Nous pouvons conclure qu'en utilisant des meilleurs détecteurs de puissance et en améliorant la qualité de la fabrication du circuit six-port nous pourrons obtenir des performances de mesure plus élevées. Les résultats obtenus démontrent que la réalisation d'un tel senseur radar est parfaitement possible.

Grâce à la technologie SIW, dans le future, le senseur pourra être intégré dans le même substrat que les autre composantes haute fréquence. Les transitions utilisées présentement pour connecter les détecteurs et les autres composants en guide standard ne seront plus nécessaires. L'intégration de la partie RF, en évitant les pertes dues aux transitions vers le guide rectangulaire standard, de même que l'amélioration du processus de fabrication, représentent une garantie pour un senseur radar ayant de performances élevées, à un coût et à des dimensions réduites.

## CHAPITRE VIII

### CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

#### 8.1. CONCLUSIONS

L'une des conditions de base pour avoir une bonne précision de mesure est d'obtenir et de transmettre un signal stable durant le temps de propagation nécessaire pour parcourir le trajet jusqu'à la cible et de retour au récepteur. Les mesures du senseur radar ont été faites utilisant un générateur de signal stable.

Supposant que la cible se trouve à 75 m du senseur radar, le temps de propagation du signal à partir du transmetteur jusqu'au récepteur sera de 0,5  $\mu$ s. En accord avec la relation (6.5) de calcul de la distance, durant le temps de propagation, dans le cas le plus défavorable, une erreur additionnelle maximale de mesure de la distance de 1 % correspond à une erreur de la phase de l'oscillateur local de 3,6°. Dans ce cas, pour cette erreur additionnelle, un déplacement en fréquence de 20 KHz par seconde peut être toléré. Pour un signal de 94,6 GHz, la stabilité en fréquence doit être d'environ  $0,21 \times 10^{-6}$ .

Dans le cas de la mesure des courtes distances, cette stabilité peut diminuer. La stabilité demandée pour l'oscillateur local, dans le cas de la mesure d'une distance de 7,5 m jusqu'à la cible, doit être de  $2,1 \times 10^{-6}$ .

L'habileté du récepteur radar de détecter la présence du signal écho et d'extraire les informations liées à celui-ci est limitée de façon significative par la présence du bruit. Ce bruit peut entrer dans le récepteur par l'antenne, accompagnant le signal d'intérêt, ou est dû au bruit interne du récepteur lui-même.

Une conception de qualité des récepteurs est basée sur la maximisation du rapport signal/bruit dans la partie linéaire du celui-ci. Dans le cas d'un système radar opérant à très haute fréquence, le bruit capté par l'antenne réceptrice est négligeable comparativement au bruit intrinsèque du récepteur [42]. Celui-ci est du au bruit

thermique des composantes et il est donné principalement par le premier stage du récepteur. Donc, pour diminuer le bruit intrinsèque du récepteur il faut choisir ses composantes avec soin.

Le niveau du bruit détermine de façon directe la sensibilité du récepteur qui est donnée par le seuil du signal de sortie qui peut être détecté. À son tour, la sensibilité influence directement la plage dynamique du récepteur.

La mesure de la vitesse relative utilise la mesure de la fréquence Doppler, ce qui réclame moins de stabilité que les mesures de distance. Dans ces conditions, nous pouvons conclure qu'une stabilité de l'oscillateur local d'environ  $10^{-6}$  peut être considérée suffisante pour le senseur radar proposé, dans le cas des applications automobiles.

Pour obtenir le vecteur  $\Gamma$ , le présent radar utilise les quatre signaux de sortie détectés par des détecteurs de puissance. La partie réelle de ce vecteur est égale à la différence entre les tensions des signaux de sortie détectés  $V_3$  et  $V_1$ , tandis que sa partie imaginaire est égale à la différence entre les tensions des signaux de sortie détectés  $V_4$  et  $V_2$ . En principe, dû à cette approche différentielle, une variation identique de la température des détecteurs ne devrait pas affecter la qualité des mesures. Donc, pour une précision élevée de mesure, les quatre détecteurs utilisés doivent être identiques.

Dans la présente thèse, nous proposons un nouveau senseur radar, réalisé en utilisant un circuit six-port, à 94 GHz. Pour obtenir les informations concernant la vitesse relative de la cible et la distance jusqu'à celle-ci, ce senseur radar utilise un processus analogique de traitement des données.

La vitesse relative de la cible est obtenue à l'aide de la fréquence Doppler, dont la mesure s'appuie sur un principe très simple, en utilisant l'un des signaux de sortie et un compteur de fréquence. Dû à cette méthode, la mesure de la vitesse relative est faite pratiquement sans aucune erreur.

La mesure de la distance jusqu'à la cible s'appuie sur une méthode originale, qui utilise deux signaux continus, émis un après l'autre, dont la différence en fréquence doit être ajustée en fonction de la distance à mesurer.

L'utilisation d'un récepteur à conversion directe réalisé à l'aide d'un discriminateur six-port, à la place d'un récepteur hétérodyne, et un traitement analogique des données à la place des méthodes numériques, ont déterminé une diminution considérable du coût de ce senseur radar.

Les limitations des dimensions des deux prototypes du circuit six-port utilisés dans ce projet sont dues à la disponibilité des circuits à la fréquence de 94 GHz, qui sont réalisés en guide d'onde rectangulaire, et aux restrictions imposées par les instruments de mesure à cette fréquence. La connexion du discriminateur six-port est réalisée à l'aide des flanges standard WR-10, dont le diamètre est d'environ 20 mm.

Les résultats des mesures préliminaires de la distance, effectuées avec le senseur radar utilisant les deux prototypes du circuit six-port, sont très satisfaisants. Les évaluations statistiques de mesure de la distance démontrent le potentiel élevé de celui-ci de respecter les critères de performance, de dimension et de coût requises par le marché des télécommunications.

## 8.2. TRAVAUX FUTURES

Les résultats de mesure présentés dans le dernier chapitre sont très encourageants. Nous pouvons conclure qu'en utilisant des meilleurs détecteurs de puissance et en améliorant la qualité de la fabrication du circuit six-port nous pourrons obtenir des performances de mesure plus élevées.

Un facteur important qui va contribuer à la diminution des dimensions du senseur sera la disponibilité des circuits haute fréquence réalisés dans d'autres technologies que celle du guide d'onde rectangulaire et qui se prêteront plus facilement à l'intégration.

Grâce à la technologie SIW, dans la future le discriminateur six-port pourra être intégré dans le même substrat que d'autres composantes hautes fréquences, comme l'amplificateur faible bruit, les détecteurs de puissance et les antennes. Les transitions utilisées présentement pour connecter les détecteurs et les autres composantes en guide

standard ne seront plus nécessaires. L'intégration de la partie RF, en évitant les pertes dues aux transitions vers le guide rectangulaire standard, de même que l'amélioration du processus de fabrication représentent une garantie pour un senseur radar ayant des performances élevées, à un coût et à des dimensions réduites.

Dans les applications automobiles il est parfois nécessaire de repérer plusieurs cibles, dans différentes conditions. Ce fait demande l'utilisation d'un système d'antenne à scanner. Ce balayage peut être réalisé à l'aide d'une antenne réseau à commande de phase électronique qui permet de poursuivre plusieurs cibles simultanément, avec une grande précision, d'une antenne à rayon variable en espace (switched beam scanned antenna), qui introduit des pertes qui augmentent avec le nombre des positions de rayonnement ou d'une antenne à balayage mécanique, qui a l'avantage des pertes moins élevées et d'une technologie bien maîtrisée. Mais elles sont plus lentes comme vitesse et susceptible à des défauts mécaniques. Le premier type d'antenne a été réalisé avec des bons résultats jusqu'à environ 77 GHz, tandis que les deux suivantes ont été réalisées avec succès jusqu'à plus de 94 GHz [9]. Dans le futur, dépendant des applications, le radar pourra être muni de l'un de ces types d'antenne à balayage.

Un autre problème concernant les performances du radar est représenté par les interférences avec d'autres systèmes de communications ou avec les signaux reflétés par des cibles secondaires. Ce problème impose une méthode de choisir et de reconnaître seulement le signal provenant de la cible visée. Plusieurs méthodes ont été développées au cours des années pour résoudre ce problème. Parmi celles-ci il y a l'utilisation de la polarisation linéaire, qui est tournée de  $45^\circ$  par rapport à la verticale, le codage du signal transmis, la diversité des fréquences (où on accepte seulement le signal appartenant à une certaine bande de fréquence), ou le choix de la forme d'onde du signal émis [9].

À notre avis, dans le futur, le présent radar devra être muni d'un système de codage du signal émis, ce qui est une méthode assez simple, efficace et peu coûteuse, qui pourra assurer une bonne identification du signal de la cible avec une probabilité de fausses alarmes moins élevée.

## RÉFÉRENCES

- [1] Abe, M., Sasho, N., Brankovic, V. et Krupezevic, D. (2000 oct.). Direct Conversion Receiver MMIC Based on Six-Port Technology. European Conference on Wireless Technology, 139-142.
- [2] Abe, M., Sasho, N., Zaragoza, R.M. et Haruyama, S. (2001 dec.). An RF Circuit Architecture for Software Defined Radio. Microwave Week 2001, Yokohama, Japan, 1558-1563.
- [3] Barton, D.K. et Ward, H.R. (1984). Handbook of Radar Measurement, Artech House.
- [4] Belcher, M.L., Nessmith J.T. et Wiltse, J.C. (2000). Radar, The Electrical Engineering Handbook, Ed. Richard C. Dorf, Boca Raton: CRC Press LLC.
- [5] K. Chang, *RF and Microwave Wireless Systems*, J.Wiley & Sons Inc., 2000
- [6] Cohn, S.B. et Weinhouse, N.P. (1964 feb.). An Automatic Microwave Phase Measurement System. Microwave Journal, 7, 49-56.
- [7] Colin, J.-M. (2002). Le radar: Théorie et pratique. Ed. Ellipses.
- [8] Cronson, H.M. et Susman, L. (1977 dec.). A Six-Port Automatic Network Analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 25, 12, 1086-1091.
- [9] U.S. Departament of Transportation, National Highway Traffic Safety Administration (1996 oct.). Developpment of Performance Specifications for Collision Avoidance Systems for Lane Change, Merging, and Backing. Interim rapport.
- [10] Deslandes, D. et Wu, K. (2001 fevr.). Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form. Microwave and Wireless Components Letters, 11, 2, 68-70.
- [11] Deslandes, D. et Wu, K. (2003 fevr.). Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 51, 2, 593-596.
- [12] Deslandes, D. et Wu, K. (2001). Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides. IEEE International Microwave Symposium, 2, 619-622.

- [13] Dib, N.I. et Katehi, L. (1993 sept.). Analysis of the Transition from Rectangular Waveguide to Shielded Dielectric Image Guide Using the Finite-Difference Time-Domain Method. *IEEE Microwave and Guided wave letters*, 3, 9, 327-329.
- [14] Engen, G.F. et Hoer, C.A. (1972 nov.). Application of an Arbitrary 6-Port Junction to Power-Measurement Problems. *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, 21, 11, 470-474.
- [15] Engen, G.F. (1977 dec.). The Six-Port Reflectometer. An Alternative Network Analyzer. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 25, 12, 1075-1077.
- [16] Engen, G.F. (1977 dec.). An Improved Circuit for Implementing the Six-Port Technique of Microwave Measurements. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 25, 12, 1080-1083.
- [17] Engen, G.F. (1979 dec.). Thru-Reflect Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 27, 12, 987-992.
- [18] The Federal Communications Commission FCC 95-499. (1995 dec.). First Rapport and Order. Washington, D.C. 20554, 4.
- [19] The Federal Communications Commission FCC 04-20. (2004 febr.). Report and Order. Washington, D.C. 20554, 4.
- [20] Gagné, J.F., Gautier, J., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2001 mai). High Speed Low-cost Architecture of Direct Conversion Digital Receiver *IEEE MTT Symposium*, 2, 1093-1096.
- [21] Gardiol, F. (1977). *Traité d'électricité. Vol.3. Électromagnétisme*, Edition Georgi.
- [22] Germain, S., Deslandes, D et Wu, K. (2003 mai). Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 3, 1921-1924.
- [23] Gresham, I., Jain, N., Budka, T., Alexanian, A., Kinayman, N., Ziegner, B., Brown, S. et Taecker, P. (2000 juin). A 76-77 GHz Pulsed-Doppler Radar Module for Autonomous Cruise Control Applications. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 3, 1551-1554.

- [24] Hentschel, T. (2005 mars). The Six-Port as a Communications Receiver. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 53, 3, 1039-1047.
- [25] Hirokawa, J. et Ando, M. (1990 mai). Single-Layer Feed Waveguide Consisting of posts for Plane TEM Wave Excitation in Parallel Plates. IEEE Trans. Antennas Propagation, 46, 5, 625- 630.
- [26] Hoer, C.A. (1972 nov.). The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance and Phase. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, 21, 11, 466-470.
- [27] Hoer, C.A. (1977 dec.). A Network Analyzer Incorporating Two Six-Port Reflectometers. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 25, 12, 1070-1074.
- [28] Hoer, C.A. et Roe, K.C. (1975 dec.). Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 23, 12, 978-984.
- [29] Laverghetta, T.S. (1996). Practical Microwaves, Prentice-Hall.
- [30] Li, J., Wu, K. et Bosisio, R.G. (1994). A Collision Avoidance Radar Using Six-Port Phase/Frequency Discriminator (SPFD). IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 1553-1556.
- [31] Li, J., Bosisio, R.G. et Wu, K. (1995 dec.). Computer and Measurement Simulation of a New Digital Receiver Operating Directly at Millimeter-Wave Frequencies. IEEE Transactions Microwave Theory Techniques, 43, 2766-2772.
- [32] Li, J., Bosisio, R.G. et Wu, K. (1996 jan.). Dual-Ton Calibration of Six-Port Junction and Its Application to the Six-Port Direct Digital Millimetric Receiver. IEEE Transactions Microwave Theory Techniques, 44, 93-99.
- [33] Marsan, E., Brehm, G., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2002 aug.). C-Band Direct Digital receiver. Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, 421-424.

- [34] Marsan, E, Schiel, J.-C., Brehm, G., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2002 aug.). High Speed Carrier Recovery Suitable for Direct Digital QPSK Transceivers, RAWCON 2002 IEEE Radio and Wireless Conference, 103-106.
- [35] Matthaei, G.L., Young, L. et Jones, E.M. (1964). Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures, Chapitre VI, Section 04, New York: McGraw-Hill, 1964.
- [36] Miguélez, C.G., Huyard, B., Bergeault, E. et Jallet, L.P. (2000 juillet). A New Automobile Radar Based on the Six-Port Phase/Frequency Discriminator. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, 4, 1416-1423.
- [37] **Moldovan, E.**, Tatu, S.O, Gaman, T., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2003 juin). A New 94 GHz Collision Avoidance Radar Sensor Using Six-Port Phase Frequency Discriminator. IEEE MTT IMS Symposium, 1, 595-598.
- [38] **Moldovan, E.**, Tatu, S.O., Gaman, T., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2004 avril). A New 94 GHz Six Port Collision Avoidance Radar Sensor, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, 4, 751-759.
- [39] **Moldovan, E.**, Bosisio, R.G. et Wu, K. (2006). W-band Multi-Port Substrate Intergarted Waveguide Circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, 2, 625-632.
- [40] Pleasant, W. (2002 mars). Gigabit Millimeter Wave Comm, PP Presentation, Telaxis Communications.
- [41] Pozar, D.M. (2001). Microwave and RF Design of Wireless Systems, John Wiley&Sons.
- [42] Skolnic, M. I. (2001).Introduction to radar systems, McGrow-Hill.
- [43] Stelzer, A., Diskus, C.G. et Thim, H.W. (1999 dec.). A Microwave Position Sensor with Sub-Millimeter Accuracy. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 47, 12, 2621-2624.
- [44] Stelzer, A., Diskus, C.G., Weigel, R. et Thim, H.W. (2001 juin). Using a Six-Port Device in an FM-CW Radar. International Symposium on Microwave and Optical Technology, 232-326.

- [45] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K. et Bosisio, R.G. (2001 dec). A New Direct Millimeter Wave Six-Port Receiver. IMS 2001 Special Symposium Issue of the IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49, 12, 2517-2522.
- [46] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K. et Bosisio, R.G. (2002 aug.). Ka-Band MMICs in GaAs Technology. ANTEM 2002 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, 429-432.
- [47] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Brehm, G. et Bosisio, R.G. (2002 nov.). Ka Band Direct Digital Receiver. RFIC2002 Special Symposium Issue of the IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50, 11, 2436-2442.
- [48] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R.G. et Denidni, T., (2005 sept.), “Ka-Band Analog Front-end for Software Defined Direct Conversion Receiver”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53, 9, 2768-2776.
- [49] Tzuang, C.-K.C., Chen, K.-C., Lee, C.-J., Ho, C.-C. et Wu, H.-S. (2000 oct.). H-Plane Mode Conversion and Application in Printed Microwave Integrated Circuit. European Microwave Conference, 37-40.
- [50] Wu, K. Circuits passifs micro-ondes. Chap.3, Notes de cours. École Polytechnique de Montréal, Canada.
- [51] Wu, K. (2001 dec.). Integration and interconnect techniques of planar and non-planar structures for microwave and millimeter-wave circuits-current status and future trend. Asia-Pacific Microwave Conference, Conference Proceedings, 411-416.
- [52] Xu, X., Bosisio, R. G., Wu, Ke (2005 juillet) A New Six-Port Junction Based on Substrate Integrated Waveguide Technology. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.53, 7, 2267-2273.

## ANNEXE

### *Journaux*

- [1] **Moldovan, E.**, Bosisio, R.G. et Wu, K. (2006 février). W-band Multi-Port Substrate Intergarted Waveguide Circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, 2, 625-632 [Ref.39]
- [2] **Moldovan, E.**, Tatu, S.O., Gaman, T., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2004 avril). A New 94 GHz Six Port Collision Avoidance Radar Sensor. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, 4, 751-759. [Ref. 38]
- [3] **Moldovan, E.**, Tatu, S. O., Denidni, T. A., Wu, K., Bosisio, R.G. (2005 avril). Design of a New Phased-Array Driver using a Six-Port Phase Discriminator. Microwave and Optical Technology Letters, vol.46, 4, 346-349.
- [4] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R.G., Denidni, T. (2005 septembre). Ka-Band Analog Front-end for Software Defined Direct Conversion Receiver. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, 9, 2768-2776.
- [5] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 novembre). Ka Band Direct Digital Receiver. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, 11, 2436-2442.
- [6] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R.G. (2001 décembre). A New Direct Millimeter-Wave Six-Port Receiver, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.49, 12, 2517-2522.

*Conférences*

- [1] **Moldovan, E.**, Tatu, S.O, Gaman, T., Wu, K. et Bosisio, R.G. (2003). A New 94 GHz Collision Avoidance Radar Sensor Using Six-Port Phase Frequency Discriminator, IEEE MTT IMS Symposium, 1, 595-598.
- [2] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G. (2003). New Results on MMIC Six-Port's used in Ka Band Direct Conversion Receivers, 2003 IEEE RFIC Symposium, Conf. Proceedings, 523-526.
- [3] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R.G. (2003). Analog Signal Treatment in Six-port Technology. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Conf. Proceedings, vol.3, 1925-1928.
- [4] Xu, X., Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Bosisio, R.G., Wu, K. (2002). Analysis of FDSS Ultra-Wideband Six-Port Receiver, RAWCON 2002, 2002 IEEE Radio and Wireless Conference, Conference Proceedings, 87-90.
- [5] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R. G., (2002). Ka-Band MMICs in GaAs Technology", ANTEM 2002 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Conf. Proceedings, 429-432.
- [6] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G., (2002). Ka-Band Direct Digital Receiver Using 0.25 um PHEMTs, 2002 IEEE RFIC Symposium, Conf. Proceedings, 155-158.
- [7] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R.G., (2001). A New Carrier Recovery Method for a Six-Port Millimeter-Wave Receiver. ISMOT 2001, Conf. Proceedings, 211-214.
- [8] Tatu, S.O., **Moldovan, E.**, Wu, K., Bosisio, R.G., (2001). A New Direct Millimeter Wave Six-Port Receiver. 2001 IEEE MTT Symposium, vol. 3, 1809-1812.