**UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL**

# NOUVEAU RÉCEPTEUR SIX-PORT EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

**SERIOJA OVIDIU TATU**

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME DE DOCTEUR ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
AVRIL 2004

© Serioja Ovidiu Tatu, 2004.

National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisisitons et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

*Your file Votre référence*
*ISBN: 0-612-92161-1*
*Our file Notre référence*
*ISBN: 0-612-92161-1*

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

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

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

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

---

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

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

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

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 RÉCEPTEUR SIX-PORT EN ONDES MILLIMÉTRIQUES

présentée par : TATU Serioja Ovidiu

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

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

M. AKYEL Cevdet, D.Sc.A., président

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

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

M. CONAN Jean, Ph.D., membre

M. DEMERS Yves, Ph.D., membre externe

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., représentant du membre externe

M. GUIBAULT François, Ph.D., représentant du doyen

*À mon épouse Emilia, a notre fille Anamaria, a mes sœurs et à mes parents.*

## REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes remerciements sincères aux professeurs Renato G. Bosisio et Ke Wu pour m'avoir encouragé et guidé au cours de ce projet et pour l'aide financière qu'ils m'ont octroyé.

Je veux remercier également les professeurs Cevdet Akyel, Jean Conan, Jean-Jacques Laurin, François Guibault, Tayeb Denidni et le docteur Yves Demers pour leurs précieuses suggestions, le temps accordé à la révision de cette thèse et à la participation à ma soutenance.

Une grande partie des travaux décrits dans la thèse n'auraient pas été possibles sans l'appui du docteur Gailon Brehm, le PDG du *TriQuint Texas GaAs Foundry*, et ses collaborateurs, madame Lisa Howard, docteur K. Kong et monsieur Q. Wang, puisqu'ils ont tous contribué à la fabrication des prototypes MMIC.

Un grand merci à M. Jules Gautier, M. Steve Dubé, M. Roch Brassard et M. René Archambault pour leur support en ce qui concerne les problèmes liés à la fabrication des circuits MHMIC et à l'informatique.

Je voudrais en outre remercier les gens du laboratoire Poly-Grames, qui ont contribué à créer une excellente atmosphère de travail et, spécialement mon épouse Emilia Moldovan et mes collègues Slim Boumaiza, Eric Marsan, Jean- Frédéric Gagné et Traian Antonescu de m'avoir aidé tout au cours de ces années.

Finalement, je veux remercier le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) pour la bourse doctorale (ES-B) accordée pour mes deux dernières années d'études.

# RÉSUMÉ

La présente recherche a comme but l'étude et la réalisation d'un nouveau récepteur six-port à conversion directe, en ondes millimétriques.

Dans le passé, la jonction six-port a été utilisée principalement dans l'instrumentation de mesure micro-ondes. Une nouvelle application de la jonction est la démodulation directe d'un signal modulé en phase. Dans le présent travail, la jonction six-port a été utilisée comme discriminateur de phase dans la partie RF d'un récepteur à conversion directe, complètement analogique et dédié à une modulation QPSK ayant un haut débit d'information.

La fréquence de travail du récepteur a été choisie dans la bande de fréquence Ka pour un signal dont la vitesse de modulation peut aller jusqu'à 120 Mb/s.

L'une des principales applications de ce récepteur sont les communications grande vitesse point à multipoint en ondes millimétriques. La présente recherche démontre que la partie RF de ce nouveau récepteur peut être aussi un excellent front-end pour une radio réalisée par logiciel (RRL). L'utilisation de la jonction six-port comme démodulateur direct a plusieurs avantages, par rapport aux récepteurs conventionnels à conversion directe: la simplicité du circuit, des dimensions réduites, un faible coût de fabrication, de même qu'un offset DC réduit.

Au début de ce travail, à l'aide des simulations de circuit et de système, en utilisant le logiciel ADS de *Agilent Technologies*, on a vérifié les nouveaux concepts et les nouvelles architectures des circuits six-port proposés. Ensuite, après la réalisation pratique des divers circuits du récepteur, on a fait une comparaison entre les résultats de simulation et de mesure. Finalement, un retour sur la partie de conception a permis l'amélioration de ces circuits.

Le premier prototype du récepteur a été fabriqué dans le Centre de recherche Poly-Grames, en technologie hybride (MHMIC), sur un substrat céramique de 250 μm d'épaisseur. Les résultats de simulation et de mesure de ce prototype (les paramètres de dispersion de la jonction six-port et le taux d'erreur globale de bit BER dans diverses

conditions de perturbation du signal RF modulé QPSK) ont validé le concept proposé. Ces résultats ont fait l'objet d'un article très détaillé publié dans un numéro spécial de la revue « *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* » (*IEEE MTT*) [29].

Ensuite, en utilisant le procédé .25 μm PHEMT de *TriQuint Semiconductor GaAs Foundry*, on a fabriqué deux jonctions six-port intégrées en technologie MMIC, sur un substrat de GaAs d'une épaisseur de 100 μm. Pour réaliser le prototype MMIC, on a développé des modèles des éléments passifs dans la bande Ka, en tenant compte du fait que la fréquence maximale pour les modèles crées par la fonderie était de 25 GHz. Les résultats obtenus ont fait l'objet d'un article publié dans un autre numéro spécial de la revue *IEEE MTT* [32].

Le problème de la récupération de la porteuse est abordé en ayant à l'esprit le démodulateur six-port utilisé. On a proposé donc une nouvelle méthode, basée sur la modulation inverse [35], parfaitement compatible avec l'architecture du récepteur et le type de modulation utilisée.

Une étude rigoureuse de ce récepteur a été faite pour un système de communications mobiles, en tenant compte de la propagation par trajets multiples et de l'effet Doppler [36].

Le récepteur six-port à conversion directe a prouvé des très bonnes performances, donc il représente une excellente alternative aux solutions classiques dans le domaine des systèmes de communications.

Les résultats obtenus avec les deux prototypes ont été excellents et ont fait l'objet de plusieurs conférences [27, 28, 30, 31, 33, 34, 35] et des articles [29, 32, 36].

La thèse contient également des suggestions pour des travaux futurs qui peuvent être développés à partir des résultats obtenus dans cette étude.

## ABSTRACT

This thesis consists in the study and fabrication of a new six-port direct conversion receiver.

The six-port junction was used in the past especially for microwave instrumentation and measurements. The objective of this research was to design a new microwave and millimeter wave direct conversion receiver, based on a six-port frequency discriminator, dedicated to a high speed QPSK modulation.

This receiver performs well in a high frequency band, between 22 and 32 GHz, operating at a bit rate up to 120 Mb/sec.

One of the main applications of this receiver is the Local to Multi-point Distribution Systems. The RF part of this receiver can also be used as a front end in a Software Defined Radio. The use of a six-port circuit instead of conventional RF circuits, as mixers, offers some important advantages, such as: simplicity, small size, low-cost and excellent electrical performances.

The basic concept and the architecture of the new six-port junction were tested by performing circuit and system simulations using the ADS software of Agilent Technology. Microwave measurements were performed to validate the receiver design.

A MHMIC receiver prototype was fabricated and tested in our laboratory, using a 250 μm ceramic substrate. The simulations and measurements of this receiver prototype were published in [29].

Two new MMIC six-port junctions were designed and fabricated on a 100 μm GaAs substrate, using .25 μm PHEMT technology, at *TriQuint Semiconductor GaAs Foundry* and initial circuit models at a frequency higher than 25 GHz were developed. The simulation and measurement results were published in [32].

A new carrier recovery method, using a reverse modulation loop, was developed in order to avoid the use of a costly local oscillator, having a Phase Locked Loop (PLL) [35].

In the case of mobile communication systems using the multipath propagation and the Doppler effect, a study was made and results were published in [36].

Therefore, due to the excellent results obtained on both MHMIC and MMIC prototypes, we can conclude that the six–port direct conversion receiver performed very well in both cases, and it represents an excellent alternative to conventional receivers.

During the last three years, these results were published in IEEE conference proceedings [27, 28, 30, 31, 33, 34, 35] and papers [29, 32, 36].

This thesis also contains suggestions for future work, based on results obtained in this study.

# TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE ..... IV
REMERCIEMENTS ..... V
RÉSUMÉ ..... VI
ABSTRACT ..... VIII
TABLE DES MATIÈRES ..... X
LISTE DES TABLEAUX ..... XIII
LISTE DES FIGURES ..... XIV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS ..... XXIV
LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS ..... XXV
INTRODUCTION ..... 1

CHAPITRE I : LA JONCTION SIX-PORT ..... 7
1.1. La jonction six-port conventionnelle ..... 7
1.2. La jonction six-port modifiée ..... 11

CHAPITRE II : LA JONCTION SIX-PORT MODIFIÉE, REALISÉE EN TECHNOLOGIE MHMIC ..... 23
2.1. Le coupleur Wilkinson ..... 23
2.2. Le coupleur Hybride en quadrature ..... 25
2.3. Le choix de la version optimale de la jonction six-port modifiée ..... 28
2.4 Le simulations SP de la jonction modifiée par rapport à la fréquence ..... 31
2.5 Mesures et réalisation pratique de la jonction six-port ..... 36
2.6 La jonction six-port, un discriminateur de phase ..... 44

CHAPITRE III : LA JONCTION SIX-PORT MODIFIÉE EN TECHNOLOGIE MMIC-PREMIERE VERSION ..... 54
3.1. Le lay-out de la jonction six-port ..... 55

3.2. Les coupleurs ..... 56
3.3. Le circuit de détection. ..... 59
3.4. Les simulations SP de la première version MMIC de la jonction six-port modifiée, par rapport à la fréquence ..... 62
3.5. Simulations et mesures dans le cas de la jonction six-port avec les circuits de détection ..... .66
3.6. La jonction six-port comme discriminateur de phase ..... .69
3.7 Comparaison avec la jonction MHMIC. ..... ...78

CHAPITRE IV : LA JONCTION SIX-PORT MODIFIÉE EN TECHNOLOGIE MMIC-DEUXIEME VERSION .... 79
4.1 Le nouveau coupleur hybride 90°. ..... 80
4.2. Le lay-out de la jonction six-port ..... 88
4.3. Les simulations SP de la deuxième version de la jonction six-port modifiée par rapport à la fréquence ..... .89
4.4. Simulations et mesures pour la jonction six-port avec les circuits de détection ... 95
4.5. La jonction six-port un discriminateur de phase ..... .97
4.6 Comparaison avec la jonction MHMIC. ..... ...78

CHAPITRE V : LE DECODEUR I Q ..... .109
5.1. Introduction. ..... ..... 109
5.2. Le circuit basse fréquence de la version MHMIC ..... ..... 109
5.3. Le circuit basse fréquence de la version MHMIC ..... .114

CHAPITRE VI : SIMULATIONS ET MESURES DU RECEPTEUR SIX-PORT ... 124
6.1. Introduction. ..... ..... 124
6.2. Simulation du taux d'erreur de bit ..... 124

CHAPITRE VII : LA BOUCLE DE RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE ..... 145

7.1. Introduction ..... 145

7.2. Simulation ADS ..... 146

7.3. Mesures en utilisant le circuit de récupération de la porteuse ..... 150

CHAPITRE VIII : L'INFLUENCE DE LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES ET DE L'EFFET DOPPLER SUR LE RÉCEPTEUR SIX-PORT ..... 156

8.1. Introduction ..... 156

8.2. L'influence de la propagation par trajets multiples ..... 156

8.3 L'influence de l'effet Doppler ..... 167

CONCLUSIONS ..... 175

RÉFÉRENCES ..... 178

LISTE DES PUBLICATIONS ..... 182

# LISTE DES TABLEAUX

1.1 Les résultats théoriques de démodulation d'un signal QPSK .....17
1.2 Les résultats théoriques de démodulation d'un signal 8PSK .....19
1.3 Les résultats théoriques de démodulation d'un signal 16PSK .....21
2.1 Les paramètres S du coupleur Wilkinson .....24
2.2 Les paramètres S du coupleur Hybride en quadrature .....27
2.3 Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec coupleurs Hybrides carré et rond.....30
2.4 Les paramètres S de simulation et de mesure.....36
2.5 Les caractéristiques de la diode Schottky HSCH-9131.....38

# LISTE DES FIGURES

0.1 Le schéma bloc du récepteur conventionnel superhétérodyne..... 2
0.2 Le schéma bloc du récepteur conventionnel à conversion directe.....3
0.3 Le schéma d'un récepteur à conversion directe, conçu à l'aide d'un circuit six-port..... 3

1.1 a. Le coupleur Hybride 90°; b. La mesure du Γ en utilisant un six-port.....9
1.2 La méthode graphique pour obtenir le coefficient de réflexion.....11
1.3 a. Le coupleur Wilkinson ; b. Le coupleur Hybride 90°.....12
1.4 La jonction six-port modifiée.....12
1.5 Les points qi de la jonction six-port modifiée.....14
1.6 Les tensions normalisées DC de sortie par rapport au déphasage.....16
1.7 La modulation QPSK.....16
1.8 La modulation 8PSK.....18
1.9 La modulation 16PSK.....20
1.10 Le montage expérimental pour visualiser directement le vecteur Γ à l'aide d'un oscilloscope.....22

2.1 Le coupleur Wilkinson en technologie MHMIC.....24
2.2 Le coupleur Hybride 90° à structure carrée.....25
2.3 Le coupleur Hybride 90° à structure ronde.....26
2.4 La jonction six-port réalisée à l'aide des coupleurs Hybrides 90° carrés.....28
2.5 La jonction six-port réalisée à l'aide des coupleurs Hybrides 90° ronds.....29
2.6 Les adaptations et l'isolation correspondant aux ports d'entrée de la jonction six-port .....31
2.7 Les adaptations correspondant aux ports de sortie de la jonction six-port .....32

2.8 Les isolations entre les ports de sortie par rapport à la fréquence.....33
2.9 Les isolations entre les ports de sortie par rapport à la fréquence.....33
2.10 Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie..34
2.11 Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie..34
2.12 Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie.....35
2.13 Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie.....35
2.14 Les photos des circuits pour les mesures des paramètres S.....36
2.15 Le model SPICE de la diode Schottky.....37
2.16 Le circuit de détection large bande.....39
2.17 Le rapport entre la tension de sortie et la magnitude de la tension d'entrée du détecteur par rapport à la variation de la fréquence.....40
2.18 La tension de sortie par rapport à la magnitude de la tension d'entrée du détecteur.....41
2.19 La jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection.....42
2.20 Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection.43
2.21 La photo de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection.....43
2.22 Le schéma de simulation de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection.....44
2.23 Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, par rapport au déphasage entre les entrées LO et RF.....45
2.24 Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance égale aux entrées RF et LO.....46
2.25 Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas d'une puissance inégale aux entrées

RF et LO.....47
2.26 Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance inégale aux entrées RF et LO.....48
2.27 Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance inégale aux entrées RF et LO.....49
2.28 Le vecteur Γ correspondant à la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, pour trois valeurs de la puissance du signal RF..... 50
2.29 Le vecteur Γ correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF pour trois fréquences de travail dans la bande de 24 à 29 GHz.....51
2.30 Le vecteur Γ dans le cas d'une modulation 8PSK.....52
2.31 Le vecteur Γ dans le cas d'une modulation 16PSK.....53

3.1 La photographie de la première version MMIC de la jonction six-port.....55
3.2 Les adaptations aux ports du coupleur hybride.....56
3.3 L'isolation aux ports du coupleur hybride.....56
3.4 Les paramètres S de transmission.....57
3.5 La phase des paramètres S de transmission.....57
3.6 Les adaptations et l'isolation aux ports du coupleur Wilkinson.....58
3.7 Les paramètres S de transmission du coupleur Wilkinson.....58
3.8 La photographie du circuit de détection, utilisé pour la fabrication de la première version MMIC de la jonction six-port.....59
3.9 L'adaptation du circuit de détection afférent à la première version MMIC.....60
3.10 La caractéristique RF - DC du détecteur Schottky sur une charge de 50Ω.....60

3.11 Les adaptations et l'isolation des ports d'entrée de la jonction six-port.....61
3.12 Les adaptations des ports de sortie de la jonction six-port.....62
3.13 Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port.....63
3.14 Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port.....63
3.15 Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie.64
3.16 Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie.65
3.17 Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie.....65
3.18 Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie.....66
3.19 Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (simulation).....67
3.20 Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (mesures).....67
3.21 La photo du set-up de mesure.....68
3.22 Le schéma de simulation de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection.....69
3.23 Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF.....70
3.24 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances égales aux entrées RF et LO.....71
3.25 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....72
3.26 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance inégale aux entrées RF et LO.....73
3.27 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec

les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....74
3.28 Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....76
3.29 Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas de la variation de la fréquence du travail.....77
3.30 Comparaison entre les dimensions de la jonction MHMIC et MMIC.....78

4.1 Le circuit équivalent de la ligne d'un quart de longueur d'onde.....80
4.2 Comparaison de la magnitude de S11 des les deux circuits.....82
4.3 Comparaison de la phase de S21 des les deux circuits.....82
4.4 Le modèle de la capacité parallèle.....83
4.5 Le paramètre S11 pour le modèle de la capacité parallèle.....84
4.6 La valeur de la capacité par rapport à la fréquence.....85
4.7 Le lay-out du nouveau coupleur hybride.....86
4.8 L'adaptation et l'isolation aux ports par rapport à la fréquence.....87
4.9 Les paramètres S de transmission par rapport à la fréquence.....87
4.10 Les phases de paramètres S transmission par rapport à la fréquence.....88
4.11 La photo de la deuxième version MMIC de la jonction six-port.....89
4.12 Les adaptations et l'isolation des ports d'entrée de la jonction six-port.....90
4.13 Les adaptation des ports de sortie de la jonction six-port.....91
4.14 Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port.....92
4.15 Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port.....92
4.16 Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie.93
4.17 Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie.93
4.18 Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée LO et les ports de sortie.....94

4.19 Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée RF et les ports de sortie.....94
4.20 Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (simulations).....95
4.21 La photo du set-up de mesure.....96
4.22 Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (mesures).....97
4.23 Le schéma de simulation de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection.....98
4.24 Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF.....99
4.25 La caractéristique RF - DC du détecteur Schottky sur une charge de 50Ω.....99
4.26 La caractéristique RF - DC du détecteur Schottky sur une charge de 1000Ω....100
4.27 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas d'une puissance égale aux entrées RF et LO.....101
4.28 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....102
4.29 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....103
4.30 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....104
4.31 Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO.....106
4.32 Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection,

en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas de la variation de la fréquence de travail.....107

5.1 Le schéma complet du circuit basse fréquence utilisé pour la version MHMIC du démodulateur QPSK.....110
5.2 La photographie du démodulateur QPSK en version MHMIC.....111
5.3 Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique (ADS) .....111
5.4 Le schéma du décodeur I/Q utilisé dans la simulation d'équilibrage harmonique du circuit MHMIC .....112
5.5 Les résultats de la simulation ADS d'équilibrage harmonique .....113
5.6 Le schéma complet du circuit basse fréquence utilisé pour la version MMIC du démodulateur QPSK.....115
5.7 Les circuits MMIC sur les fixtures MHMIC.....115
5.8 La photographie du démodulateur QPSK pour la version MMIC.....116
5.9 Le schéma de simulation ADS du décodeur I/Q pour le circuit MMIC .....117
5.10 Le schéma du décodeur I/Q utilisé dans la simulation d'équilibrage harmonique du circuit MMIC.....118
5.11 Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS).....119
5.12 Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS).....120
5.13 Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS).....121
5.14 Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS).....122

6.1 Le schéma de simulation ADS du récepteur à conversion directe.....125
6.2 Les spectres des signaux RF et LO.....126
6.3 Les formes d'ondes des signaux obtenus à la suite d'une simulation de type enveloppe.....127
6.4 La courbe théorique du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK.....130
6.5 La courbe simulée du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK par rapport à la courbe théorique (le prototype MHMIC).....131

6.6 La courbe simulée du taux d'erreur de bit pour diverses erreurs de phase, par rapport au synchronisme, correspondant au prototype MHMIC.....132
6.7 Le schéma de mesure du récepteur six-port.....133
6.8 La photographie du set-up de mesure du circuit MHMIC.....134
6.9 La photographie des équipements de mesure.....135
6.10 La photographie du banc d'essai.....135
6.11 La photographie du récepteur six-port MHMIC avec l'antenne cornet.....136
6.12 Simulations et mesures de BER par rapport au Eb/No dans la bande de fréquence (le prototype MHMIC).....137
6.13 Simulations et mesures de BER par rapport à la puissance d'entrée au port RF du circuit six-port (le prototype MHMIC).....138
6.14 Simulations et mesures de BER par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local ( le prototype MHMIC).....139
6.15 Simulations par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local (le premier prototype MMIC ).....140
6.16 Simulations par rapport à l'erreur de phase d'oscillateur local ( le deuxième prototype MMIC ).....141
6.17 Mesures de BER pour le prototype MMIC, en utilisant la station sous pointes...142
6.18 Mesures de BER pour le prototype MMIC en utilisant la station sous pointes (détail).....143
6.19 Les mesures comparatives de BER par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local, pour les deux prototypes MMIC.....144

7.1 Le schéma bloc du récepteur à conversion directe incluant le module de récupération de la porteuse.....145
7.2 Le schéma de simulation ADS du récepteur à conversion directe avec le module de récupération de la porteuse.....146
7.3 Les spectres des signaux RF QPSK et LO récupéré.....147
7.4 Les formes d'onde des signaux obtenus à la suite d'une simulation de

type enveloppe.....148
7.5 La courbe simulée du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK avec le module de récupération de la porteuse, par rapport à la courbe théorique.....149
7.6 Le schéma de mesure prouvant la validité du principe de récupération de la porteuse par modulation inverse.....150
7.7 Le schéma du modulateur vectoriel.....151
7.8 La photo du démodulateur six-port avec le module de récupération de la porteuse.....151
7.9 La photo du spectre récupéré correspondant à une vitesse de modulation de 2 x 2 Mb/s.....152
7.10 La photo du spectre récupéré correspondant à une vitesse de modulation de 2 x 1 Mb/s.....153
7.11 La photo du spectre récupéré correspondant à une vitesse de modulation de 2 x 4 Mb/s.....154
7.12 La photo du banc d'essai du récepteur incluant le module de récupération de la porteuse.....155

8.1 Le modèle Norton –Bullington de la propagation par trajets multiples.....156
8.2 Les pertes supplémentaires introduites par la réflexion, correspondant aux diverses valeurs d'atténuation dans la voie du signal réfléchit.....158
8.3 Le modèle ADS, proposé pour la propagation par trajets multiples.....159
8.4 La puissance d'entrée en récepteur, par rapport à la distance de résolution.....160
8.5 Le schéma de simulation ADS du récepteur six-port incluant l'effet de la propagation par trajets multiples.....161
8.6 Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une atténuation a = -3 dB.....162
8.7 Les effets du *fading* pour différentes atténuations du deuxième trajet.....164
8.8 La courbe du taux d'erreur de bit simulée, par rapport à la courbe théorique, pour de différentes valeurs d'atténuation du trajet supplémentaire .....165

8.9 La photo de l'émetteur-récepteur six-port à conversion directe.....166
8.10 La photo du banc d'essai du récepteur six-port pour la propagation par trajets multiples.....167
8.11 Le modèle de la simulation ADS proposé pour l'effet Doppler.....168
8.12 Les formes d'onde des signaux obtenus à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une fréquence Doppler de + 25 KHz.....169
8.13 Les formes d'onde des signaux obtenus à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une fréquence Doppler de + 125 KHz.....170
8.14 Les formes d'onde des signaux obtenus à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une fréquence Doppler de + 250 KHz.....171
8.15 Les phases des signaux obtenus à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une fréquence Doppler de + 250 KHz et respectivement – 250 KHz.....172
8.16 La courbe simulée de taux d'erreur de bit par rapport à la courbe théorique pour de différentes valeurs de la fréquence Doppler.....173

# LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

| | |
|---|---|
| ADS | *Advanced Design System* |
| AGC | Automatic Gain Control |
| BER | Bit Error Rate (taux d'erreur global) |
| FDD | Frequency Domain Device |
| FPB | Filtre Passe Bas |
| HB | Harmonic Balance |
| HP | Hewlett Packard |
| LMDS | Systèmes (Services) Locaux à Multipoints Distribués |
| LNA | Low Noise Amplifier |
| LO | Local Oscillator |
| MHMIC | Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit |
| MMIC | Monolithic Microwave Integrated Circuit |
| PCS | Personnel Communications System |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Key |
| RF | Radio Fréquence |
| RLE | Réseaux Locaux d'Entreprises |
| RRL | Radio Réalisée par Logiciel |
| SP | Scattering Parameters (paramètres de dispersion) |

# LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

| | |
|---|---|
| A | le gain de l'amplificateur |
| a | l'onde immergente |
| b | l'onde émergente |
| $B_w$ | la largeur de la bande de bruit |
| C | la puissance de la porteuse |
| $E_b$ | la moyenne de l'énergie de bit modulé |
| *erfc* | la fonction *erf* complémentaire |
| $f_b$ | la fréquence des bits |
| h | l'hauteur du substrat diélectrique |
| j | $\sqrt{-1}$ |
| N | la puissance du bruit |
| $N_0$ | la densité spectrale de la puissance du bruit |
| $P_e$ | l'efficacité de la puissance du récepteur |
| S | la puissance du signal |
| $T_b$ | la durée du bit |
| $Z_0$ | l'impédance caractéristique |
| $\varepsilon_r$ | la permittivité relative |
| $\lambda$ | la longueur d'onde guidée |
| $\omega$ | la fréquence angulaire |

# INTRODUCTION

En présent, on assiste a une augmentation sans précédent de la demande des communications sans fil, comme les services personnels de communications PCS (qui contient, entre autres, les services Internet multimédia sans fil) et d'autres applications tels que les Systèmes Locaux à Multipoints Distribués (LMDS), les Réseaux Locaux d'Entreprises (RLE) et les communications haute vitesse.

Toutes ces applications requirent des nouveaux récepteurs dans le domaine des ondes millimétriques, qui aient une structure simple, qui soient robuste et fiable, avec une faible consommation d'énergie et un coût réduit. Le domaine des ondes millimétriques contient le spectre électromagnétique entre 30 et 300 GHz, ce qui correspond à des longueurs d'ondes de 10 à 1 mm respectivement, mesurées dans l'espace libre.

En général, les récepteurs utilisés dans les systèmes de communications peuvent être classés en deux catégories: les récepteurs superhétérodynes et les récepteurs à conversion directe (homodyne).

Il est largement reconnu que, dans le domaine des communications sans fil à faible coût, les récepteurs à conversion directe offrent des avantages uniques, par rapport aux récepteurs hétérodynes conventionnels. Le premier concerne la réduction de la complexité du circuit et le deuxième est son niveau élevé d'intégration.

À la figure 0.1 on a présenté le schéma bloc d'un récepteur superhétérodyne. Le récepteur superhétérodyne utilise deux conversions de fréquence. Le signal d'entrée est amplifié à l'aide d'un amplificateur faible bruit. Ensuite, la première conversion de fréquence est réalisée en utilisant un mélangeur et un oscillateur local (LO1) ayant une fréquence supérieure au signal RF d'entrée (d'où le nom de superhétérodyne). L'étage de fréquence intermédiaire a pour rôle d'augmenter le gain et de réaliser un effet de filtrage, en éliminant la fréquence image. La dernière conversion de fréquence est utilisée pour ramener le signal en bande de base. La fréquence de l'oscillateur local LO2

est égale à la fréquence intermédiaire. Par la suite, la démodulation est réalisée dans la bande de base (dans le cas présent, en utilisant un démodulateur QPSK).

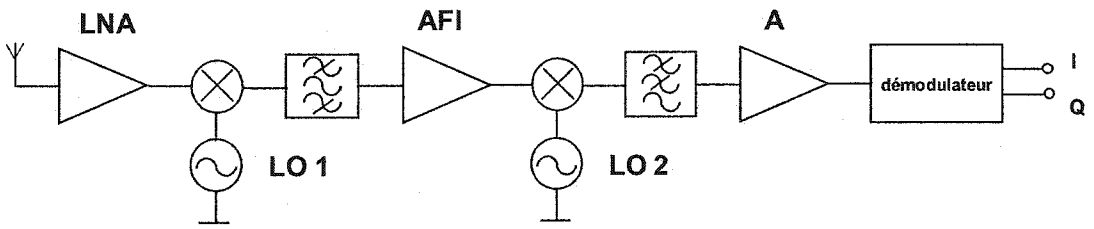



Figure 0.1. Le schéma bloc du récepteur conventionnel superhétérodyne

À la figure 0.2, on a présenté le schéma bloc d'un récepteur conventionnel à conversion directe [3, 22, 23]. La fréquence de l'oscillateur local est égale à la fréquence de la porteuse du signal d'entrée. Le récepteur conventionnel à conversion directe, utilisé pour la démodulation d'un signal RF modulé QPSK, se compose d'un amplificateur faible bruit (LNA) avec un contrôle automatique du gain (AGC), de deux diviseurs de puissance, de deux mélangeurs, d'un déphaseur de 90° et de deux filtres passe bas (FPB) pour éliminer les signaux RF non désirés issus des mélangeurs.

Les nouveaux systèmes de communications ont besoin d'un haut niveau de fidélité de la transmission, pour un très haut débit d'information. Dans le cas des récepteurs conventionnels, les imperfections de fabrication, inhérentes en hautes fréquences, génèrent des distorsions du signal RF en phase et en quadrature. Les erreurs de phase et de gain, évaluées à l'aide du taux d'erreur global (BER), vont détériorer les performances du récepteur.

La nouvelle architecture du récepteur à conversion directe réalisé à l'aide d'une jonction six-port, permet, à l'aide d'un nouveau principe de démodulation de phase, de corriger ces imperfections et de diminuer le taux d'erreur global de bit. Ce qui permet dans le même temps d'obtenir un récepteur ayant une structure simple et compacte, aux dimensions et coûts réduits.

La figure 0.3 illustre le schéma bloc d'un récepteur à conversion directe, conçu à l'aide d'un circuit six-port.

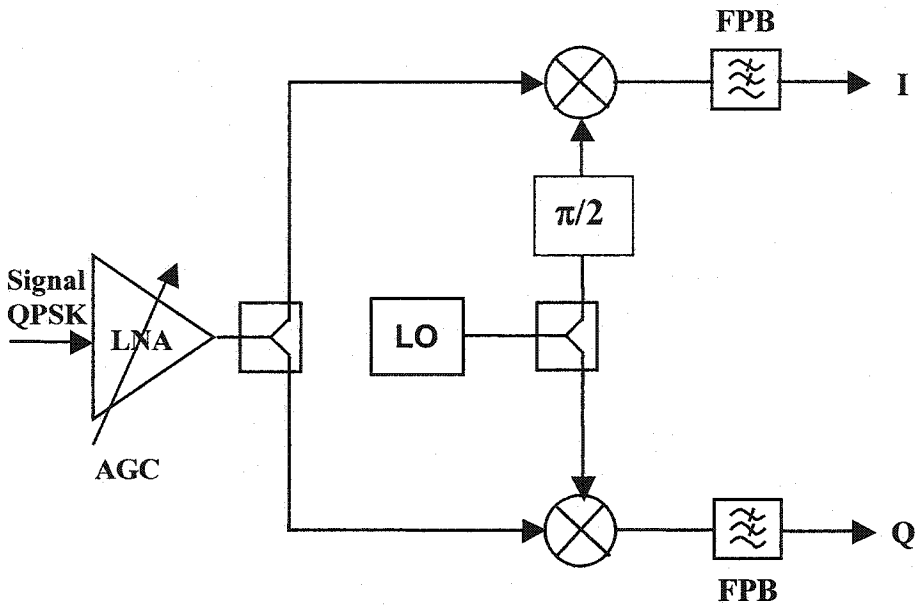



Figure 0.2. Le schéma bloc du récepteur conventionnel à conversion directe

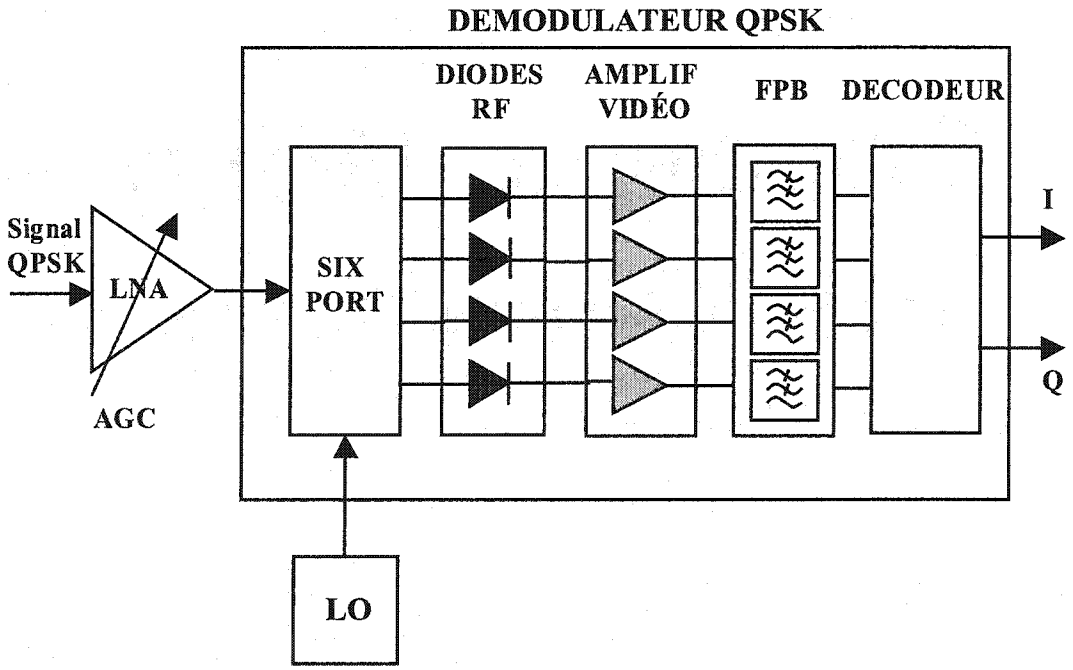



Figure 0.3. Le schéma d'un récepteur à conversion directe, conçu à l'aide d'un circuit six-port

On remarque que la principale différence entre les deux types de récepteurs présentés auparavant se situe au niveau de l'architecture du démodulateur QPSK. Dans le cas du récepteur conçu à partir d'une jonction six-port, la démodulation est faite directement aux fréquences millimétriques ou micro-ondes, par le discriminateur six-port. L'évaluation des tensions des ports de sortie de la jonction six-port fournit des informations suffisantes pour démoduler le signal RF. Par contre, les récepteurs conventionnels utilisent un démodulateur I/Q plus complexe, à base de mélangeurs.

L'idée d'un récepteur à conversion directe conçu à partir d'une jonction six-port a été implémentée pour la première fois au Centre de recherche Poly-Grames de l'École Polytechnique de Montréal en 1995 [16].

Durant les dernières années, plusieurs types de récepteurs six-port ont été développés dans le domaine des ondes millimétriques ou micro-ondes. Les résultats de ces études prouvent leur grand potentiel, permettant une large utilisation sur le marché des communications sans fil, grâce à leur robustesse, leur faible coût et leurs dimensions réduites.

L'architecture de ces récepteurs peut être adaptée pour une réception uni-mode ou multi-modes des signaux numériques, utilisés dans les systèmes modernes de communications.

La démodulation des signaux I/Q peut être faite par voie analogique [11, 18, 24, 27, 29, 30, 32, 33, 34, 36], ou par voie numérique [1, 2, 15, 16, 17, 20, 25, 26, 37, 38], quand une calibration du circuit six-port s'impose. De plus, la jonction six-port peut être conçue à partir des paramètres distribués [11, 21, 29, 31, 32], ou d'éléments discrets [1, 2, 18, 19].

Des recherches récentes, développées par des grandes compagnies de communications, comme Sony et Nokia, démontrent un intérêt accru pour les récepteurs six-port uni-mode, opérant à 2,4 GHz [1] et 5,8 GHz [15], en utilisant une démodulation numérique ou analogique des signaux I/Q.

Le but de la recherche présentée dans cette thèse est d'étudier les performances d'un nouveau récepteur à conversion directe, réalisé à partir d'une jonction six-port

modifiée, pour recevoir un signal RF modulé QPSK, ayant la fréquence de la porteuse dans la bande de fréquence Ka. La démodulation des signaux I/Q est faite par voie analogique et utilise un circuit six-port spécialement conçu dans ce but. La nouvelle méthode permet la démodulation d'un signal modulé en phase ayant une vitesse de bit significative. Dans le cas du présent travail, on a démodulé avec succès des signaux d'un débit allant jusqu'à 120 Mb/s. Cette limitation du débit est principalement due aux circuits basse-fréquence utilisés pour obtenir les signaux de sortie I/Q. De plus, parce qu'il est spécialement conçu pour démoduler un signal PSK, le circuit six-port n'a pas besoin d'être calibré.

Cette étude a été effectuée en utilisant des simulations de circuit et de système du logiciel ADS. Plusieurs prototypes MHMIC et MMIC du discriminateur six-port ont été fabriqués et mesurés. Les résultats comparatifs du taux d'erreur de bit (BER) témoignent de la robustesse de ce nouveau récepteur.

Le premier chapitre présente le principe des jonctions six-port conventionnelle et modifiée, et ce, lors de la réalisation d'un démodulateur PSK. Par la suite, on a décrit leurs architectures et les calculs théoriques des signaux de sortie en fonction des signaux d'entrée.

Dans les trois chapitres suivants, on a fait une présentation de la jonction six-port modifiée, fabriquée dans deux différentes technologies, MHMIC et MMIC. La première jonction a été réalisée en technologie hybride (MHMIC) dans le laboratoire du Centre de recherche Poly-Grames. Deux autres jonctions ont été fabriquées en technologie MMIC, sur un substrat de GaAs, chez *TriQuint Semiconductor Foundry.*

Le cinquième chapitre présente la conception des divers circuits basse fréquence du récepteur. Leur rôle est de fournir les signaux de sortie I/Q à partir des tensions DC des détecteurs RF.

Le sixième chapitre présente les résultats de simulation et de mesure du taux d'erreur global de bit (BER) du récepteur, dans la bande de fréquence, pour diverses erreurs de phase par rapport à la synchronisation des deux signaux d'entrée, en présence du bruit blanc et pour un signal RF modulé QPSK à puissance variable.

Le septième chapitre présente les résultats obtenus pour la récupération de la porteuse en utilisant une boucle à modulation inverse [19, 35]. En employant cette méthode, le coût du récepteur peut être diminue davantage, car on évite ainsi l'utilisation d'un oscillateur local et de sa boucle PLL de contrôle de phase. Toutefois, pour syntoniser différents canaux, l'usage de cet oscillateur ne peut être évité.

Le huitième chapitre illustre les performances du récepteur six-port à conversion directe utilisé dans les réseaux de communications mobiles, où on doit tenir compte de la propagation par trajets multiples et de la présence de l'effet Doppler.

La thèse se termine par une conclusion générale, qui met en évidence les performances et les limites du nouveau récepteur à conversion directe, réalisé à partir d'une jonction six-port modifiée. Enfin, nous mentionnons les travaux futurs qui peuvent être poursuivis par la suite.

# CHAPITRE I

# LA JONCTION SIX - PORT

## 1.1. La jonction six-port conventionnelle

La jonction six–port conventionnelle est une composante passive linéaire, qui est constituée de plusieurs coupleurs, liés par des lignes de transmission.

L'idée d'utiliser une structure six-port pour déterminer la phase d'un signal micro-onde a été présentée pour la première fois en 1964 par Cohn et Weinhouse [4]. 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 avec quatre sorties.

Le circuit six-port ne permet d'obtenir aux sorties quatre combinaisons possibles entre les signaux d'entrée. Les niveaux des signaux de sortie sont détectés par des circuits de détection réalisés à partir de 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 des quatre sorties du six-port. Pour obtenir un résultat de mesure très précis, il est nécessaire de réaliser un très bon calibrage du circuit six-port.

La structure six-port a été utilisée avec succès dans a conception des analyseurs de réseaux et dans d'autres applications similaires. Dans les études de Hoer et Roe [12, 13, 14] une analyse détaillée de la structure de la jonction six-port dédiée à ce genre d'applications a été présentée. La théorie de la jonction six-port a été développée davantage par Glenn F. Engen [6, 7, 8, 9], en mettant en évidence ses qualités de réflectomètre. Ces études ont été poursuivies ensuite par Cronson [5].

Pour évaluer le coefficient de réflexion à la charge, on doit mesurer les niveaux de puissances aux quatre ports de sortie. Puis, on développe des algorithmes mathématiques, en utilisant l'un des ports de sortie comme référence. La réponse du six-

port peut être caractérisée par les équations suivantes, qui expriment les puissances de sortie du six-port :

$$\begin{cases} P_1 = |b_1|^2 = |Aa + Bb|^2 & (1.1.1) \\ P_2 = |b_2|^2 = |Ca + Db|^2 & (1.1.2) \\ P_3 = |b_5|^2 = |Ea + Fb|^2 & (1.1.3) \\ P_4 = |b_4|^2 = |Ga + Hb|^2 & (1.1.4) \end{cases}$$

Les coefficients $A$ à $H$ sont des constantes complexes, qui ont été déterminées par la procédure de calibrage du six-port, et $a$ et $b$ sont les ondes incidente et réfléchie à l'entrée du monoport à mesurer.

La conception habituelle du six-port impose que la réponse de chaque sortie soit proportionnelle avec le carré de l'amplitude de l'onde incidente au monoport à mesurer, c'est à dire avec $|a|^2$. Si le port 4 est choisi comme port de référence et utilisé pour la normalisation, alors sa puissance de sortie doit être seulement en fonction de $a$. Donc, pour $H = 0$, l'équation (1.1.4) devient:

$$P_4 = |G|^2 |a|^2 \qquad (1.1.5)$$

Ainsi, les puissances normalisées par rapport au port 4 seront, elles aussi, exprimées uniquement en fonction de $a$:

$$\begin{cases} p_1 = \dfrac{P_1}{P_4} = |A|^2 |a|^2 |\Gamma - q_1|^2 & (1.1.6) \\ p_2 = \dfrac{P_2}{P_4} = |C|^2 |a|^2 |\Gamma - q_2|^2 & (1.1.7) \\ p_3 = \dfrac{P_3}{P_4} = |E|^2 |a|^2 |\Gamma - q_3|^2 & (1.1.8) \end{cases}$$

Les constantes *A, C* et *E* étant connues à la suite de la calibration, et en utilisant les mesures de puissance, on peut déterminer le coefficient de réflexion Γ à l'entrée du monoport.

Dans le but d'être plus explicite, on va considérer un exemple de réflectomètre six-port en utilisant des coupleurs Hybrides 90° (voir la Figure 1), ayant la matrice de dispersion suivante :

$$[S]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \tag{1.1.9}$$

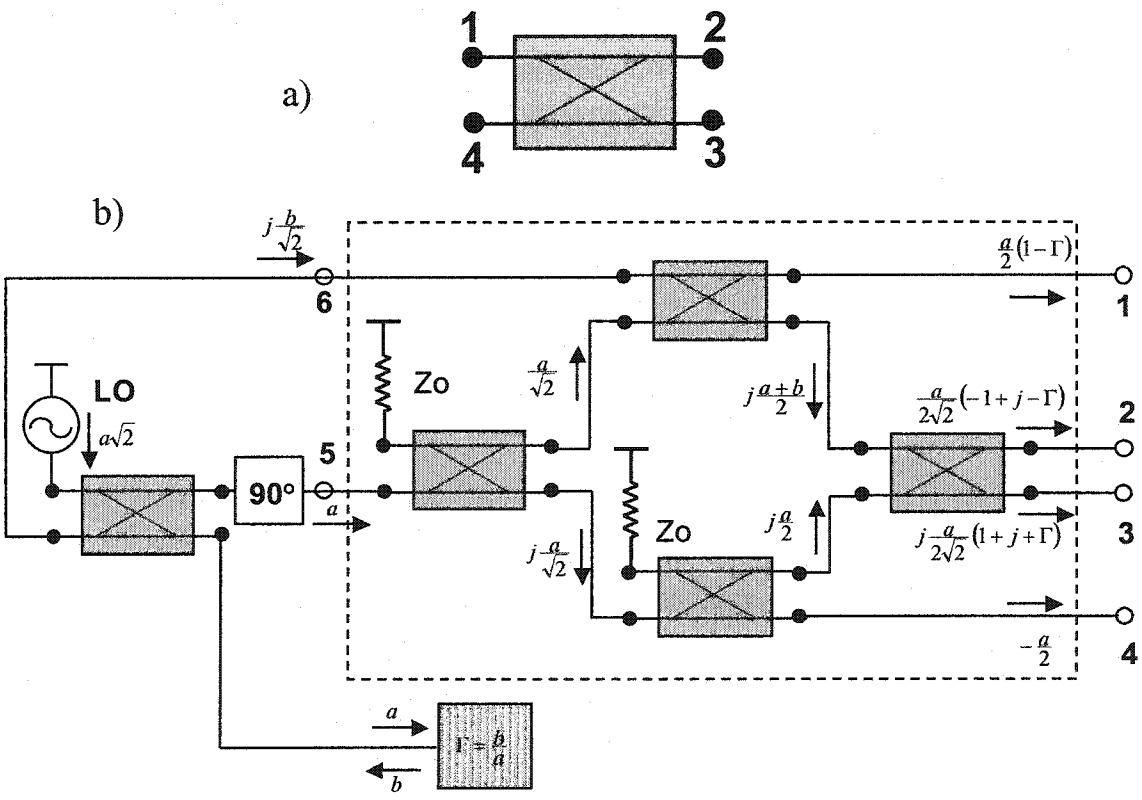



Figure 1.1.a. Le coupleur Hybride 90°; b. La mesure du Γ en utilisant un six-port

En utilisant seulement des mesures de puissance aux quatre sorties, on peut déduire par la suite le coefficient de réflexion à l'entrée du monoport. À la figure 1.1 on

peut identifier les niveaux de tous les signaux à partir du générateur jusqu'aux sorties du six-port. Les puissances de sortie seront alors:

$$\begin{cases} P_1 = \dfrac{|a|^2}{4}|\Gamma - 1|^2 & (1.1.10) \\ P_2 = \dfrac{|a|^2}{8}|\Gamma - (-1+j)|^2 & (1.1.11) \\ P_3 = \dfrac{|a|^2}{8}|\Gamma - (-1-j)|^2 & (1.1.12) \\ P_4 = \dfrac{|a|^2}{4} & (1.1.13) \end{cases}$$

La puissance de sortie au port 4 ne dépend pas de la valeur de $\Gamma$, elle sera donc utilisée comme puissance de référence. Si on normalise les autres puissances de sortie par cette valeur, on obtient les équations des trois cercles :

$$\begin{cases} p_1 = \dfrac{P_1}{P_4} = |\Gamma - 1|^2 \Longrightarrow |\Gamma - 1| = \sqrt{p_1} & (1.1.14) \\ p_2 = \dfrac{P_2}{P_4} = \dfrac{1}{2}|\Gamma - (-1+j)|^2 \Longrightarrow |\Gamma - (-1+j)| = \sqrt{2p_2} & (1.1.15) \\ p_3 = \dfrac{P_3}{P_4} = \dfrac{1}{2}|\Gamma - (-1-j)|^2 \Longrightarrow |\Gamma - (-1-j)| = \sqrt{2p_3} & (1.1.16) \end{cases}$$

La figure 1.2 illustre la représentation graphique de ces trois cercles, obtenus à partir des équations précédentes dans le plan complexe. Dans ce cas, les points $q_i$ du six-port, représentant les centres de ces cercles, seront: $q_1 = 1$, $q_2 = -1 + j$ et $q_3 = -1 - j$. Le point d'intersection des trois cercles va nous donner la valeur du coefficient de réflexion à l'entrée du monoport. La position des points $q_i$ dépend donc de l'architecture du six-port et, idéalement, les trois points doivent être situés à 120° l'un par rapport aux autres et équidistant par rapport au centre.

En conclusion, la valeur du coefficient de réflexion à l'entrée du monoport ($\Gamma$) peut être obtenue en utilisant seulement des mesures de puissance aux ports de sortie, si on connaît les points $q_i$ du six-port.

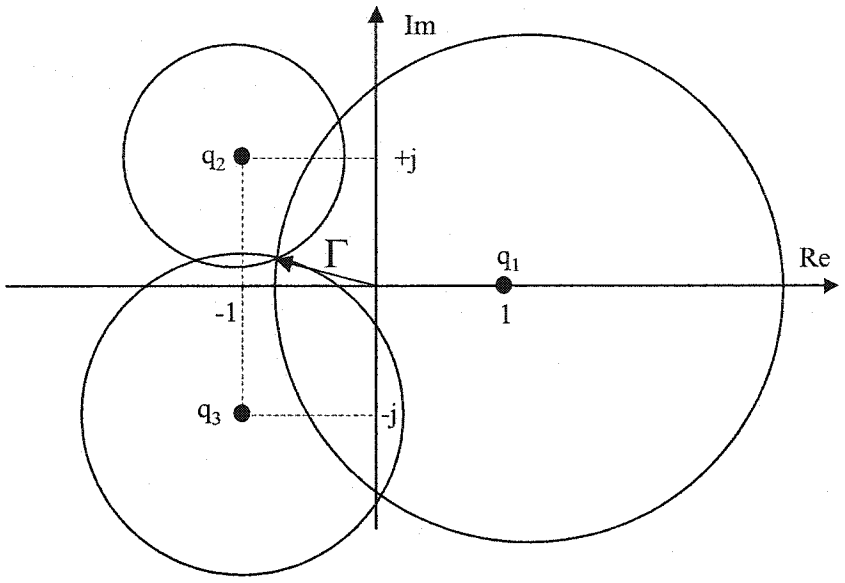



Figure 1.2. La méthode graphique pour obtenir le coefficient de réflexion

### 1.2. La jonction six-port modifiée

Dans le cas de l'utilisation de la jonction 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 de la jonction. L'évaluation des niveaux de puissance aux quatre sorties des détecteurs, l'un par rapport aux autres, permet d'obtenir le signal RF démodulé. Au cours des années, différentes versions de la jonction six-port ont été proposées. Ces modèles ont été réalisés avec des éléments discrets [1, 2, 18, 19] ou des paramètres distribués [11, 29, 31, 32].

La jonction six-port modifiée est une jonction conçue spécialement pour la démodulation d'un signal RF modulé QPSK [33]. Elle joue le rôle d'un discriminateur de phase/fréquence et elle est réalisée à l'aide de deux types de coupleurs: le coupleur Wilkinson, qui agit comme un diviseur de puissance, et le coupleur Hybride 90° (en quadrature), qui produit deux signaux de sortie déphasés de 90°.

Les matrices de dispersion pour les deux types de coupleurs sont :

$$[S]=-\frac{j}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}0&1&1\\1&0&1\\1&1&0\end{bmatrix} \text{ et, respectivement, } [S]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}0&j&1&0\\j&0&0&1\\1&0&0&j\\0&1&j&0\end{bmatrix} \qquad (1.2.1)$$

À la figure 1.3 sont représentées les symboles des deux types de coupleurs.




(a) (b)

Figure 1.3.a. Le coupleur Wilkinson ; b. Le coupleur Hybride 90°

Le schéma de la jonction six-port modifiée est présenté à la figure 1.4. On remarque les valeurs des signaux aux deux ports d'entrée (5 et 6) et aux quatre ports de sortie (1-4).

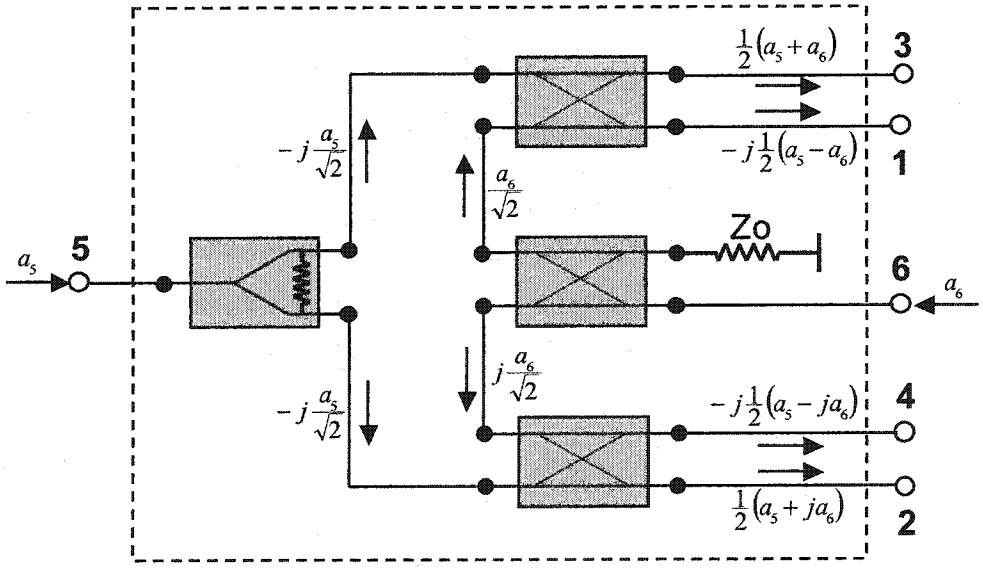



Figure 1.4. La jonction six-port modifiée

Si on prend en considération le fait que le circuit représenté à la Fig.1.4 est linéaire, on peut 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 $a_6$ :

$$\begin{cases} b_1 = -j\frac{a_5}{2} + j\frac{a_6}{2} & (1.2.2) \\ b_2 = \frac{a_5}{2} + j\frac{a_6}{2} & (1.2.3) \\ b_3 = \frac{a_5}{2} + \frac{a_6}{2} & (1.2.4) \\ b_4 = -j\frac{a_5}{2} - \frac{a_6}{2} & (1.2.5) \end{cases}$$

Puis, en tenant compte de la propagation du signal à travers les coupleurs Wilkinson et Hybrides, on peut facilement évaluer les paramètres [S] théoriques de la jonction six–port modifiée. À partir de la relation générale

$$[b] = [S] \cdot [a] \qquad (1.2.6)$$

dans le cas idéal de la jonction six-port modifiée, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -j & +j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +1 & +j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -j & -1 \\ -j & +1 & +1 & -j & 0 & 0 \\ +j & +j & +1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} \qquad (1.2.7)$$

En supposant que les deux signaux d'entrée ont la même amplitude et que chaque port est adapté, les équations d'onde aux deux entrées et aux quatre sorties deviennent :

$$\begin{cases} a_5 = a\exp(j\theta_5) & (1.2.8) \\ a_6 = a\exp(j\theta_6) & (1.2.9) \\ b_1 = -j\frac{a}{2}\exp(j\theta_5)\cdot\{1-\exp[j(\theta_6-\theta_5)]\} & (1.2.10) \\ b_2 = \frac{a}{2}\exp(j\theta_5)\left\{1-\exp\left[j\left(\theta_6-\theta_5-\frac{\pi}{2}\right)\right]\right\} & (1.2.11) \\ b_3 = \frac{a}{2}\exp(j\theta_5)\{1-\exp[j(\theta_6-\theta_5-\pi)]\} & (1.2.12) \\ b_4 = -j\frac{a}{2}\exp(j\theta_5)\left\{1-\exp\left[j\left(\theta_6-\theta_5+\frac{\pi}{2}\right)\right]\right\} & (1.2.13) \end{cases}$$

On sait que la puissance de sortie sur une charge adaptée est proportionnelle à $|b_i|^2$ . On remarque alors que, pour chaque sortie, il y a un déphasage entre les deux signaux d'entrée $\Delta\theta = \theta_6 - \theta_5$, pour lequel la puissance correspondante est égale à zéro.

Donc, si on utilise la jonction comme démodulateur QPSK, on peut différentier les quatre états de modulation, à l'aide des mesures des puissances de sortie, et ce, en détectant celle qui est minimale par rapport aux autres.

Si on impose $\theta_5 = \frac{\pi}{4}$, les points $q_i$ du six-port modifié seront placés comme illustré à la figure suivante.

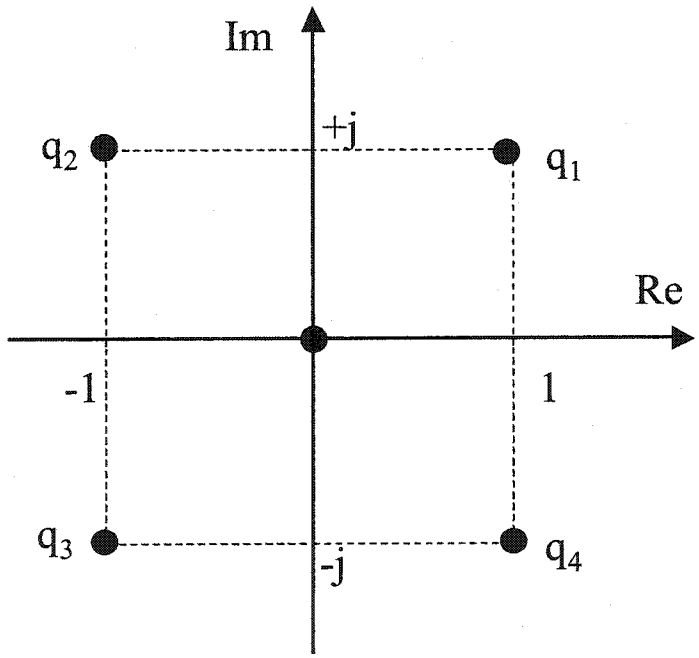



Figure 1.5. Les points $q_i$ de la jonction six-port modifiée

Finalement, en utilisant un signal de référence au port 5 et des mesures de puissance de sortie, on peut démoduler un signal QPSK. Dans ce but, on va utiliser des détecteurs de puissance connectés aux ports 1 à 4.

Les équations 1.2.10 –1.2.13 démontrent que la puissance mesurée à chaque sortie est fonction du déphasage entre les deux entrées RF. Si on utilise un détecteur de puissance, la tension DC obtenue à chaque sortie va être proportionnelle avec le carré de l'amplitude de $b_i$.

$$V_i = K_i |b_i|^2 \tag{1.2.14}$$

Si on suppose que les détecteurs sont identiques ( $K_i = K$ ), on peut écrire:

$$\begin{cases} V_1 = K\frac{|a|^2}{4}\left|1-\exp(j\Delta\theta)\right|^2 = K|a|^2\left|\sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)\right|^2 & (1.2.15) \\ V_2 = K\frac{|a|^2}{4}\left|1-\exp\left(j\left(\Delta\theta-\frac{\pi}{2}\right)\right)\right|^2 = K|a|^2\left|\sin\left(\frac{\Delta\theta-\frac{\pi}{2}}{2}\right)\right|^2 & (1.2.16) \\ V_3 = K\frac{|a|^2}{4}\left|1-\exp\left(j\left(\Delta\theta-\frac{\pi}{2}\right)\right)\right|^2 = K|a|^2\left|\sin\left(\frac{\Delta\theta-\pi}{2}\right)\right|^2 & (1.2.17) \\ V_4 = K\frac{|a|^2}{4}\left|1-\exp\left(j\left(\Delta\theta-\frac{\pi}{2}\right)\right)\right|^2 = K|a|^2\left|\sin\left(\frac{\Delta\theta+\frac{\pi}{2}}{2}\right)\right|^2 & (1.2.18) \end{cases}$$

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 sont séparées par des multiples de $\pi/2$. À la figure 1.6 on a présenté les graphiques de ces fonctions normalisées par rapport a $K|a|^2$ .

Par la suite, on pourra imaginer une méthode pour obtenir la constellation du signal démodulé dans le plan complexe I/Q. La phase du signal d'entrée, $\theta_6$, contient l'information, tandis que la phase du signal LO, $\theta_5$, représente la référence.

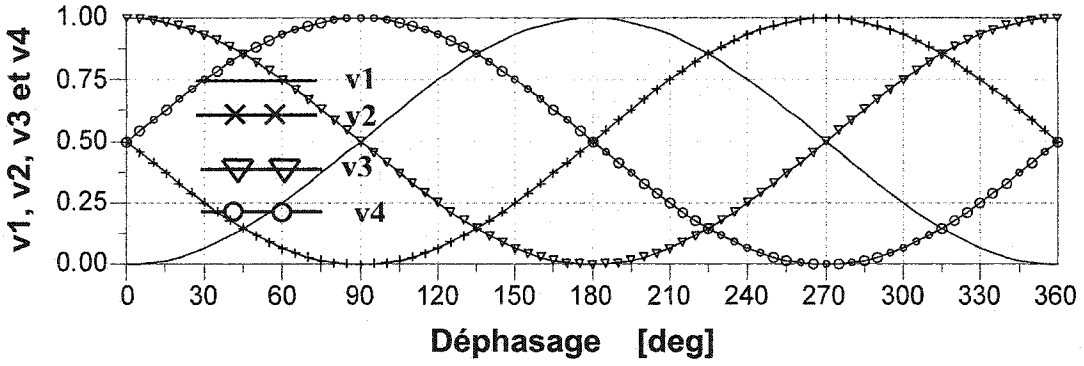



Figure 1.6. Les tensions normalisées DC de sortie par rapport au déphasage

Dans le plan I/Q on va définir un vecteur Γ, qui représente une combinaison des quatre tensions de sortie DC, à l'aide de l'équation suivante :

$$\Gamma = \left[(V_3 - V_1) + j(V_4 - V_2)\right]\exp\left(j\frac{\pi}{4}\right) \qquad (1.2.19)$$

La figure 1.7 illustre les quatre états de modulation d'un signal modulé QPSK.

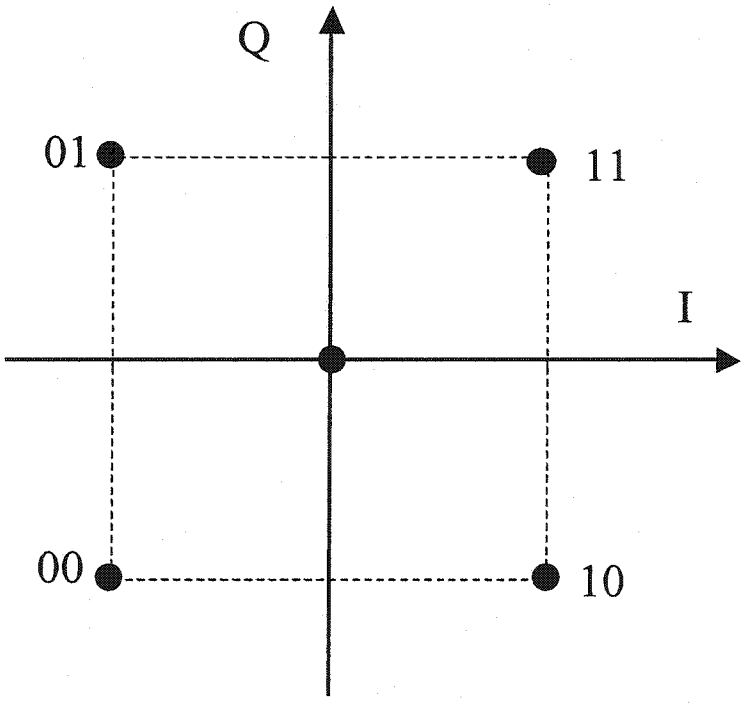



Figure 1.7. La modulation QPSK

Supposons que $\theta_6 = \frac{\pi}{4}$ (la paire de bits 11), avec comme référence $\theta_5 = \frac{\pi}{4}$, on va obtenir $\Delta\theta = 0$. Donc, les tensions de sortie seront:

$$V_1 = 0 \ , \ V_2 = V_4 = \frac{1}{2} K|a|^2 \text{ et } V_3 = K|a|^2 \ .$$

En conclusion, le point obtenu à l'aide de la relation (1.2.19) sera donné par le vecteur $\Gamma = K|a|^2 \exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)$. Ce point est situé au centre du premier quadrant, ce qui confirme que le signal a été démodulé correctement.

Le tableau 1.1 présente les valeurs de $V_1$ à $V_4$ et la valeur de $\Gamma$, en fonction de $\theta_6$, correspondant aux quatre états de modulation. On peut remarquer les excellentes qualités de la jonction six-port modifiée comme démodulateur de phase.

Tableau 1.1. Les résultats théoriques de démodulation d'un signal QPSK

| **Bits Tx** | $\theta_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | **$\Gamma$ (Rx)** | **Bits Rx** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 11 | $\frac{\pi}{4}$ | 0 | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | $K\|a\|^2$ | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | $K\|a\|^2 \exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)$ | 11 |
| 01 | $3\frac{\pi}{4}$ | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | 0 | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | $K\|a\|^2$ | $K\|a\|^2 \exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right)$ | 01 |
| 00 | $5\frac{\pi}{4}$ | $K\|a\|^2$ | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | 0 | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | $K\|a\|^2 \exp\left(j\frac{5\pi}{4}\right)$ | 00 |
| 10 | $7\frac{\pi}{4}$ | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | $K\|a\|^2$ | $\frac{1}{2}K\|a\|^2$ | 0 | $K\|a\|^2 \exp\left(j\frac{7\pi}{4}\right)$ | 10 |

En utilisant les propriétés de discriminateur de phase de la jonction six-port modifiée et un simple traitement analogique pour les signaux de sortie, on peut démoduler d'autres signaux modulés en phase, même si la jonction a été spécialement conçue pour démoduler un signal QPSK.

Le cas du signal BPSK est un cas particulier du signal QPSK, caractérisé par la première et la troisième ligne du tableau 1.1. Donc, la démodulation est faite correctement.

Prenons maintenant le cas de la modulation 8PSK. La vitesse de modulation est, dans ce cas-ci, trois fois plus grande que dans le cas de la modulation BPSK et une fois et demie plus grande par rapport à la modulation QPSK. Pour chaque déphasage à l'émission, on a un triplet de bits. Le code Gray est utilisé pour le passage vers un état avoisinant.

La constellation de ce signal est illustrée à la figure 1.8. Pour démoduler ce signal, on va utiliser la même jonction six-port. Cette fois-ci, il est convenable de prendre la référence $\theta_5 = 0°$ et de ne considérer aucune autre rotation du vecteur $\Gamma$, ce qui peut être exprimé simplement par l'expression :

$$\Gamma = (V_3 - V_1) + j(V_4 - V_2) \tag{1.2.20}$$

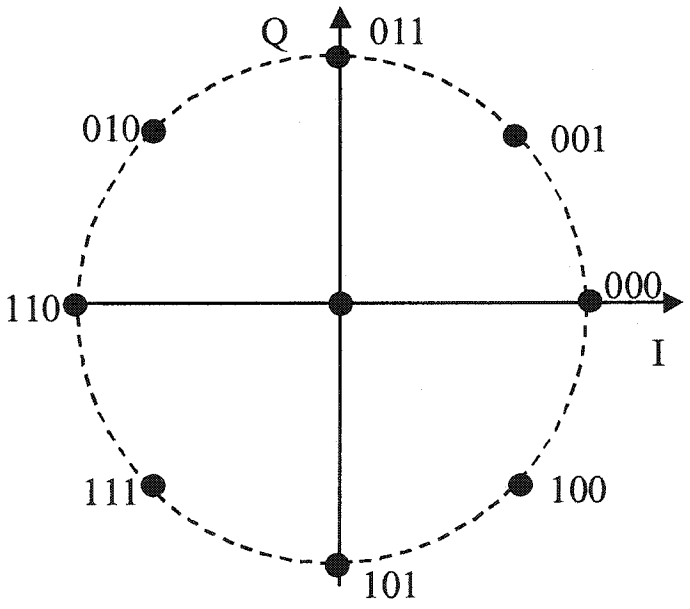



Figure 1.8. La modulation 8PSK

Les résultats de la démodulation sont présentés dans le tableau 1.2. En analysant ces résultats, on peut remarquer les qualités de la jonction six-port modifiée comme démodulateur de phase, dans le cas d'un signal modulé 8PSK.

Tableau 1.2. Les résultats théoriques de démodulation d'un signal 8PSK

| **Bits Tx** | $\theta_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | $\Gamma$ **(Rx)** | **Bits Rx** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 000 | 0 | 0 | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | 000 |
| 001 | $\frac{\pi}{4}$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)$ | 001 |
| 011 | $\frac{\pi}{2}$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | 0 | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{\pi}{2}\right)$ | 011 |
| 010 | $3\frac{\pi}{4}$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right)$ | 010 |
| 110 | $\pi$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | 0 | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp(j\pi)$ | 110 |
| 111 | $5\frac{\pi}{4}$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{5\pi}{4}\right)$ | 111 |
| 101 | $3\frac{\pi}{2}$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | 0 | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{3\pi}{2}\right)$ | 101 |
| 100 | $7\frac{\pi}{4}$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{7\pi}{4}\right)$ | 100 |

Prenons maintenant le cas de la modulation 16PSK. La vitesse de modulation est, dans ce cas-ci, quatre fois plus grande que dans le cas de la modulation BPSK et deux fois plus grande par rapport à la modulation QPSK. À l'émission, chaque déphasage correspond un quadruplet de bits. Le code Gray est utilisé pour le passage vers un état avoisinant.

La constellation du signal est présentée à la figure 1.9. Comme dans le cas précédent, il est de nouveau préférable de considérer que la référence $\theta_5 = 0°$ et qu'il n'y a aucune autre rotation du vecteur $\Gamma$. Celui-ci a maintenant la même équation que dans le cas de la modulation 8PSK :

$$\Gamma = (V_3 - V_1) + j(V_4 - V_2) \tag{1.2.21}$$

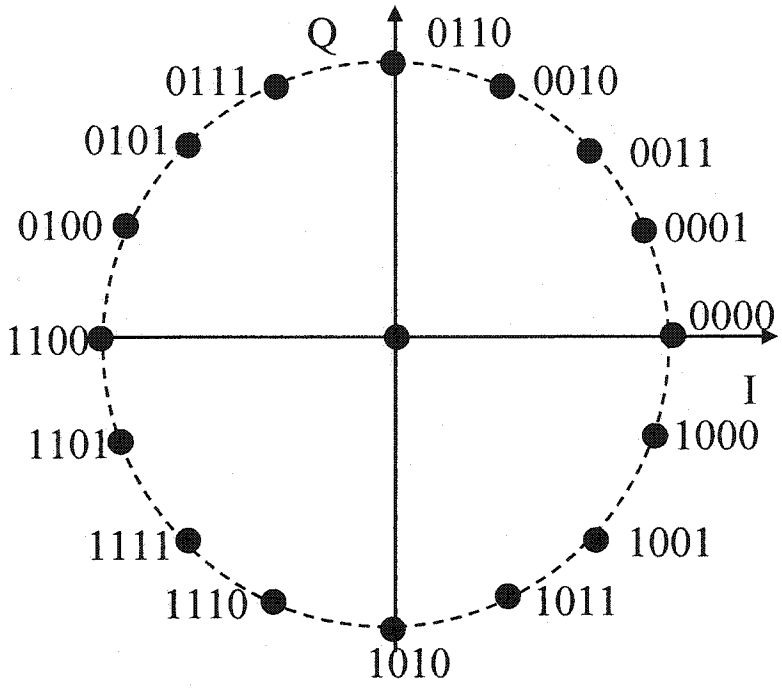



Figure 1.9. La modulation 16PSK

Les résultats de démodulation d'un signal 16 PSK, sont présentés dans le tableau 1.3. Comme dans le cas précédent, après une analyse attentive, on peut remarquer les qualités de la jonction six-port modifiée comme démodulateur de phase.

Ces développements analytiques ont permis de conclure que, grâce à sa nouvelle architecture, élaborée dans le cadre de ce projet, la jonction six-port peut être utilisée avec succès comme démodulateur de phase d'un signal modulé PSK.

Tableau 1.3. Les résultats théoriques de démodulation d'un signal 16PSK

| **Bits Tx** | $\theta_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | $\Gamma$ **(Rx)** | **Bits Rx** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0000 | 0 | 0 | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | 0000 |
| 0001 | $\frac{\pi}{8}$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{\pi}{8}\right)$ | 0001 |
| 0011 | $\frac{\pi}{4}$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)$ | 0011 |
| 0010 | $3\frac{\pi}{8}$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{3\pi}{8}\right)$ | 0010 |
| 0110 | $\frac{\pi}{2}$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | 0 | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{\pi}{2}\right)$ | 0110 |
| 0111 | $5\frac{\pi}{8}$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{5\pi}{8}\right)$ | 0111 |
| 0101 | $3\frac{\pi}{4}$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{3\pi}{4}\right)$ | 0101 |
| 0100 | $7\frac{\pi}{8}$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{7\pi}{8}\right)$ | 0100 |
| 1100 | $\pi$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | 0 | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp(j\pi)$ | 1100 |
| 1101 | $9\frac{\pi}{8}$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{9\pi}{8}\right)$ | 1101 |
| 1111 | $5\frac{\pi}{4}$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{5\pi}{4}\right)$ | 1111 |
| 1110 | $11\frac{\pi}{8}$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{11\pi}{8}\right)$ | 1110 |
| 1010 | $3\frac{\pi}{2}$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}5K\lvert a\rvert^2$ | 0 | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{3\pi}{2}\right)$ | 1010 |
| 1011 | $13\frac{\pi}{8}$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{13\pi}{8}\right)$ | 1011 |
| 1001 | $7\frac{\pi}{4}$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}8535K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}1464K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{7\pi}{4}\right)$ | 1001 |
| 1000 | $15\frac{\pi}{8}$ | $0{,}0380K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}6913K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}9619K\lvert a\rvert^2$ | $0{,}3086K\lvert a\rvert^2$ | $K\lvert a\rvert^2 \exp\left(j\frac{15\pi}{8}\right)$ | 1000 |

Par la suite, on pourra imaginer un montage expérimental permettant de visualiser directement le vecteur Γ, à l'aide d'un oscilloscope (voir la figure 1.10). Dans ce but, on va utiliser l'équation 1.2.21. Les signaux en phase, I, et en quadrature, Q, seront obtenus à l'aide des amplificateurs opérationnels, en montage différentiel. La constellation du signal démodulé sera donc visible sur l'écran d'un oscilloscope.

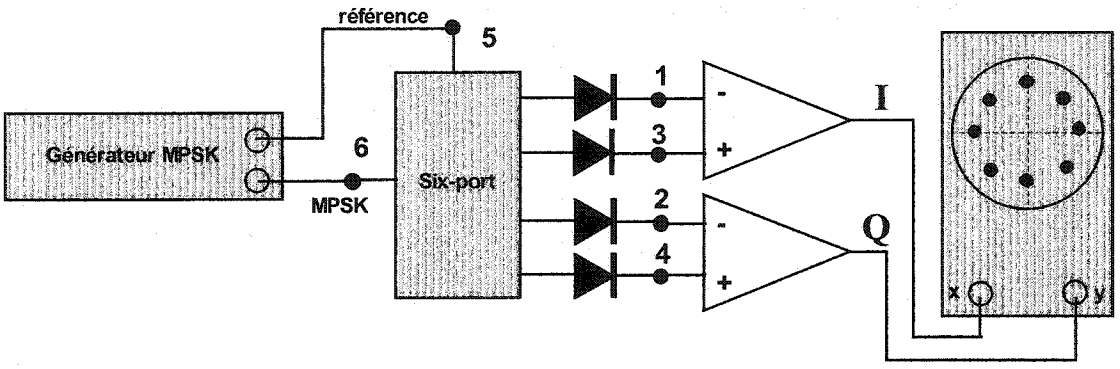



Figure 1.10. Le montage expérimental pour visualiser directement le vecteur Γ à l'aide d'un oscilloscope

Finalement, pour obtenir le train de bits à chaque sortie I et Q, on pourra concevoir un schéma spécifique pour chaque type de démodulateur PSK, en utilisant des amplificateurs opérationnels, comparateurs et des circuits logiques. Ces schémas seront très utiles pour les mesures de taux d'erreur de bit (BER). Le cinquième chapitre de la présente thèse décrit deux circuits différents pour la modulation QPSK.

Dans le cadre de ce projet, la jonction six-port modifiée a été fabriquée dans la bande de fréquence Ka en deux technologies différentes, MHMIC (Microwave Hybrid Monolithic Integrated Circuit) et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Ces réalisations constituent l'objet des trois prochains chapitres.

# CHAPITRE II

# LA JONCTION SIX – PORT MODIFIÉE, REALISÉE EN TECHNOLOGIE MHMIC

À partir du fondement théorique présenté dans le paragraphe 1.2, en utilisant le logiciel *Advanced Design System* (ADS) de *Agilent Technologies*, on a conçu la jonction six-port modifiée, à la fréquence centrale de 26,75 GHz [27, 29].

Les coupleurs qui constituent la jonction six-port ont été réalisés à l'aide des lignes micro-ruban sur un substrat céramique, ayant une hauteur $h$ de 254 μm et une permittivité relative $\varepsilon_r$ de 9,9. La longueur d'onde guidée $\lambda$ correspondante à la fréquence centrale, calculée à l'aide de l'application *Line Calc* du logiciel ADS, a une valeur de 4,4 mm.

## 2.1. Le coupleur Wilkinson

Dans la structure de la jonction six-port, le coupleur Wilkinson est utilisé comme diviseur de puissance. Donc, son rôle est de diviser le signal d'entrée provenant d'un oscillateur local en deux signaux à puissance égale, ayant la même phase.

Le coupleur a été conçu à l'aide des lignes micro-ruban, ayant diverses impédances caractéristiques. À l'entrée du coupleur, on a utilisé une ligne ayant une impédance caractéristique $Z_0 = 50\ \Omega$, tandis que pour les deux bras de sortie du coupleur on a utilisée des lignes de longueur $\lambda/4$ ayant une impédance caractéristique $Z_{01} = 50\sqrt{2}\ \Omega$. Donc, les signaux de sortie seront déphasés de 90° par rapport au signal d'entrée. Entre les deux bras de sortie on a connecté une résistance de 100 Ω, réalisée en technologie *couche mince*. Son rôle est d'obtenir une bonne adaptation et une bonne isolation à la sortie.

À la figure 2.1 on présente le schéma et les dimensions du coupleur Wilkinson, réalisé à l'aide des lignes micro-ruban.

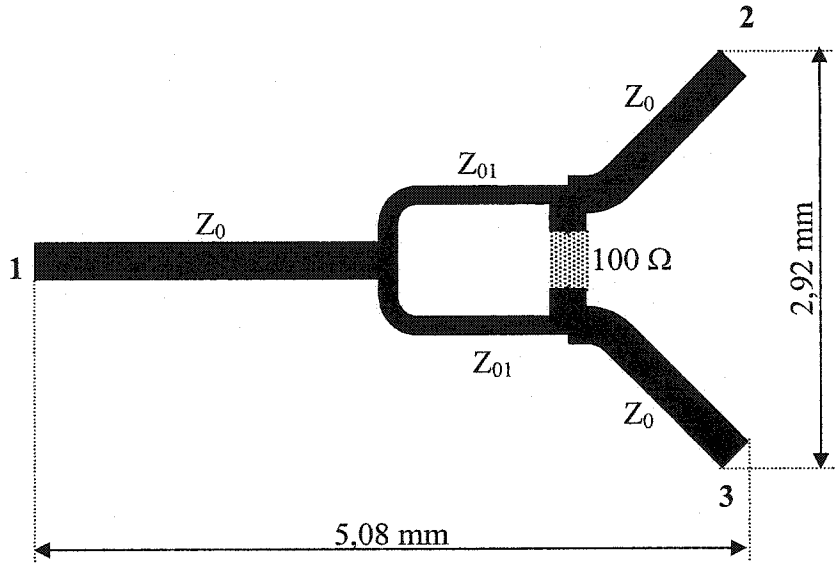



Figure 2.1. Le coupleur Wilkinson en technologie MHMIC

Pour déterminer les adaptations des ports, les isolations entre les ports de sortie et la transmission entre le port d'entrée et les ports de sortie du coupleur, à l'aide du logiciel *ADS Momentum*, on a fait des simulations de paramètres de dispersion S, à la fréquence centrale de 26,75 GHz. Les valeurs comparatives des magnitudes et des phases des paramètres de dispersion théoriques et ceux obtenus à la suite des simulations de paramètres S sont présentées dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1. Les paramètres S du coupleur Wilkinson

| $S_{ij}$ | **SP Théoriques** | **SP simulation** | |
|---|---|---|---|
| | | mag [dB] | phase [deg] |
| $S_{11}$ | 0 | - 40,677 | - 61,5 |
| $S_{22}$ | 0 | - 28,87 | 55,9 |
| $S_{33}$ | 0 | - 28,87 | 54,5 |
| $S_{12} = S_{21}$ | 0,707∠-90° | - 3,185 | - 90,015 |
| $S_{13} = S_{31}$ | 0,707∠-90° | - 3,185 | - 90,003 |
| $S_{23} = S_{23}$ | 0 | - 28,40 | - 112,3 |

On remarque que l'adaptation à tous les ports du coupleur ($S_{11}$, $S_{22}$, $S_{33}$) et l'isolation entre les ports de sortie ($S_{23}$, $S_{32}$) sont très bonnes (moins de –28 dB). On constate aussi que les paramètres de transmission ($S_{12}$, $S_{13}$) ont des valeurs très proches des valeurs théoriques, en tenant compte q'une magnitude de 0,707 est équivalente à –3 dB. De même, le signal d'entrée est parfaitement divisé entre les deux ports de sortie ($S_{12} = S_{13}$).

### 2.2. Le coupleur Hybride en quadrature

Le coupleur Hybride en quadrature a le rôle de fournir deux signaux de sortie, déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre. La jonction six-port modifiée contient trois coupleurs Hybride en quadrature.

Le coupleur a été conçu en utilisant quatre lignes micro-ruban, ayant la même longueur, égale à $\lambda/4$, et diverses impédances caractéristiques, $Z_0$ = 50 Ω et $Z_{02} = 50/\sqrt{2}$ Ω. La connexion entre les coupleurs est réalisée à l'aide des lignes de 50 Ω .

La structure classique du coupleur Hybride est une structure carrée, comme celle illustrée à la figure 2.2.

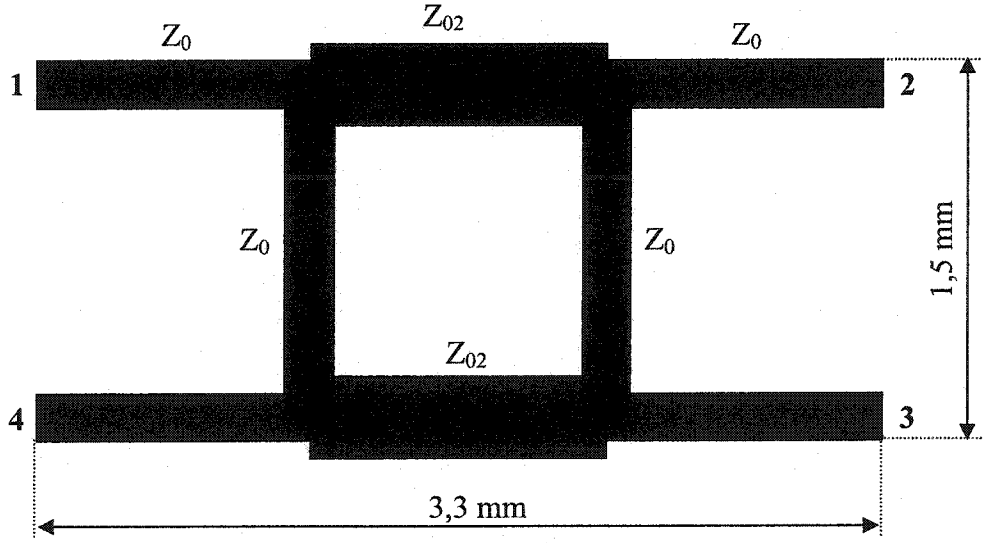



Figure 2.2. Le coupleur Hybride 90° à structure carrée

Aux hautes fréquences, à cause des réflexions dues aux structures en angle droit, les valeurs des paramètres de dispersion sont affaiblies. Donc, pour éviter cet inconvénient, la structure conventionnelle du coupleur en quadrature a été remplace par une structure arrondie, illustrée à la figure 2.3.

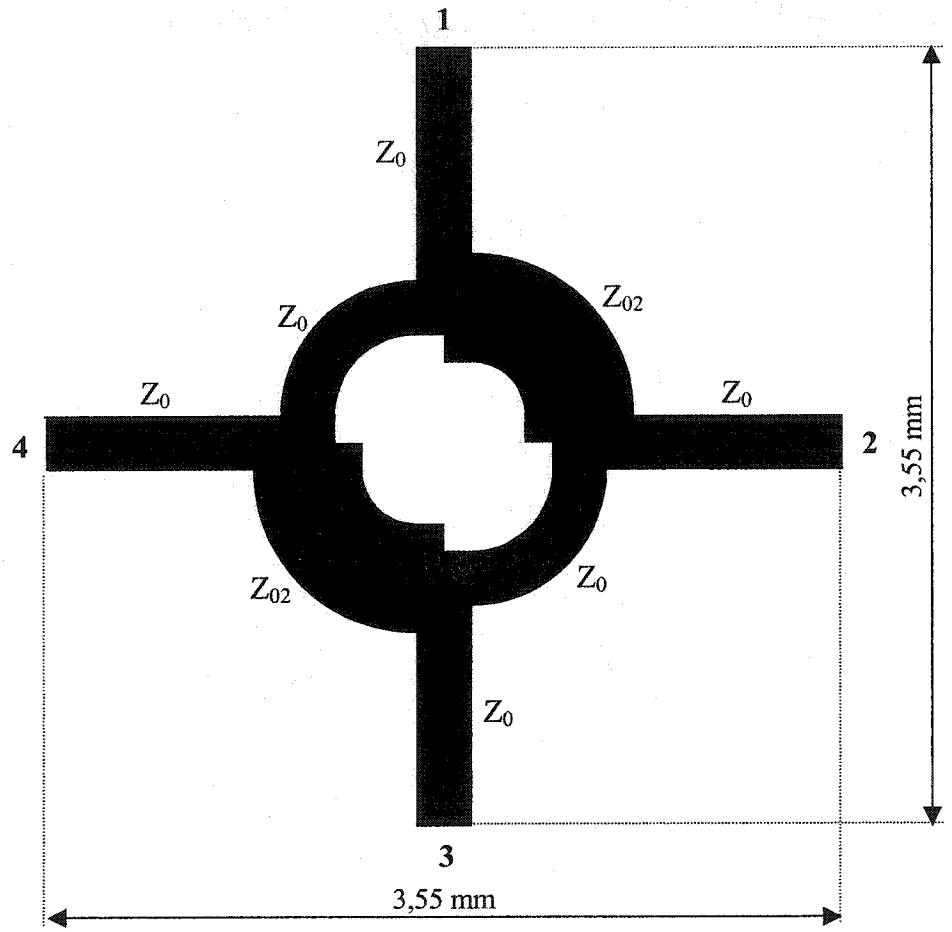



Figure 2.3. Le coupleur Hybride 90° à structure ronde

On remarque que, les lignes de transmission droites, qui constituent le corps du coupleur, ont été remplacées par des lignes rondes de longueurs $\lambda/4$, ayant les mêmes impédances caractéristiques $Z_0$ et $Z_{02}$, de 50 et respectif $50/\sqrt{2}\ \Omega$, que celles du coupleur carré.

Les performances des deux structures du coupleur Hybride, à la fréquence centrale de 26,75 GHz, ont été évaluées à l'aide des simulations de paramètres de dispersion, en utilisant le logiciel *ADS Momentum*.

Les valeurs comparatives des paramètres de dispersion théoriques et simulés, correspondant aux deux structures sont présentées au tableau 2.2.

Tableau 2.2. Les paramètres S du coupleur Hybride en quadrature

| $S_{ij}$ | **SP Théoriques** | **SP coupl. carrée** | | **SP coupl. rond** | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | mag [dB] | phase [deg] | mag [dB] | phase [deg] |
| $S_{11}$ | 0 | - 20,9 | 1 | - 26,515 | 2,377 |
| $S_{22}$ | 0 | - 20,9 | 1 | - 26,515 | 2,377 |
| $S_{33}$ | 0 | - 20,9 | 1 | - 26,515 | 2,377 |
| $S_{44}$ | 0 | - 20,9 | 1 | - 26,515 | 2,377 |
| $S_{14} = S_{41}$ | 0 | - 22,6 | - 100 | - 27,33 | 103,029 |
| $S_{23} = S_{32}$ | 0 | - 22,6 | - 100 | - 27,33 | 102,967 |
| $S_{12} = S_{21}$ | $0{,}707\angle 90°$ | - 2,674 | 91,3 | - 3,160 | 89,942 |
| $S_{13} = S_{31}$ | $0{,}707\angle 0°$ | - 3,809 | 1,6 | - 3,125 | 0,061 |
| $S_{42} = S_{24}$ | $0{,}707\angle 0°$ | - 3,809 | 1,6 | - 3,125 | 0,103 |
| $S_{43} = S_{34}$ | $0{,}707\angle 90°$ | - 2,674 | 91,3 | - 3,160 | 89,951 |

Par comparaison, on remarque que, dans le cas de la structure ronde du coupleur Hybride 90°, les valeurs des paramètres de dispersion [S] sont plus proches des valeurs théoriques que celles correspondante à la structure carrée.

Les adaptations des ports d'entrée ($S_{11}$, $S_{44}$) et de sortie ($S_{22}$, $S_{33}$), de même que les isolations entre les ports 1–4 et 2–3, sont très bonnes, ayant une valeur inférieure à –26,5 dB. La division du signal entre les ports d'entrée et les ports de sortie est très bien réalisée ($S_{12} = S_{13}$, $S_{42} = S_{43}$) et les paramètres de transfert, $S_{12}$, $S_{13}$, $S_{42}$, $S_{43}$, ont des valeurs très proches de la valeur théorique de –3 dB.

## 2.3. Le choix de la version optimale de la jonction six-port modifiée

Ayant comme structure de base le schéma de principe de la jonction six-port modifiée (Fig.1.4), on a réalisé deux implémentations différentes de celle-ci, en employant les deux types du coupleur hybride en quadrature.

La jonction a été simulée à la fréquence de 26,75 GHz, à l'aide du logiciel *ADS Momentum*, en utilisant des lignes micro-ruban sur un substrat céramique, ayant une épaisseur de 254 μm et une permittivité relative de 9,9.

Les figures 2.4 et 2.5 illustrent les deux implémentations de la jonction six-port, en utilisant des coupleurs hybrides 90°, carrés et ronds.

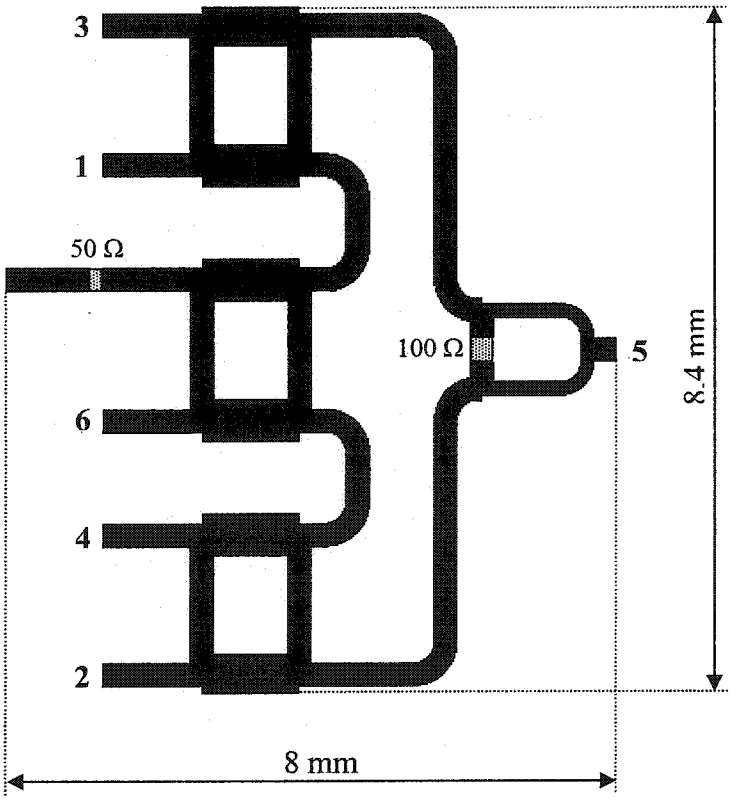



Figure 2.4. La jonction six-port réalisée à l'aide des coupleurs hybrides 90° carrés

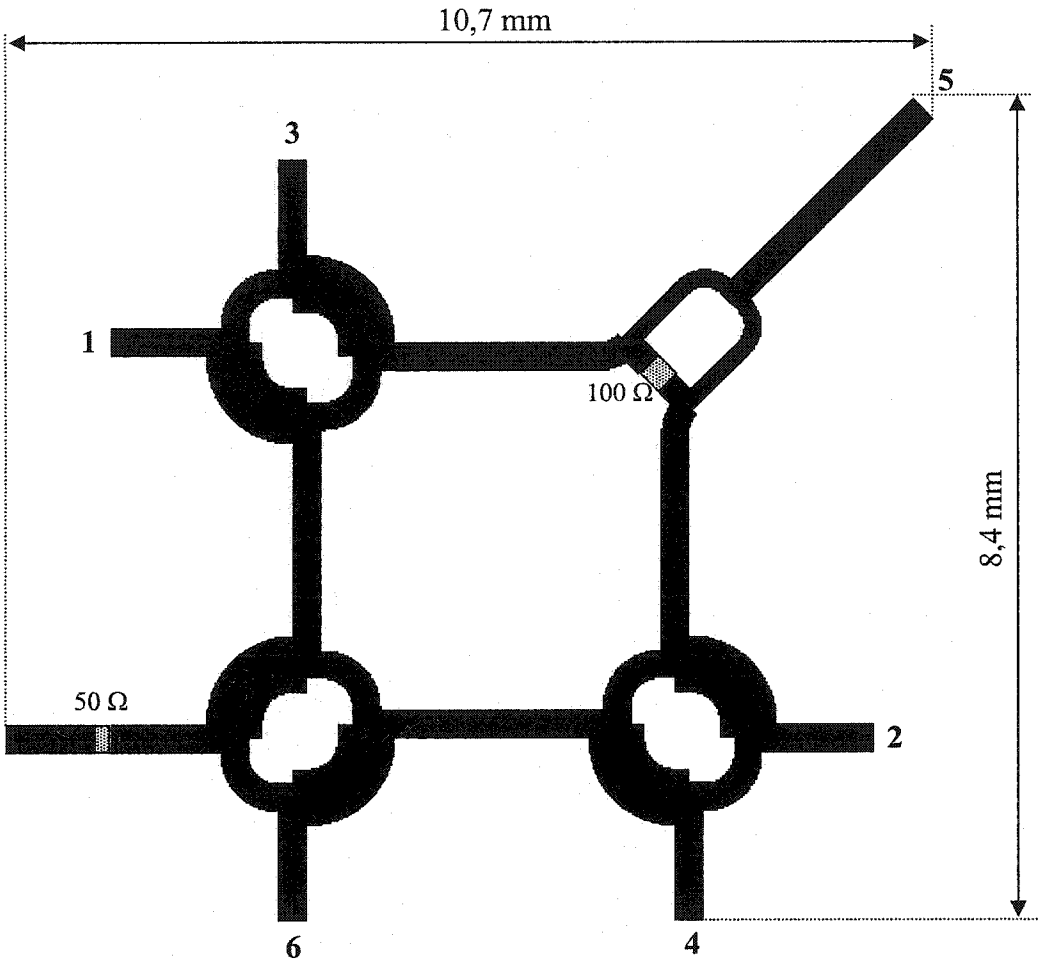



Figure 2.5. La jonction six-port réalisée à l'aide des coupleurs hybrides 90° ronds

On a considéré que les ports 5 et 6 sont les ports d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur et, respectivement, du signal RF modulé QPSK, tandis que les ports de 1 à 4 sont les ports de sortie de la jonction.

Au tableau 2.3 on a présenté les résultats de simulation comparatifs des paramètres de dispersion S pour les deux implémentations de la jonction, avec coupleurs Hybrides carrés et ronds, et les valeurs théoriques de ceux-ci.

Tableau 2.3. Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec coupleurs hybrides carré et rond

| $S_{ij}$ | SP Théoriques | SP Fig.2.4 | | SP Fig.2.5 | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | mag [dB] | phase [deg] | mag [dB] | phase [deg] |
| $S_{11}$ | 0 | -18,461 | 47,9 | -38,912 | 55,9 |
| $S_{22}$ | 0 | -14,407 | -79,5 | -31,193 | -24,8 |
| $S_{33}$ | 0 | -20,916 | -164,0 | -28,838 | 30,6 |
| $S_{44}$ | 0 | -11,547 | 84,1 | -30,912 | 64,5 |
| $S_{55}$ | 0 | -17,778 | -136,9 | -37,971 | 119,1 |
| $S_{66}$ | 0 | -17,543 | 95,9 | -30,432 | 36,9 |
| $S_{12}$ | 0 | -16,512 | -63,3 | -28,598 | 6,9 |
| $S_{13}$ | 0 | -18,150 | 60,3 | -28,615 | -179,8 |
| $S_{14}$ | 0 | -23,735 | -63,5 | -30,634 | -50,5 |
| $S_{15}$ | $0,5\angle-90°$ | -9,074 | -90,9 | -6,390 | -88,2 |
| $S_{16}$ | $0,5\angle+90°$ | -6,124 | 93,8 | -6,230 | 91,5 |
| $S_{23}$ | 0 | -18,556 | 41,1 | -34,258 | 94,3 |
| $S_{24}$ | 0 | -26,918 | 175,8 | -35,831 | -163,5 |
| $S_{25}$ | $0,5\angle0°$ | -4,683 | 10,7 | -6,450 | 1,3 |
| $S_{26}$ | $0,5\angle+90°$ | -6,658 | 94,3 | -6,354 | 92,3 |
| $S_{34}$ | 0 | -15,945 | -69,7 | -29,378 | 6,9 |
| $S_{35}$ | $0,5\angle0°$ | -7,648 | 3,7 | -6,404 | 0,8 |
| $S_{36}$ | $0,5\angle0°$ | -7,533 | 2,0 | -6,307 | 0,6 |
| $S_{45}$ | $0,5\angle-90°$ | -6,251 | -80,6 | -6,218 | -88,4 |
| $S_{46}$ | $0,5\angle-180°$ | -6,055 | -178,3 | -6,244 | -178,4 |
| $S_{56}$ | 0 | -23,353 | -155,42 | -31,324 | 158,1 |

En analysant les valeurs des paramètres S présentées au tableau 2.3, on remarque que la jonction six-port réalisée à l'aide des coupleurs hybrides ronds présente des meilleures performances. Dans son cas, on a obtenu de très bonnes adaptations ($S_{11}$ … $S_{66}$) et isolations ($S_{12}$, $S_{13}$, $S_{14}$, $S_{23}$, $S_{24}$, $S_{34}$, $S_{56}$) des ports d'entrée et de sortie. De même, les paramètres de transfert ($S_{51,\ldots,54}$, $S_{61,\ldots,64}$) sont très proches des valeurs théoriques. Donc, dorénavant, toutes les simulations et les mesures seront reliées exclusivement à cette implémentation de la jonction six-port.

## 2.4. Les simulations SP de la jonction six-port modifiée, par rapport à la fréquence

La jonction six-port modifiée a été conçue pour fonctionner à une fréquence centrale de 26,75 GHz. À l'aide des simulations de paramètres S par rapport à la fréquence, on peut évaluer les caractéristiques de la jonction dans une bande de fréquence de 6 GHz (de 24 à 30 GHz).

À la figure 2.6 on a présenté les valeurs des adaptations aux deux ports d'entrée ($S_{55}$, $S_{66}$) et l'isolation entre ces ports ($S_{56}$), par rapport à la fréquence. On remarque que l'isolation entre les deux ports d'entrée de la jonction six-port est très bonne, ayant une valeur égale à –31 dB à la fréquence centrale et, dans une bande de fréquence de 4 GHz autour de celle-ci, la valeur de l'isolation est inférieure à –20 dB.

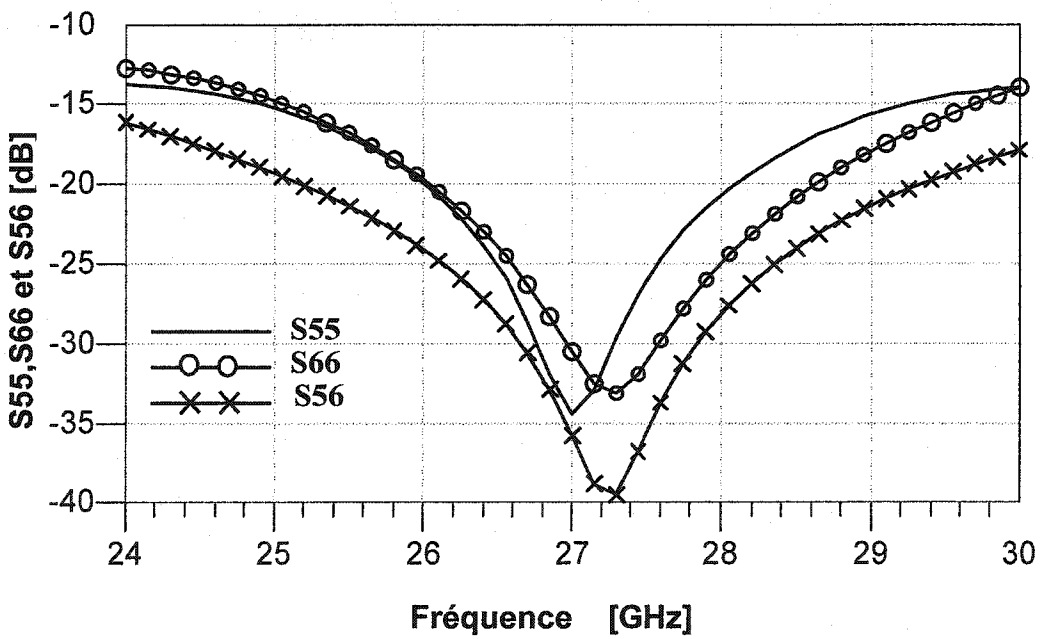



Figure 2.6. Les adaptations et l'isolation correspondant aux ports d'entrée de la jonction six-port

À la figure 2.7 on a présenté les valeurs des adaptations aux ports de sortie par rapport à la fréquence. On remarque qu'à la fréquence centrale, tous les ports de la

jonction six-port sont très bien adaptés. À cette fréquence, la valeur de l'adaptation à chaque port est inférieure à –20 dB.

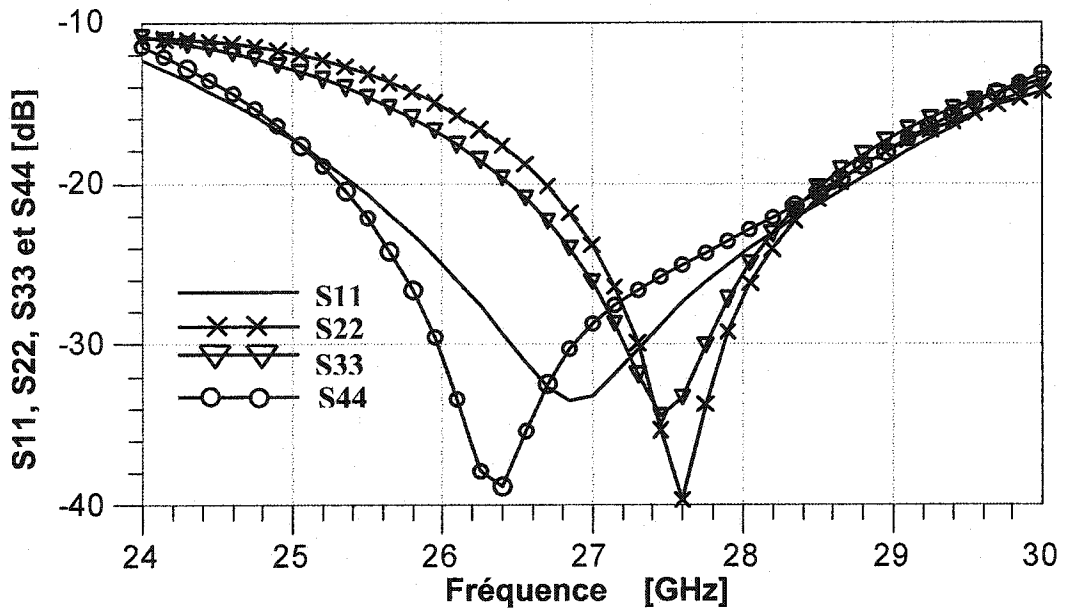



Figure 2.7. Les adaptations correspondant aux ports de sortie de la jonction six-port

Les figures 2.8 et 2.9 illustrent les isolations entre les ports de sortie ($S_{12}$, $S_{13}$, $S_{14}$, $S_{23}$, $S_{24}$, $S_{34}$) par rapport à la fréquence. On remarque qu'autour de la fréquence centrale, les valeurs des isolations entre les quatre ports de sortie sont très bonnes et égales ou inférieures à –26 dB.

Les figures 2.10 à 2.13 illustrent la magnitude et la phase des paramètres S de transmission entre les deux ports d'entrée et les quatre ports de sortie, par rapport à la fréquence. On remarque qu'à la fréquence centrale, les paramètres S de transmission entre les ports d'entrée et les quatre ports de sortie sont presque identiques, ayant une valeur autour de –6,37 dB. De plus, dans toute la bande de fréquence, de 24 à 30 GHz, ils gardent une valeur acceptable. En conclusion, le partage du signal d'entrée provenant de l'oscillateur ou de l'entrée RF vers les ports de sortie, à 26,75 GHz, est parfait et la valeur des paramètres est assez proche de la valeur théorique de –6 dB. La différence de phase entre les paramètres de transmission est excellente, elle-aussi, dans toute la bande de fréquence.

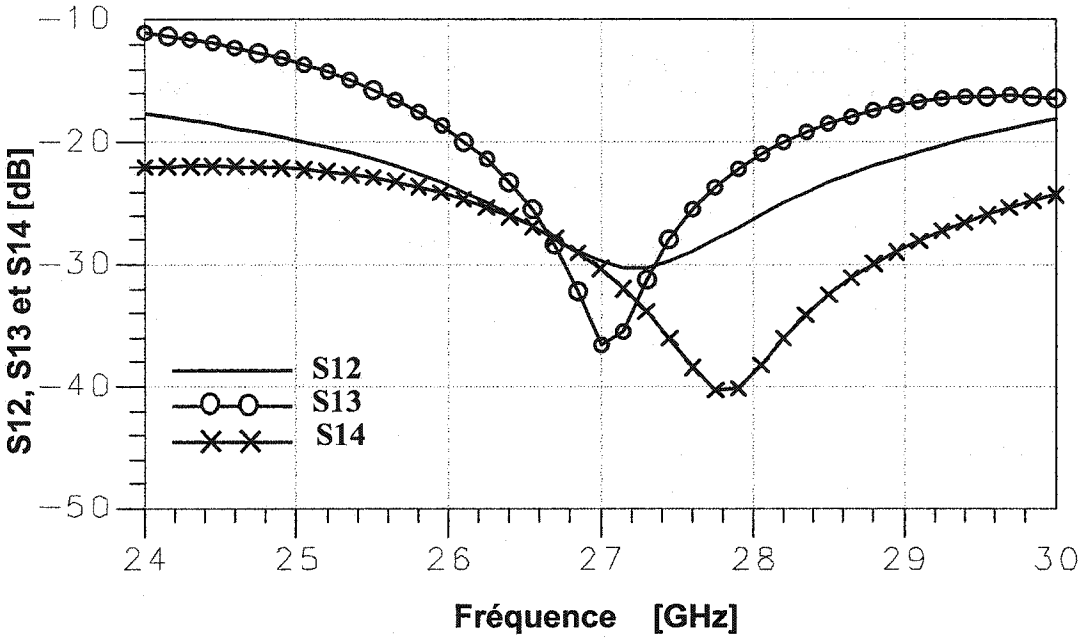



Figure 2.8. Les isolations entre les ports de sortie par rapport à la fréquence

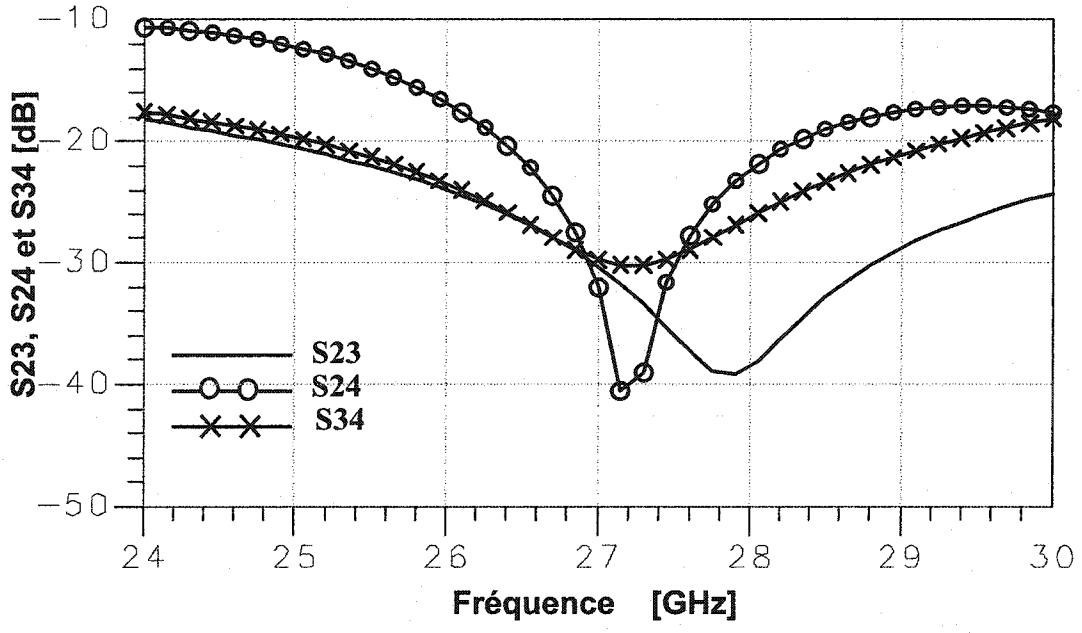



Figure 2.9. Les isolations entre les ports de sortie par rapport à la fréquence

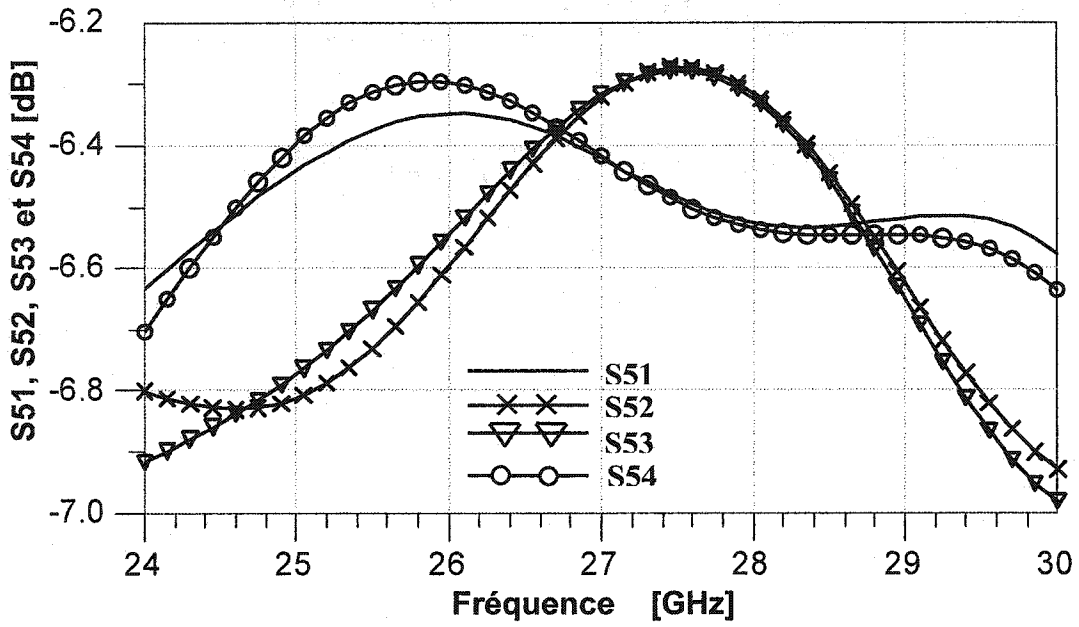



Figure 2.10. Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie

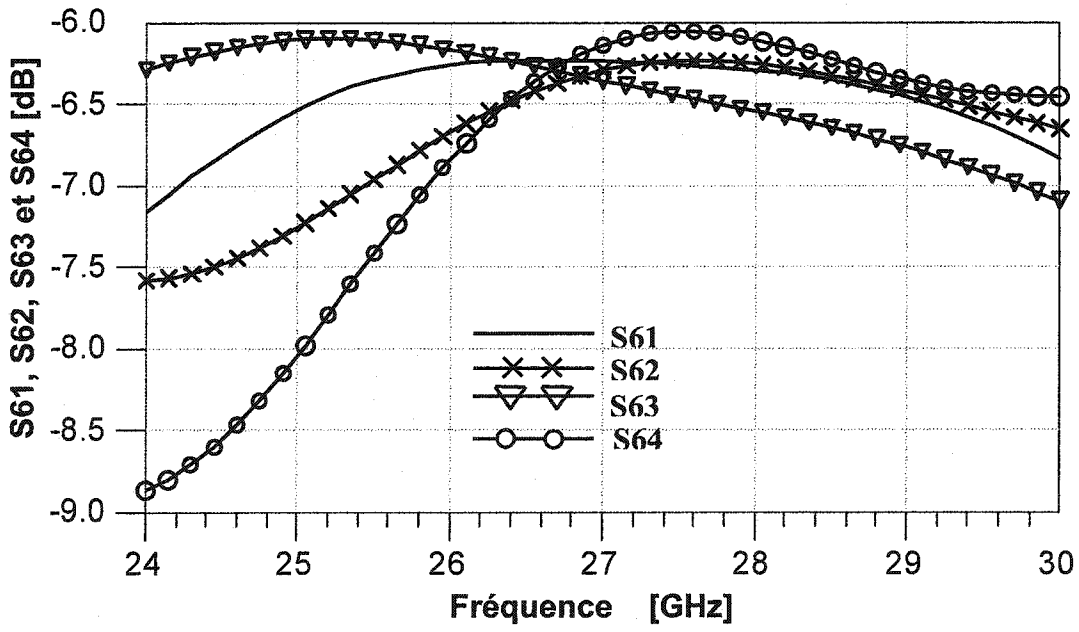



Figure 2.11. Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie

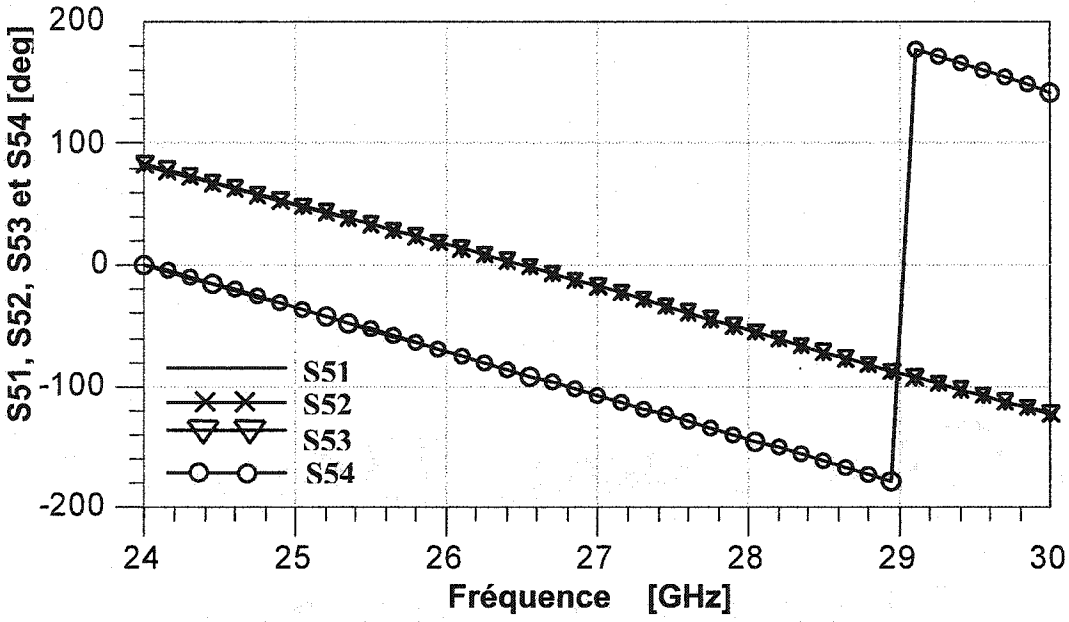



Figure 2.12. Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie

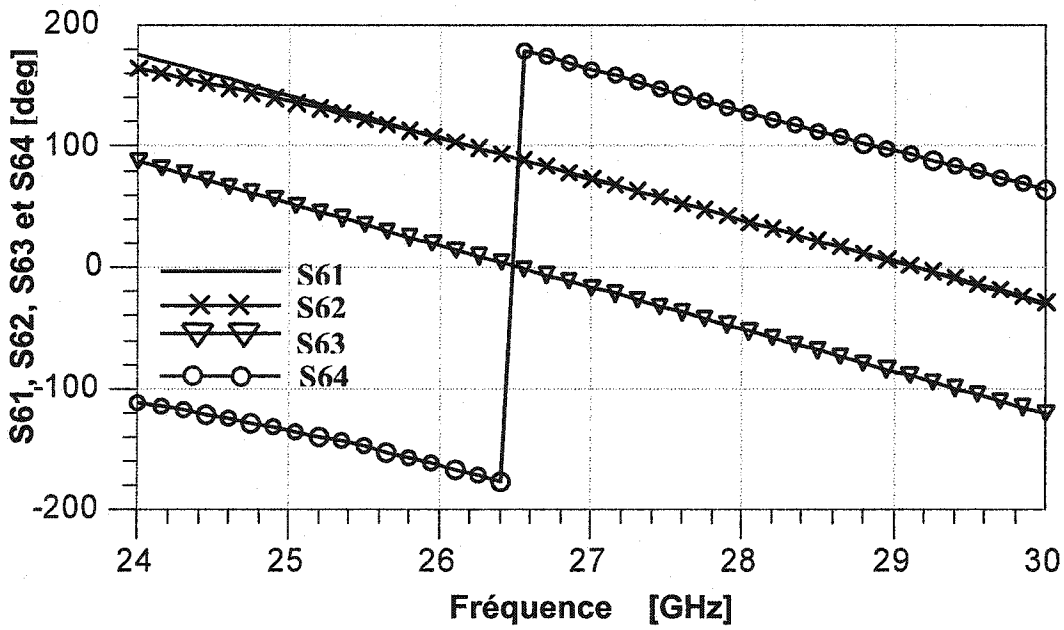



Figure 2.13. Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie

## 2.5. Mesures et réalisation pratique de la jonction six-port

La jonction six-port modifiée a été réalisée d'abord en technologie MHMIC, sur un substrat céramique, ayant les caractéristiques mentionnées dans le paragraphe 2.3.

Pour effectuer les mesures des paramètres S à l'aide de l'analyseur de réseaux, on a réalisé plusieurs jonctions six-port (voir la fig. 2.14), dans le but d'accomplir les conditions d'adaptation aux ports.

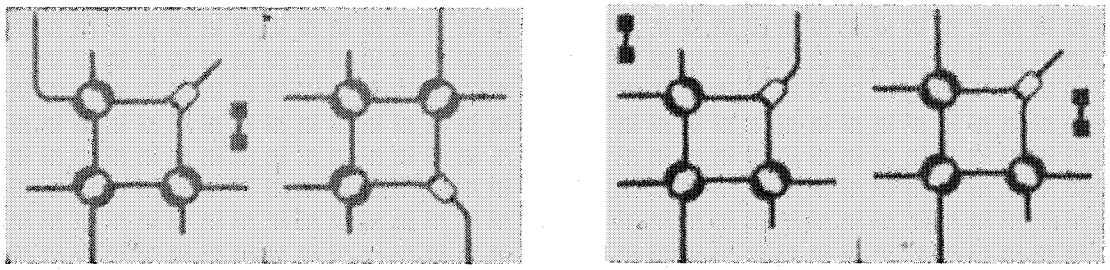


Figure 2.14. Les photos des circuits utilisés dans les mesures des paramètres S

Au tableau 2.4 sont présentées les valeurs comparatives des paramètres S de la jonction six-port modifiée, simulées et mesurées, en dB, à la fréquence centrale (26,75 GHz).

Tableau 2.4. Les paramètres S de simulation et de mesure

| **Paramètres S** | **SP [dB] Simulations** | **SP [dB] Mesures** |
|---|---|---|
| S11 | - 38,9 | - 27 |
| S33 | - 28,8 | - 24 |
| S55 | - 37,9 | - 27 |
| S66 | - 30,43 | - 25 |
| S15 | - 6,39 | - 6,4 |
| S56 | - 31,32 | - 27 |
| S16 | - 6,23 | - 6,5 |
| S63 | - 6,3 | - 6,4 |

On remarque que, dans le cas de la réalisation pratique de la jonction, les valeurs mesurées des paramètres de dispersion sont très bonnes. Les valeurs mesurées des adaptations des ports ($S_{11}$, $S_{22}$, $S_{33}$, $S_{44}$) sont inférieures à –24 dB, l'isolation entre les deux ports d'entrée, $S_{56}$, est de –27 dB et les paramètres S de transmission $S_{15}$, $S_{16}$, $S_{63}$ mesurés, ont des valeurs très proches des valeurs simulées. On constate aussi qu'il y a un bon partage de puissance des signaux d'entrée vers les ports de sortie.

Dans le but d'obtenir les signaux I/Q démodulés, avant d'être convertis par les circuits basse fréquence, les signaux de sortie de la jonction six-port doivent être d'abord détectés par des détecteurs de puissance. Donc, après la conception de la jonction six-port, la prochaine étape qui s'impose dans le développement du projet, sera la réalisation d'un circuit de détection. La conception sera faite à l'aide du même logiciel ADS, en employant des diodes Schottky de type "zéro-bias" HSCH-9161, fabriquées par *Agilent Technologies*. Cette diode présente une très bonne sensibilité entre 10 et 30 GHz et de bonnes performances jusqu'à 110 GHz. Dans les simulations, on a utilisé le model SPICE de celle-ci, suggéré par le fabriquant et présenté à la figure 2.15.

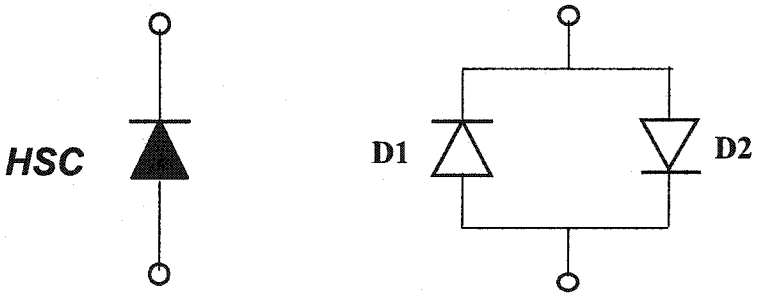



Figure 2.15. Le model SPICE de la diode Schottky

Les principaux paramètres de la diode Schottky utilisés durant les simulations du circuit de détection sont présentés au tableau 2.5, où:

$B_V$ – la tension de "break-down";

$C_{JO}$ – la capacité de la jonction non polarisée;

$E_G$ – "band-gap";

$I_{BV}$ – le courant de "break-down";

$I_S$ – le courant de saturation;

N – le facteur d'idéalité de la diode

$R_S$ - la résistance série;

$V_J$ – le potentiel de la jonction;

XTI – l'exponentiel utilisé pour modeler l'effet de la température sur le courant par la diode;

M – le facteur exponentiel de la jonction.

Tableau 2.5. Les caractéristiques de la diode Schottky HSCH-9161

| **Paramètres** | **Unités** | **D1** | **D2** |
|---|---|---|---|
| $B_V$ | V | 10 | 10 |
| $C_{JO}$ | pF | 0,030 | 0,030 |
| $E_G$ | eV | 1,42 | 1,42 |
| $I_{BV}$ | A | 10E-12 | 10E-12 |
| $I_S$ | A | 12 x 1-E-6 | 84 x 10E-6 |
| N | | 1,2 | 40,0 |
| $R_S$ | Ω | 50 | 10 |
| $P_B (V_J)$ | V | 0,26 | 0,26 |
| $P_T$ (XTI) | | 2 | 2 |
| M | | 0,5 | 0,5 |

À la figure 2.16 on a présenté le circuit de détection large bande, optimisé pour une fréquence centrale égale à 26,75 GHz. Le circuit de sortie à été conçu pour différentes fréquences de la bande, à l'aide de deux circuits balancés, ayant les lignes de longueur $\lambda/4$. Ce circuit a le rôle de réfléchir le mieux possible le signal RF dans la bande de fréquence, pour obtenir une puissance DC maximale à la charge.

Pour obtenir un transfert maximal de puissance dans une large bande de fréquence, le circuit d'adaptation à 50 Ω à l'entrée a été réalisé principalement à l'aide d'une succession de lignes micro-ruban en série et des circuits balancés. On a utilisé une adaptation conjuguée à l'entrée de la diode.

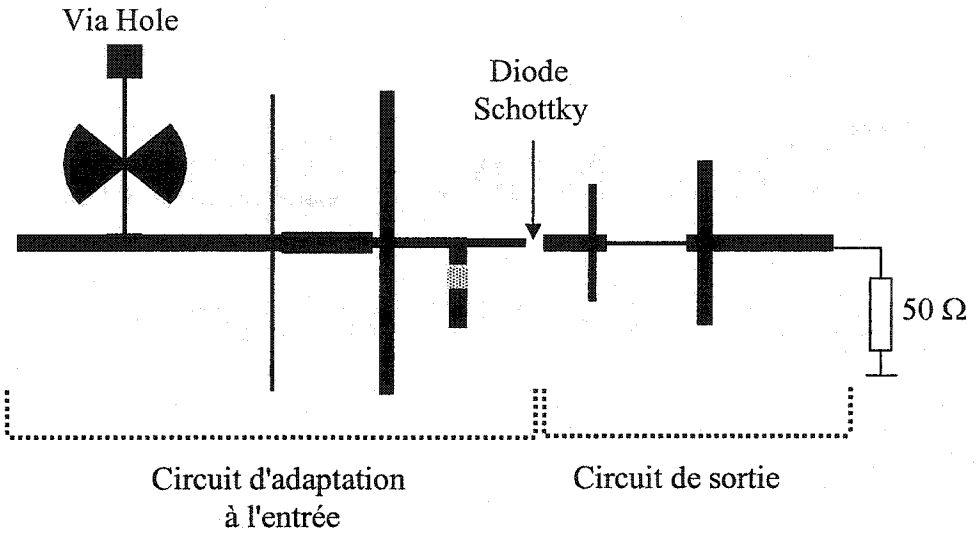



Figure 2.16 Le circuit de détection large bande

En conclusion, les deux circuits ont comme but d'obtenir un bon coefficient de transfert du détecteur ($V_{DC}/V_{RF}$) autour de la fréquence centrale. Pour réaliser la boucle du circuit DC du détecteur, on a prévu un "via – hole" à l'entrée de celui-ci à l'aide d'une ligne $\lambda/4$ de grande impédance et d'un papillon en $\lambda/4$.

À la figure 2.17 on a illustré la variation du coefficient de transfert du détecteur par rapport à la fréquence. On remarque que le coefficient de transfert est assez bon dans une large bande de fréquence et, autour de la fréquence centrale, il a une très bonne valeur (autour de 0,65).

Pour étudier la linéarité du détecteur (la variation de la tension de sortie $V_{DC}$ par rapport à la magnitude de la tension d'entrée $V_{RF}$), à l'aide du logiciel ADS, on a fait une

simulation d'équilibrage harmonique dans la plage dynamique du signal RF, de 40 dB à la fréquence de 26,75 GHz.

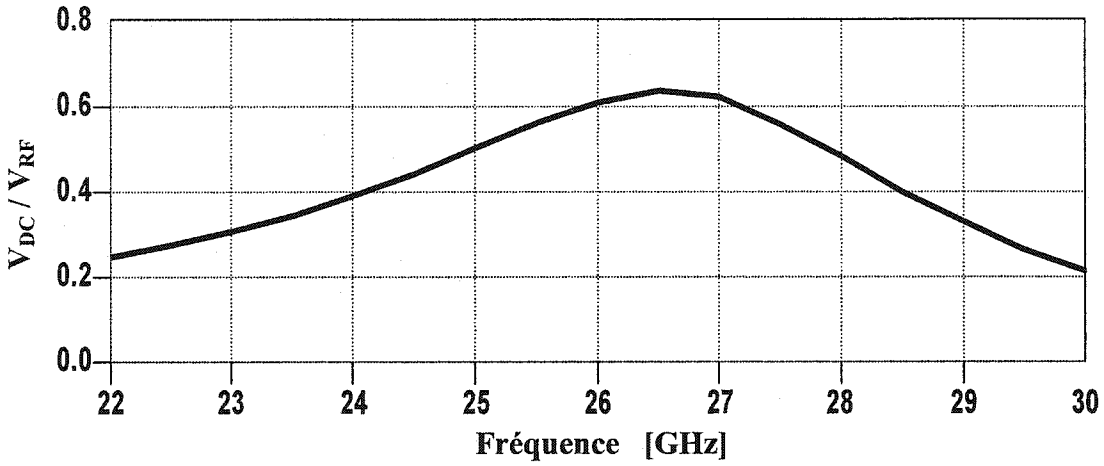



Figure 2.17. Le rapport entre la tension de sortie et la magnitude de la tension d'entrée du détecteur par rapport à la variation de fréquence

À la figure 2.18 on présente la variation de la tension de sortie du détecteur, $V_{DC}$, par rapport à la magnitude de la tension d'entrée de celui-ci, dans les mêmes conditions de simulation que celles spécifiées tout à l'heure. On remarque que, presque dans toute la plage dynamique, le circuit de détection confirme les bonnes valeurs du coefficient de transfert obtenues autour de la fréquence centrale. De même, la caractéristique de transfert est quadratique, surtout pour les tensions RF plus faibles, le détecteur réalisé pouvant être utilise comme détecteur de puissance.

La jonction six-port modifiée est présentée à la figure 2.19. Elle est réalisée en technologie MHMIC, sur un substrat céramique, et inclue les quatre circuits de détection. Les dimensions du circuit sont de 23 par 23 mm.

On remarque les deux ports d'entrée, celui du signal RF, 6, et celui du signal de référence provenant de l'oscillateur local, 5, les quatre ports de sortie 1, 2, 3, 4 vers les filtres actifs, les trois résistances de 50 Ω pour le contrôle des dépôts résistifs et le "via - hole", qui réalise la fermeture de la boucle DC pour les quatre détecteurs.

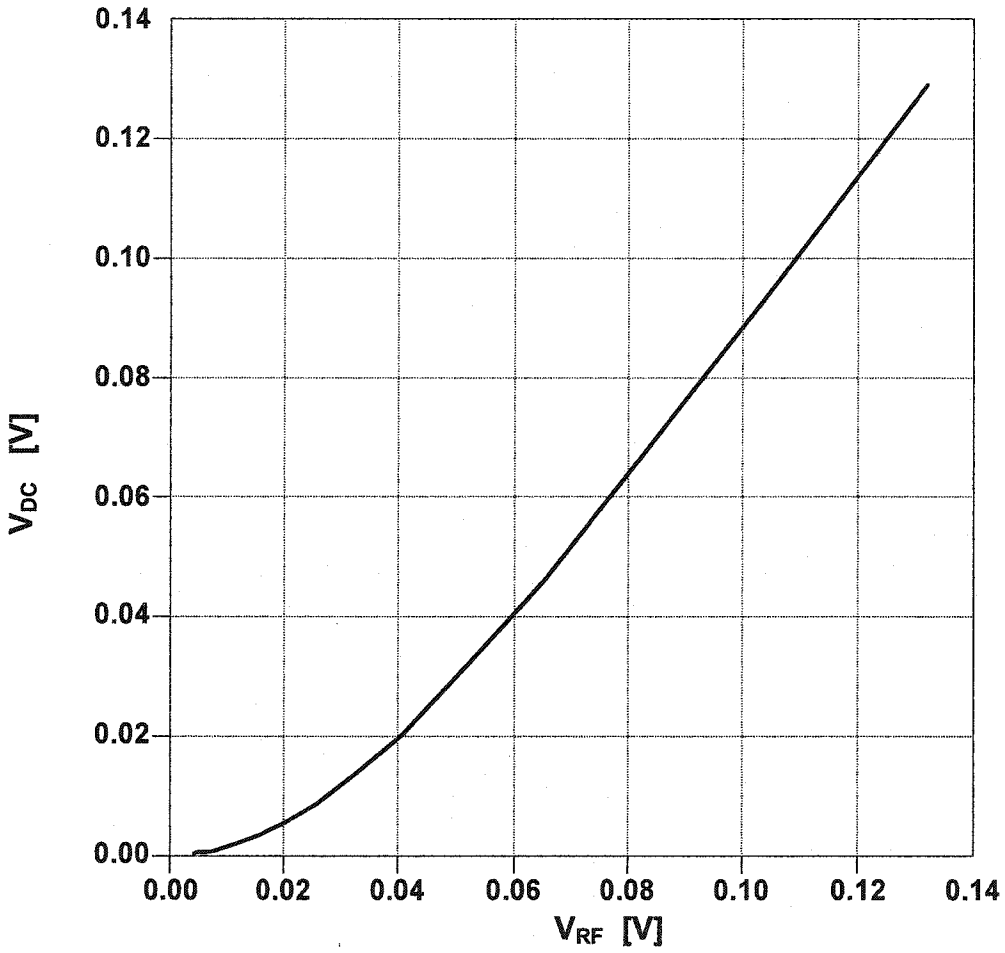



Figure 2.18. La tension de sortie par rapport à la magnitude de la tension d'entrée du détecteur

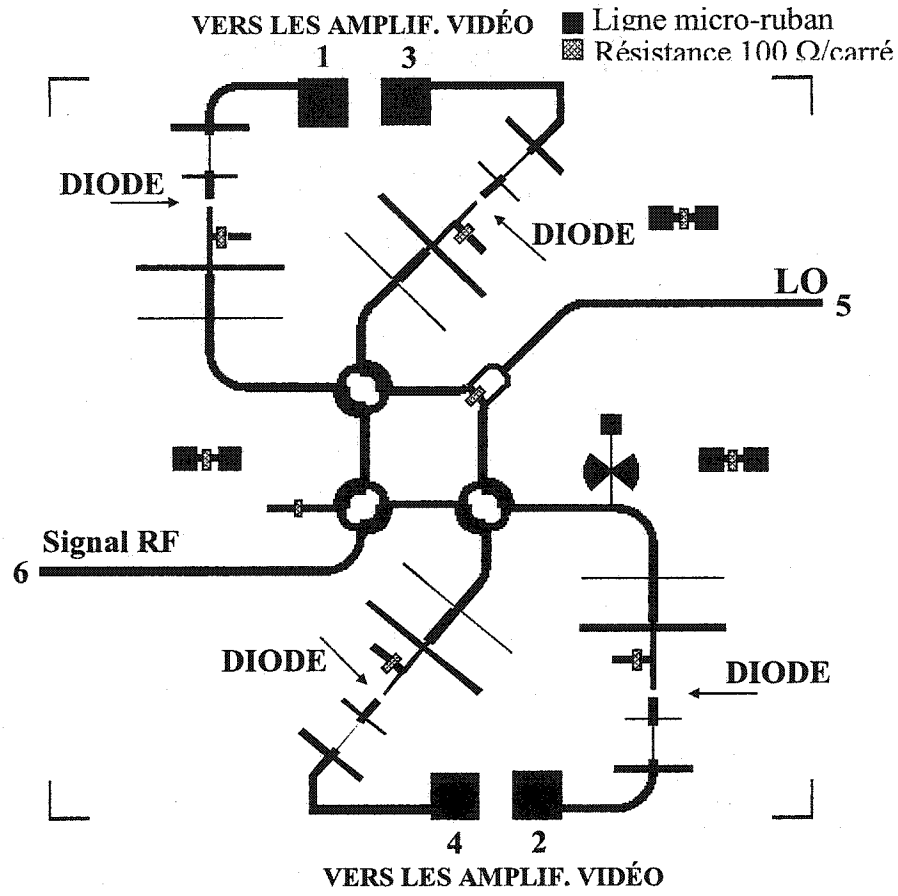



Figure 2.19. La jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection

À la figure 2.20 on a présenté les résultats de simulation des paramètres S par rapport à la fréquence, pour le circuit au complet, comprenant la jonction six-port et les détecteurs de puissance. Comparativement aux résultats de simulation obtenus avec la jonction seule, on peut remarquer un déplacement de la fréquence centrale de quelques 250-300 MHz, mais les résultats restent quant même excellents (moins de –20 dB) dans la bande de fréquence de 26 à 28 GHz.

La photo de la jonction six-port fabriquée en technologie MHMIC, avec les détecteurs de puissance connectés aux quatre ports de sortie, est illustrée à la figure 2.21. Par comparaison avec une règle, on peut lire les dimensions de ce circuit, qui sont de 23 par 23 mm, comme spécifié tout à l'heure.

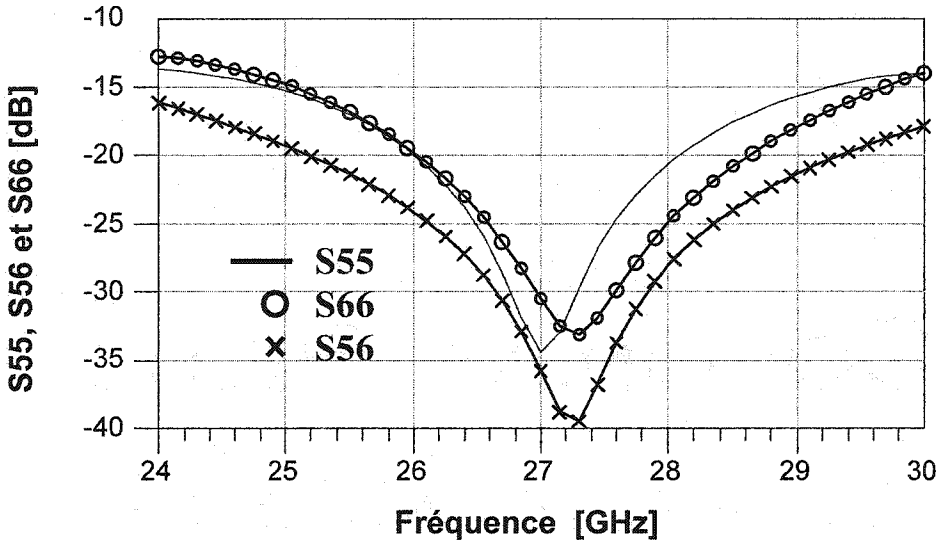



Figure 2.20. Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection

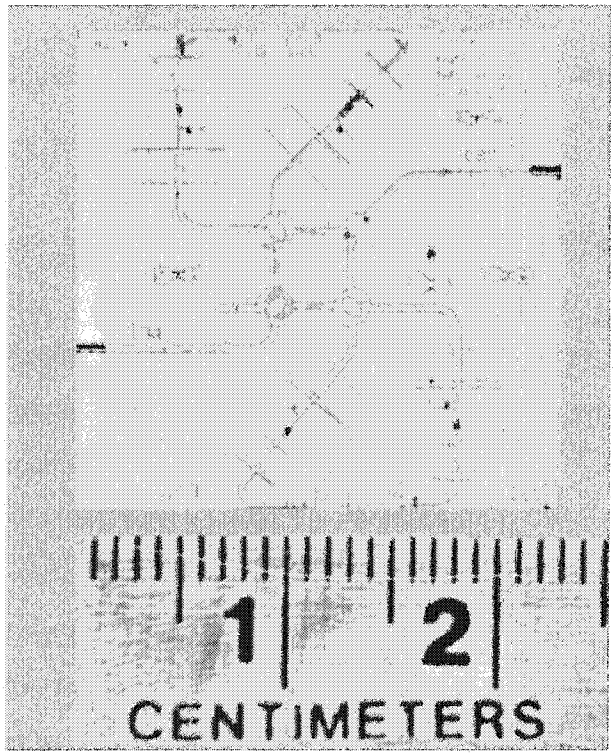



Figure 2.21. La photo de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection

## 2.6. La jonction six-port comme discriminateur de phase

En utilisant le logiciel ADS et une simulation de type équilibrage harmonique (voir la figure 2.22), on a obtenu les tensions de sortie DC après les détecteurs par rapport au déphasage entre les deux signaux d'entrée.

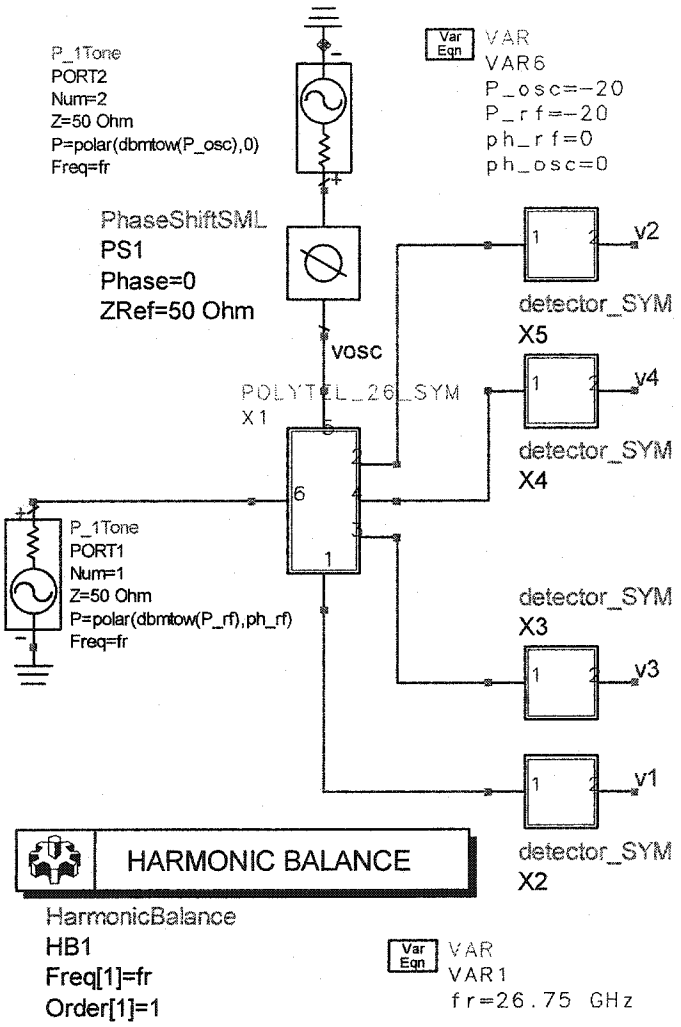



Figure 2.22. Le schéma de simulation de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection

Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les deux signaux d'entrée, LO et RF, sont présentées à la figure 2.23. On peut observer que chaque tension a une seule valeur minimale ou maximale pour un déphasage entre le signal de référence et le signal RF, allant de 0° à 360°. Ce déphasage pourra être mesure en utilisant seulement les valeurs de ces tensions et un algorithme approprié. La jonction six-port modifiée peut être donc considérée un discriminateur de phase.

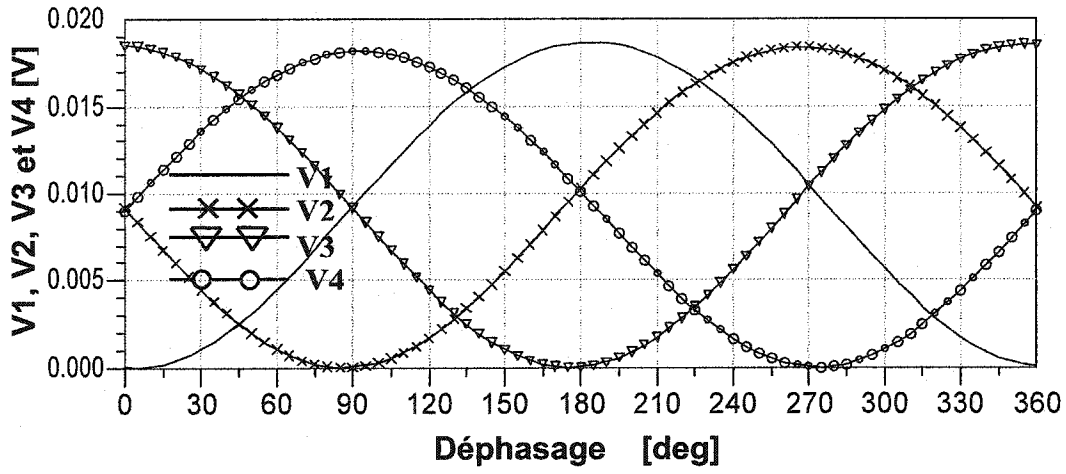



Figure 2.23. Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, par rapport au déphasage entre les entrées LO et RF

À partir des valeurs des tensions de sortie DC et en utilisant la relation (1.2.19) on peut obtenir le vecteur Γ dans le plan I/Q. Plusieurs simulations ADS ont été effectuées pour différentes valeurs de la puissance du signal RF, en maintenant la même puissance à l'oscillateur local. Comme on a mis en évidence auparavant, le circuit six-port est capable de démoduler des signaux modulés en phase, dans une large plage de puissance du signal RF.

Les figures 2.24 jusqu'à 2.27, illustrent les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre

les entrées LO et RF. On va considérer le cas des puissances égales ou inégales aux entrées RF et LO.

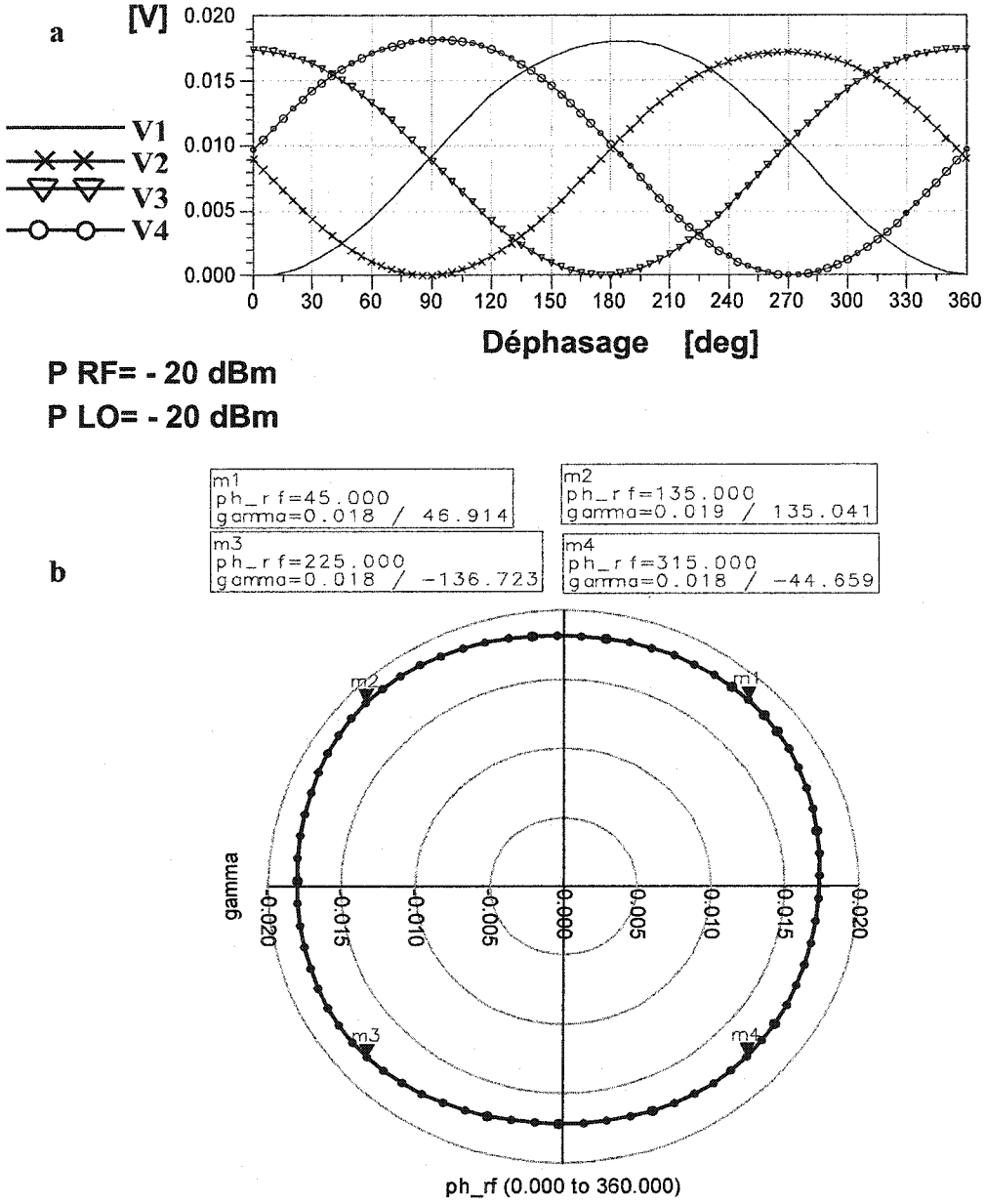



Figure 2.24. Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance égale aux entrées RF et LO

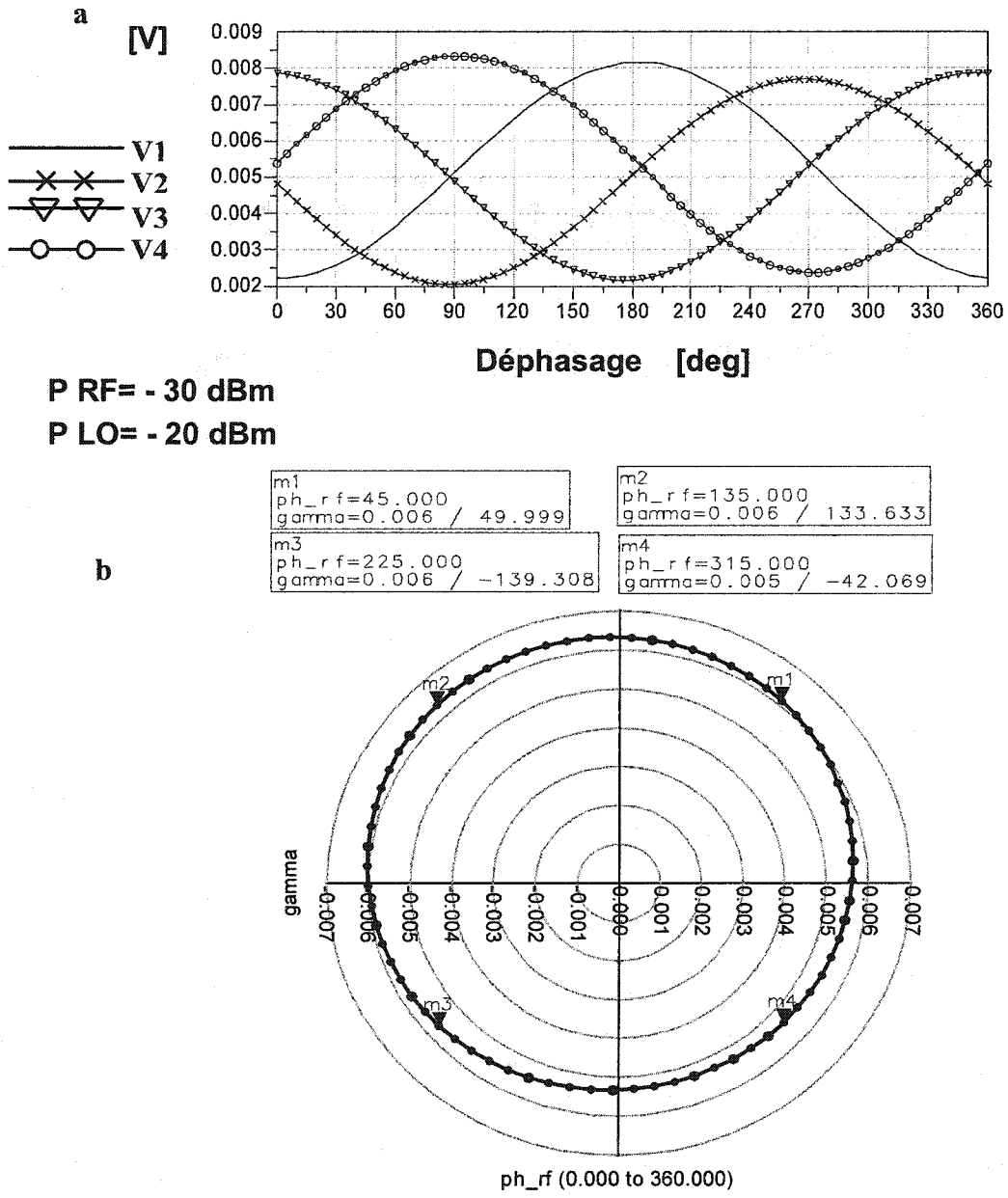



Figure 2.25. Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance inégale aux entrées RF et LO

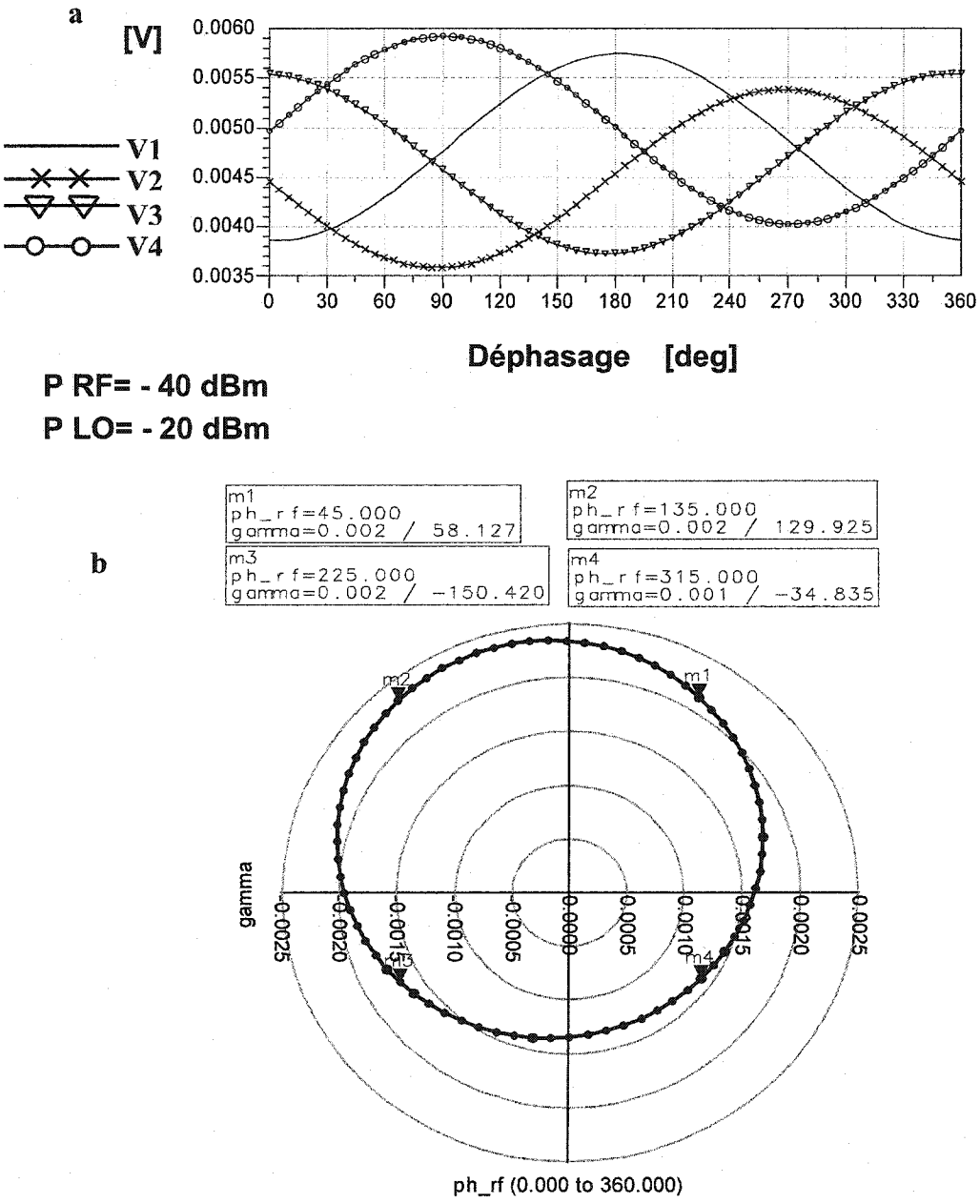
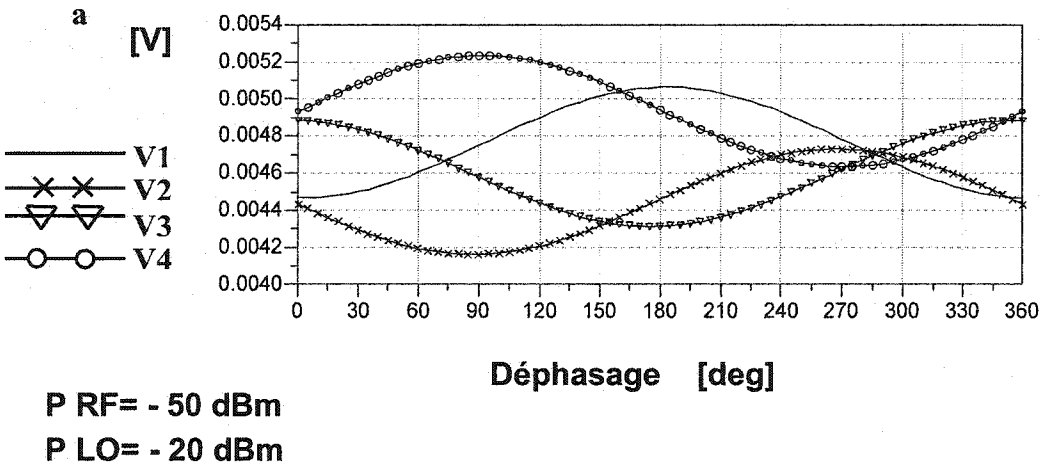



Figure 2.26. Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance inégale aux entrées RF et LO



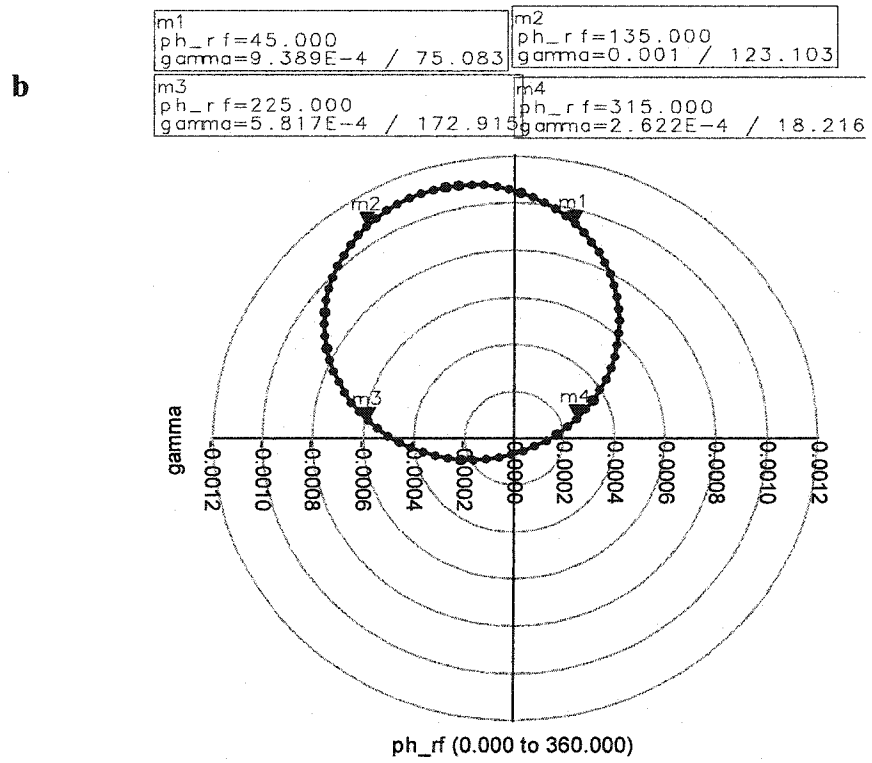




Figure 2.27. Les tensions de sortie (a) et le vecteur Γ (b) correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance inégale aux entrées RF et LO

Dans les dernières quatre figures présentées tout à l'heure, on observe que la jonction six-port MHMIC présente une importante plage dynamique. Les quatre points correspondant au signal QPSK sont constamment correctement placés, même dans le cas d'une croissance d'offset DC qui augmente avec le déséquilibre entre les puissances d'entrée. Le lieu géométrique du vecteur Γ dans le plan complexe I/Q est un cercle, parce que la caractéristique du détecteur est quadratique pour les faibles puissances. Ce fait a été démontré par voie analytique dans le premier chapitre de cette thèse.

Pour conclure ces résultats, à la figure suivante (2.28.), on présente sur le même graphique, les trois cercles correspondant aux puissances RF d'entrée de –20 dBm, –30 dBm et –40 dBm. La puissance de LO a été considérée constante et égale à –20 dBm. L'étude a été faite à la fréquence centrale de 27 GHz.

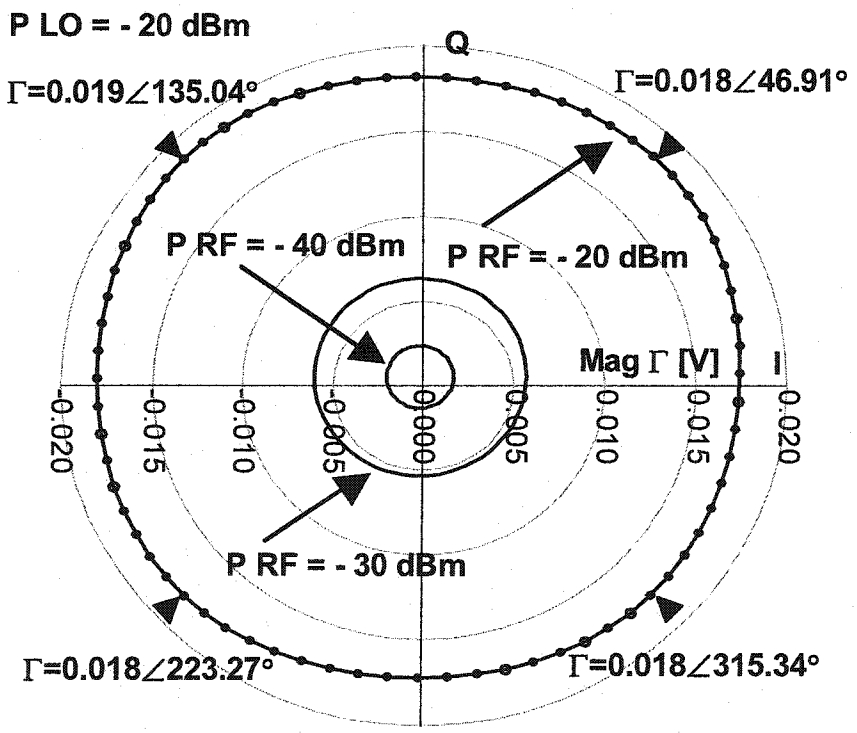



Figure 2.28. Le vecteur Γ correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, pour trois valeurs de la puissance du signal RF

Par similitude, on peut tracer maintenant les mêmes lieux géométriques, mais, dans ce cas-ci, dans la bande de fréquence (voir la figure 2.29.). Désormais, par la variation de la fréquence le lieu géométrique n'est plus un cercle, comme dans le cas précédent. Toutefois, la démodulation d'un signal QPSK sera possible.

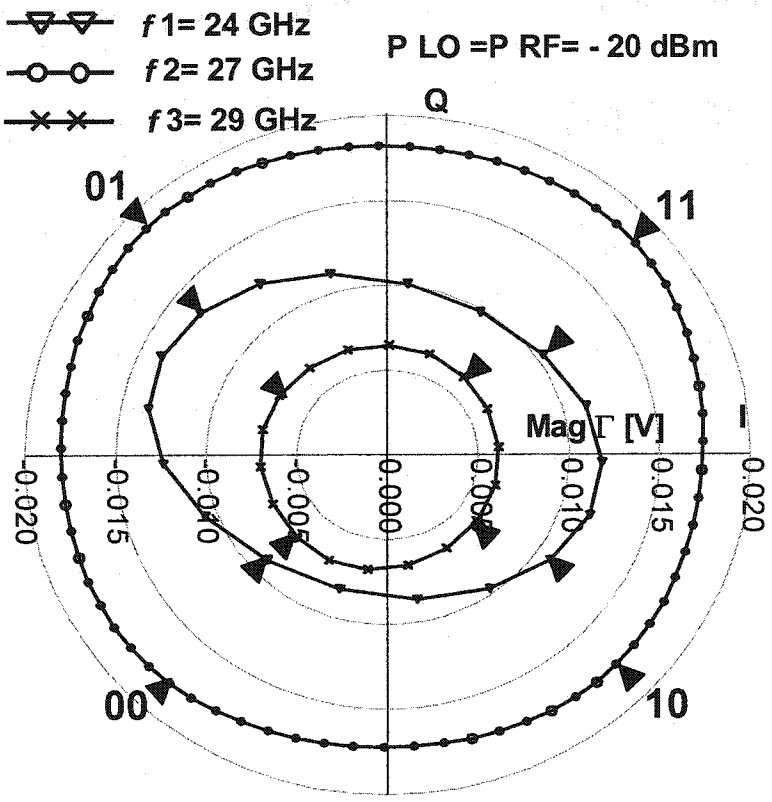



Figure 2.29. Le vecteur Γ correspondant à la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une variation de la fréquence de travail dans la bande de 24 à 29 GHz

Des résultats similaires peuvent être obtenus dans le cas d'autres modulations de phase, par exemple 8PSK et 16PSK. En utilisant la relation 1.2.20 et la jonction MHMIC, on va obtenir les résultats de démodulation présentés aux figures 2.30 et 2.31.

**P LO = RF = - 20dBm** **P LO = - 20 dBm; P RF = - 30 dBm**

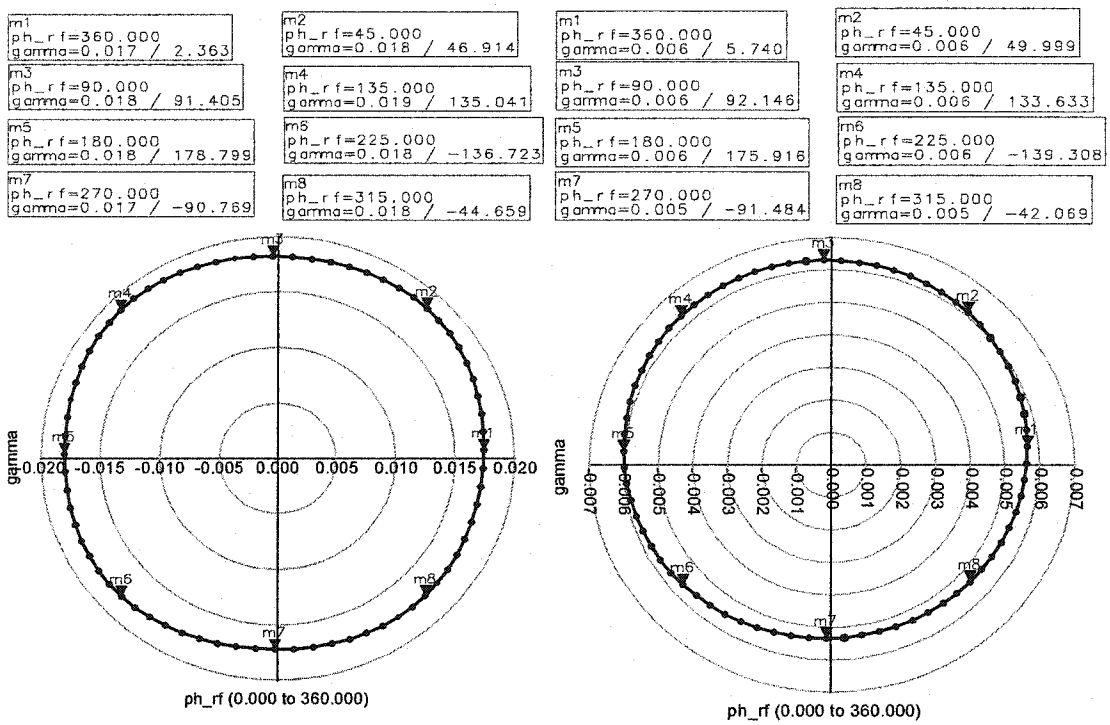



Figure 2.30. Le vecteur Γ dans le cas d'une modulation 8PSK

**P LO = RF = - 20dBm** **P LO = - 20 dBm; P RF = - 30 dBm**

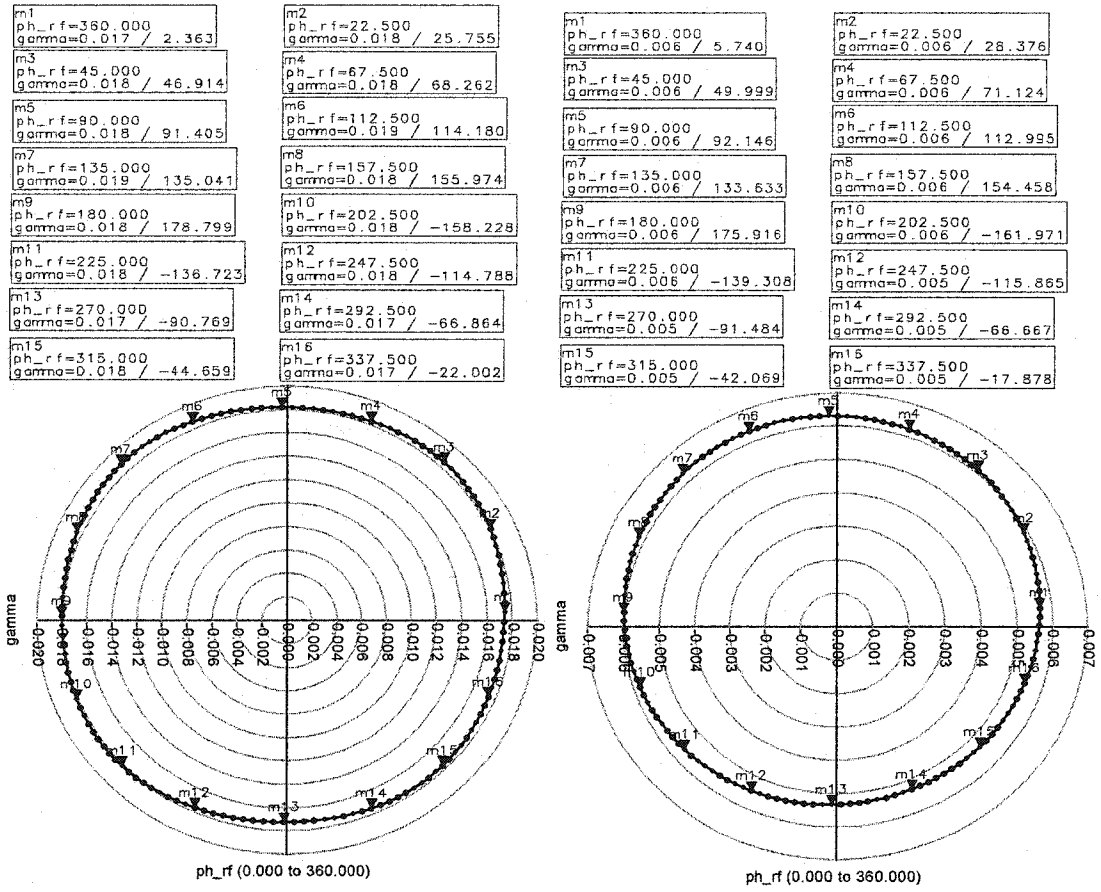



Figure 2.31. Le vecteur Γ dans le cas d'une modulation 16PSK

Finalement, on peut conclure que la jonction six-port, réalisée en technologie MHMIC, est un excellent discriminateur de phase et qu'elle est parfaitement adaptée à n'importe quelle modulation PSK.

# CHAPITRE III

## LA JONCTION SIX – PORT MODIFIÉE EN TECHNOLOGIE MMIC - PREMIÈRE VERSION -

Dans le but de réaliser un récepteur intégré, on a conçu la jonction six-port en technologie MMIC sur un substrat d'arséniure de gallium GaAs, en utilisant la technologie PHEMT de *TriQuint Semiconductor Foundry* [31]. Deux versions de la jonction ont été réalisées en utilisant le même substrat: une qui utilise seulement des éléments distribués et l'autre qui utilise une combinaison des éléments discrets et distribués.

Dans ce chapitre on décrit la première version de la jonction six-port en technologie MMIC. À partir du fondement théorique présenté dans le paragraphe 1.2, on a conçu la jonction six-port modifiée, à l'aide des éléments distribués, à la fréquence centrale de 27 GHz.

Tous les coupleurs de la jonction six-port ont été conçus à l'aide des lignes micro-ruban sur le substrat d'arséniure de gallium ayant une hauteur $h$ de 100 μm et une permittivité relative $\varepsilon_r$ de 12,9. La longueur d'onde guidée $\lambda$ correspondante à la fréquence centrale, calculée à l'aide de l'application *Line Calc* du logiciel ADS, a une valeur de 3,875 mm.

Pour la réalisation de la jonction six-port sur le nouveau substrat, on a utilisé la même architecture que celle employée dans le chapitre précédent. Le coupleur hybride de 90° a la même forme arrondie et le coupleur Wilkinson est conçu de la manière décrite dans le deuxième chapitre.

Les dimensions maximales d'un circuit sur ce substrat, imposées par la fonderie, sont d'environ 4 X 4 mm. En respectant cette contrainte, on a fait la conception de la jonction six-port modifiée et de ses quatre circuits de détection en utilisant une diode Schottky intégrée. Le modèle SPICE de la diode a été fourni par la compagnie *TriQuint Semiconductor*.

Comme auparavant, on a considéré que les ports 5 et 6 sont les ports d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur local et, respectivement, du signal RF modulé QPSK, tandis que les ports de 1 à 4 représentent les ports de sortie de la jonction.

### 3.1. Le lay-out de la jonction six-port

La figure 3.1 illustre la photographie de la première version de la jonction six-port modifiée, réalisée en technologie MMIC. Les dimensions du circuit sont de 4 X 4 mm. Pour faciliter les mesures, les entrées LO et RF sont réalisées en technologie coplanaire. Les quatre circuits de détection sont connectés aux coupleurs en utilisant des lignes de transmission de 50 Ω (d'une largeur de 70 μm). La boucle DC est fermée à l'aide d'un « *via-hole* » et d'une ligne en quart de longueur d'onde, connectée proche de l'entrée RF.

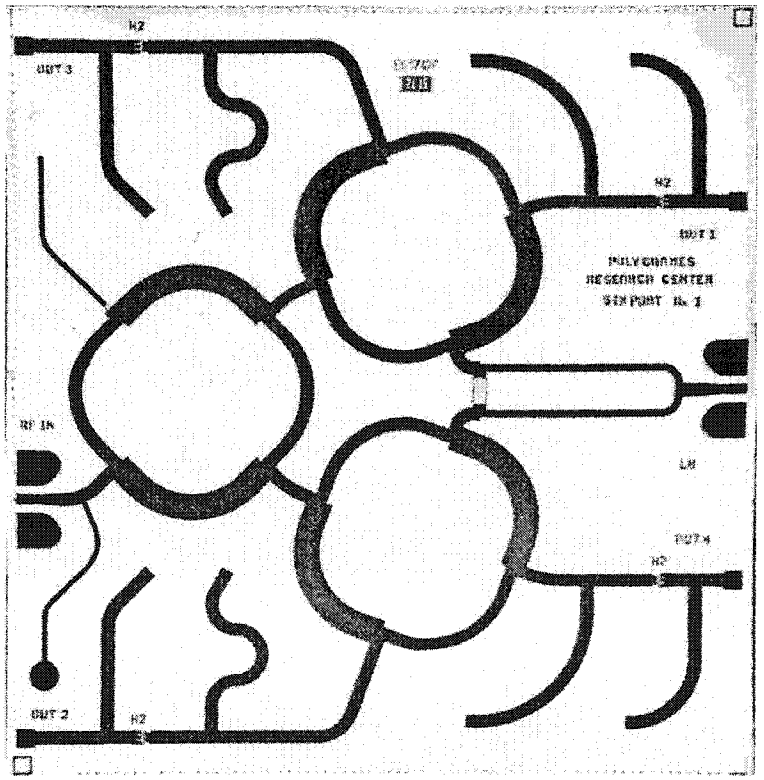



Figure 3.1. La photographie de la première version MMIC de la jonction six-port

### 3.2. Les coupleurs

Le coupleur hybride a été conçu avec la même forme arrondie que dans la version MHMIC. Les paramètres S de simulations sont illustrés aux figures 3.2 à 3.5.

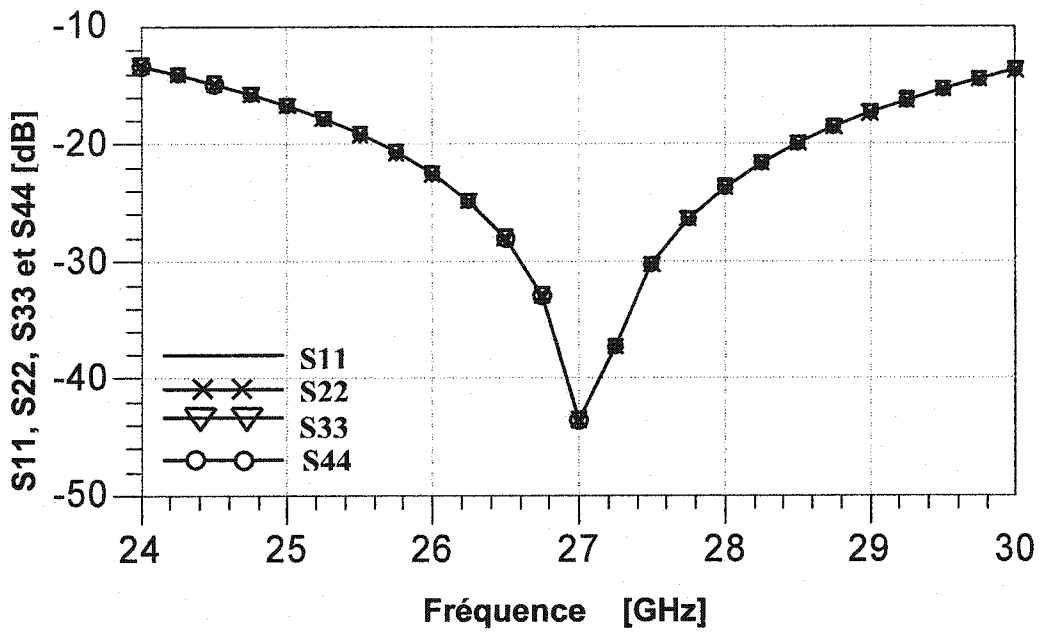



Figure 3.2. Les adaptations aux ports du coupleur hybride

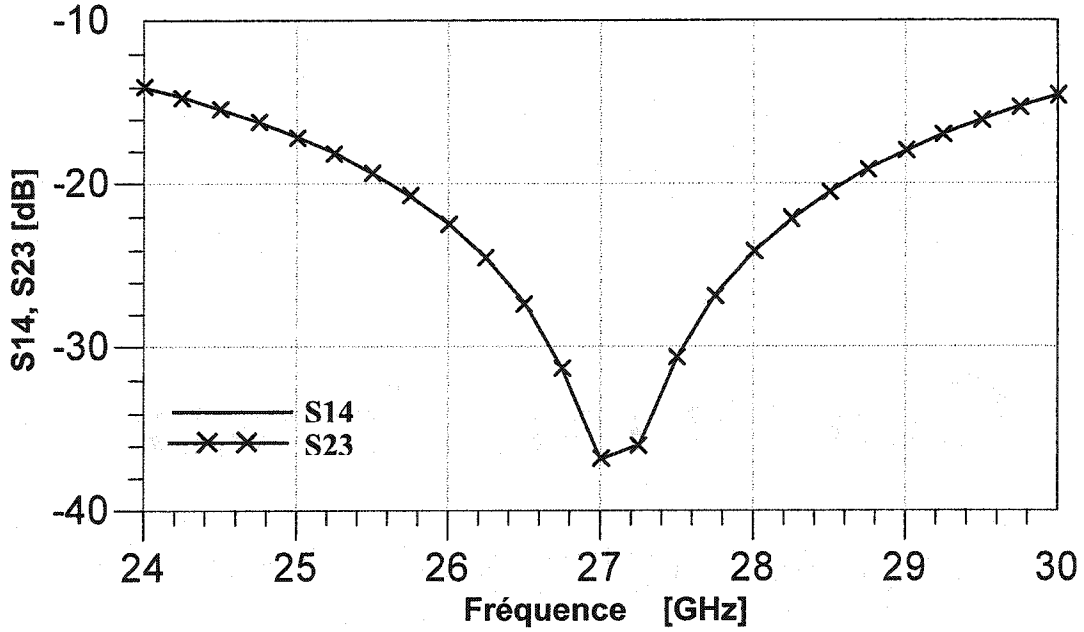



Figure 3.3. L'isolation aux ports du coupleur hybride

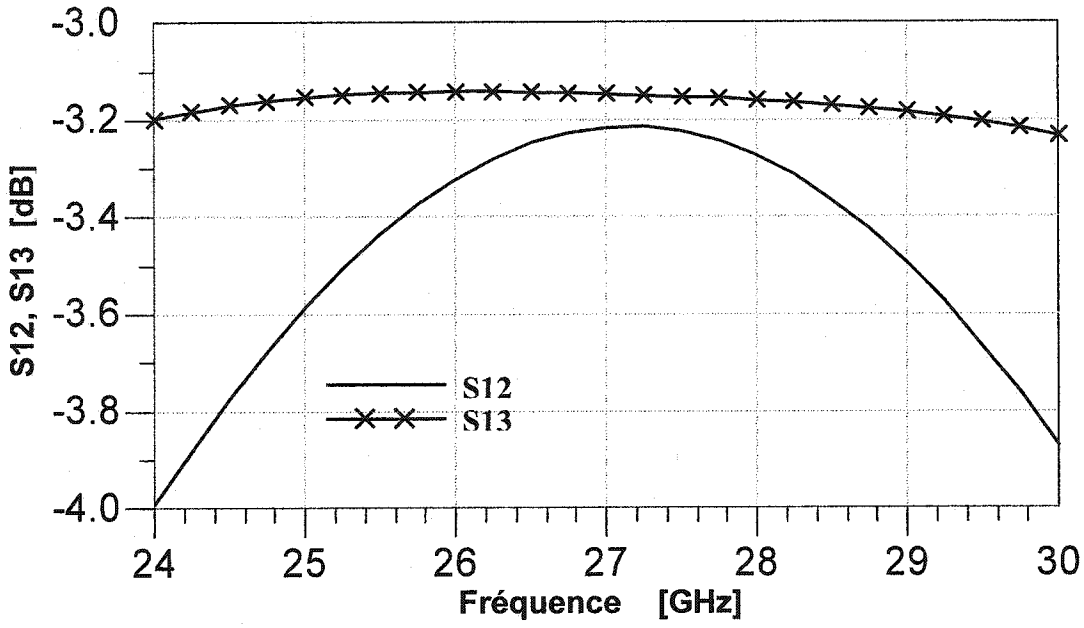



Figure 3.4. Les paramètres S de transmission

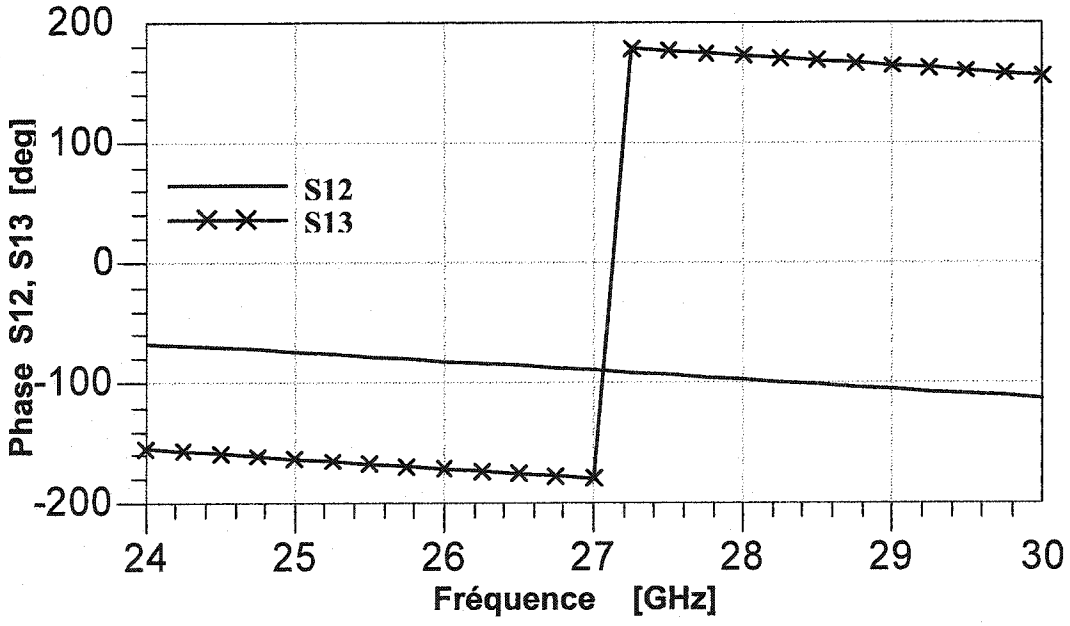



Figure 3.5. La phase des paramètres S de transmission

Les paramètres S de simulations du coupleur Wilkinson sont illustrés aux figures 3.6 et 3.7.

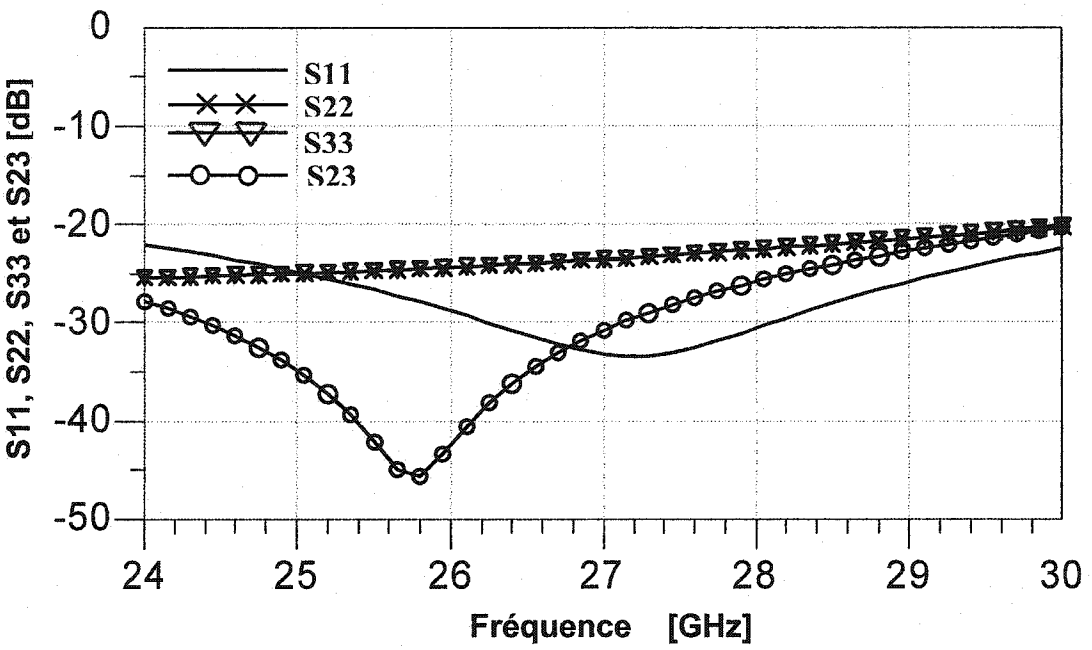



Figure 3.6. Les adaptations et l'isolation aux ports du coupleur Wilkinson

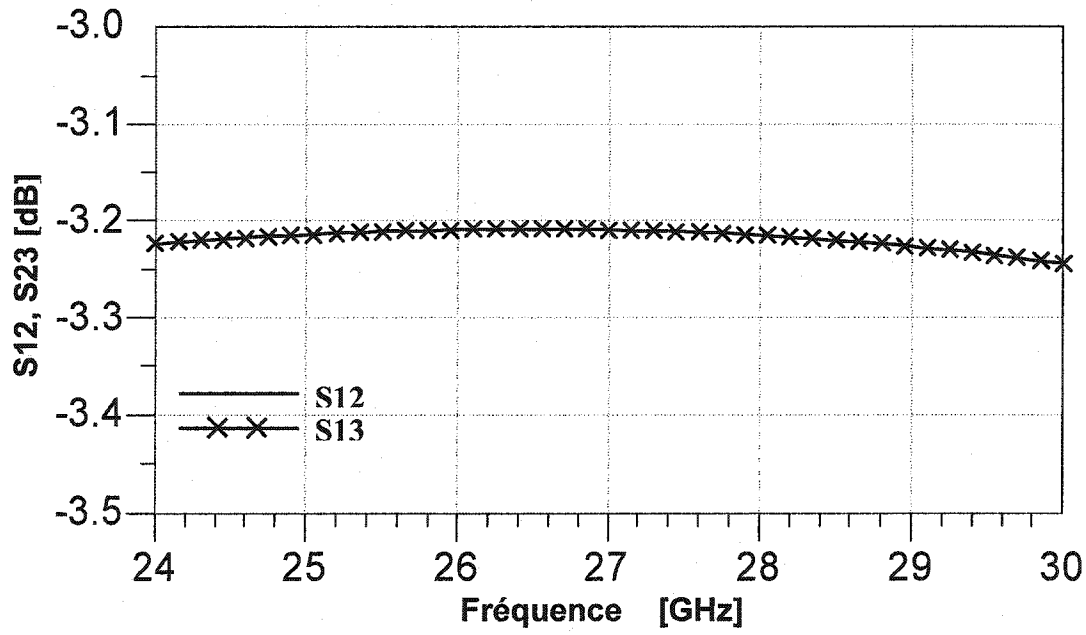



Figure 3.7. Les paramètres S de transmission du coupleur Wilkinson

### 3.3. Le circuit de détection

Le circuit de détection a été réalisé en utilisant une diode Schottky, intégrée sur le même substrat, tel qu'illustré à la figure suivante. La conception a été faite pour la fréquence centrale de 27 GHz. La largeur de bande à –10 dB est autour de 1 GHz. L'entrée a été réalisée en technologie coplanaire pour faciliter les mesures.

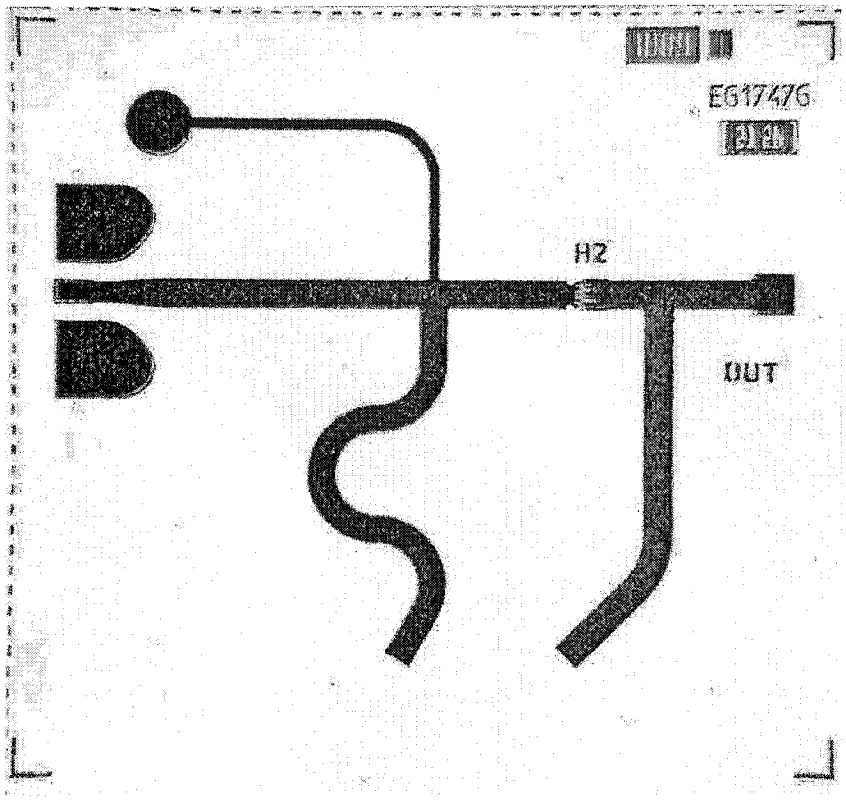



Figure 3.8. La photographie du circuit de détection utilisé pour la fabrication de la première version MMIC de la jonction six-port

À la figure 3.9 on a présenté l'adaptation à l'entrée du détecteur, simulée et mesurée en fonction de la fréquence. Pour le circuit fabriqué, on peut remarquer que la fréquence centrale est déplacée de plus de 1,5 GHz par rapport aux simulations. La raison est possiblement le modèle SPICE fournit par le fabricant, qui n'est pas suffisamment précis pour caractériser correctement la diode Schottky.

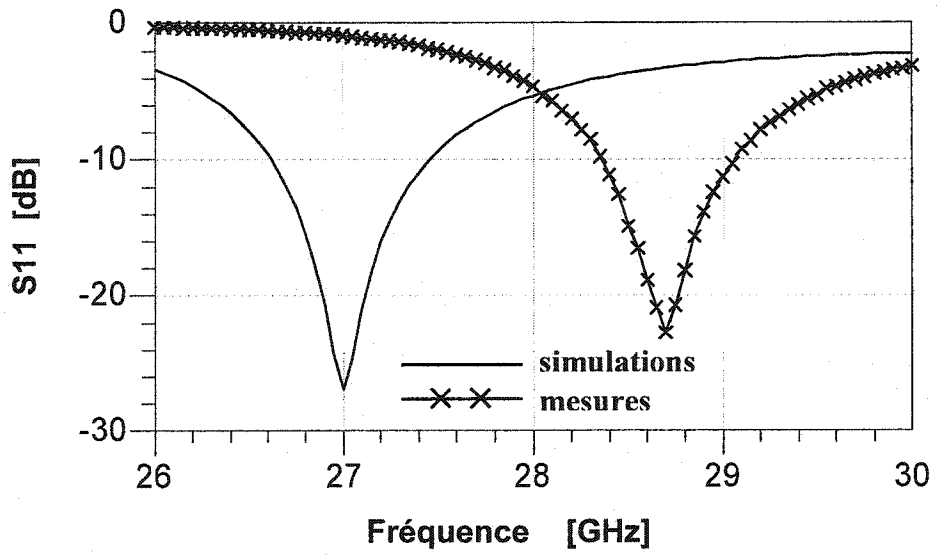
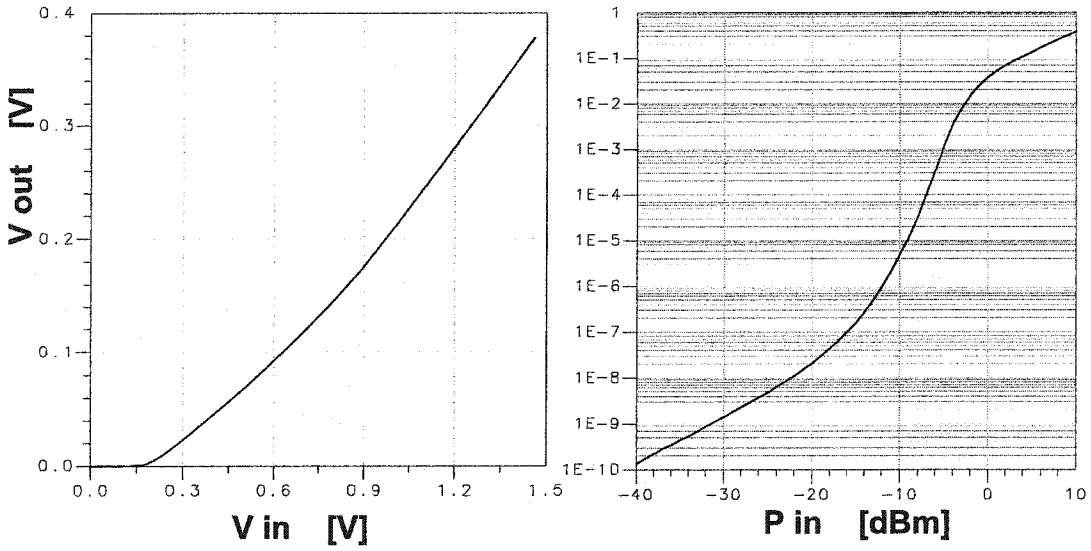



Figure 3.9. L'adaptation du circuit de détection afférent à la première version MMIC de la jonction six-port

La figure 3.10 illustre la caractéristique RF - DC du détecteur Schottky sur une charge de 50 Ω. On remarque que la sensibilité de la diode, sans aucune polarisation externe, n'est pas très bonne. Quant même, le détecteur pourra être utilisé avec des résultats acceptables, pour une puissance d'entrée d'environ 0 dBm.




Figue 3.10. La caractéristique RF - DC du détecteur Schottky sur une charge de 50 Ω

### 3.4. Les simulations SP de la première version MMIC de la jonction six-port modifiée, par rapport à la fréquence

La jonction six-port modifiée a été conçue pour fonctionner à une fréquence centrale de 27 GHz. À l'aide des simulations de paramètres S par rapport à la fréquence, on peut étudier les caractéristiques de la jonction dans une bande de fréquence de 6 GHz (de 24 à 30 GHz). Malheureusement, à cause du coût extrêmement élevé de fabrication d'un prototype, on a dû fabriquer le circuit au complet et on n'a pas eu la possibilité d'effectuer des mesures de paramètres S pour la jonction six-port sans détecteurs.

À la figure 3.11 on a présenté les valeurs des adaptations aux deux ports d'entrée de la jonction ($S_{55}$, $S_{66}$) et l'isolation entre ceux-ci ($S_{56}$), par rapport à la fréquence. On constate que, autour de la fréquence centrale, l'adaptation aux ports d'entrée RF et LO est excellente. On remarque aussi que l'isolation entre les deux ports d'entrée de la jonction six-port est très bonne, ayant une valeur égale à –40 dB à la fréquence centrale. De même, pour une bande de fréquence de 4 GHz autour de celle-ci, la valeur de l'isolation est inférieure à –20 dB.

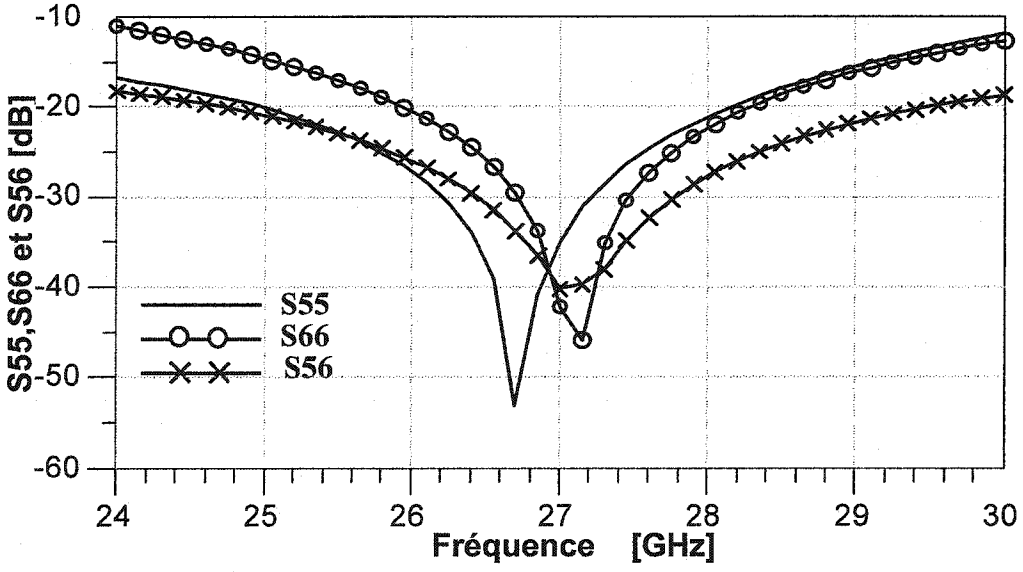



Figure 3.11. Les adaptations et l'isolation des ports d'entrée de la jonction six-port

Les valeurs des adaptations aux ports de sortie de la jonction par rapport à la fréquence sont présentées à la figure 3.12. On remarque qu'à la fréquence centrale, tous les ports de la jonction six-port sont très bien adaptés. À cette fréquence, la valeur de l'adaptation à chaque port est inférieure à –25 dB.

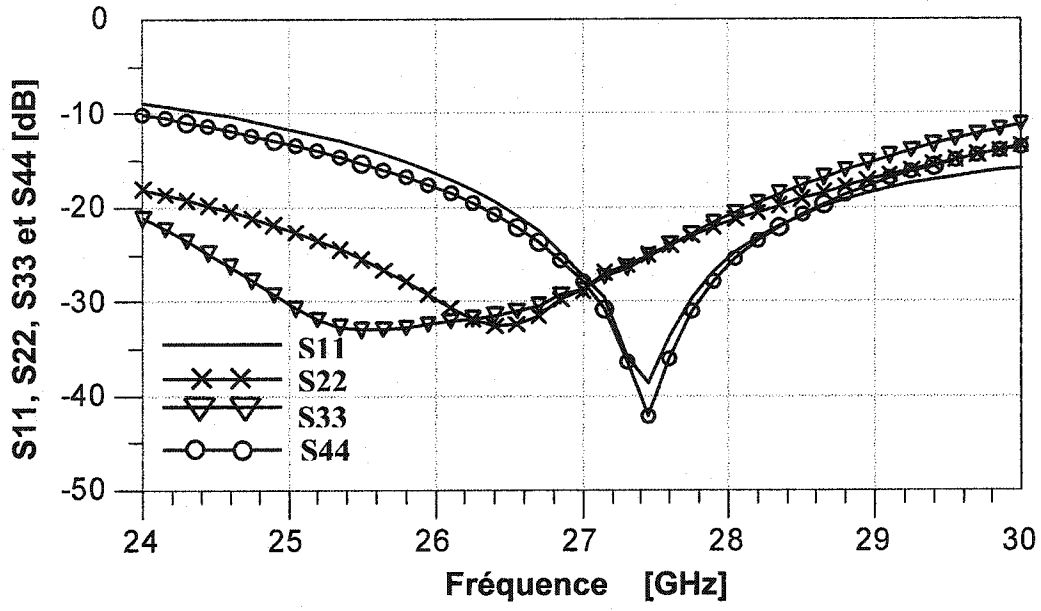



Figure 3.12. Les adaptations des ports de sortie de la jonction six-port

Les figures 3.13 et 3.14 illustrent les isolations entre les ports de sortie ($S_{12}$, $S_{13}$, $S_{14}$, $S_{23}$, $S_{24}$, $S_{34}$) par rapport à la fréquence. On remarque qu'autour de la fréquence centrale, les valeurs des isolations entre les quatre ports de sortie sont très bonnes, étant égales ou inférieures à –30 dB.

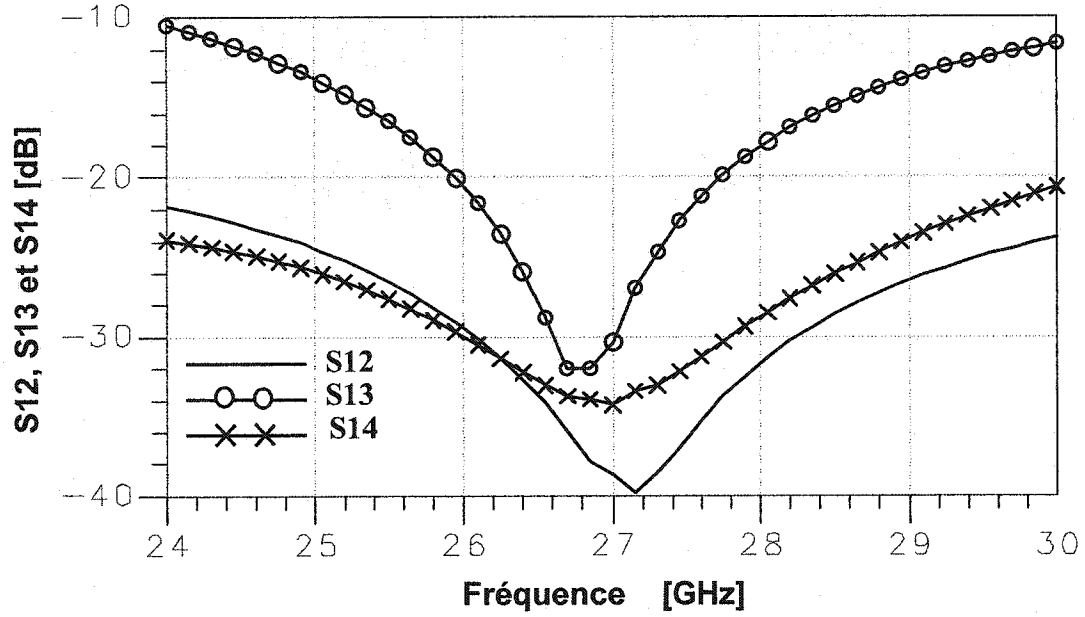



Figure 3.13. Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port

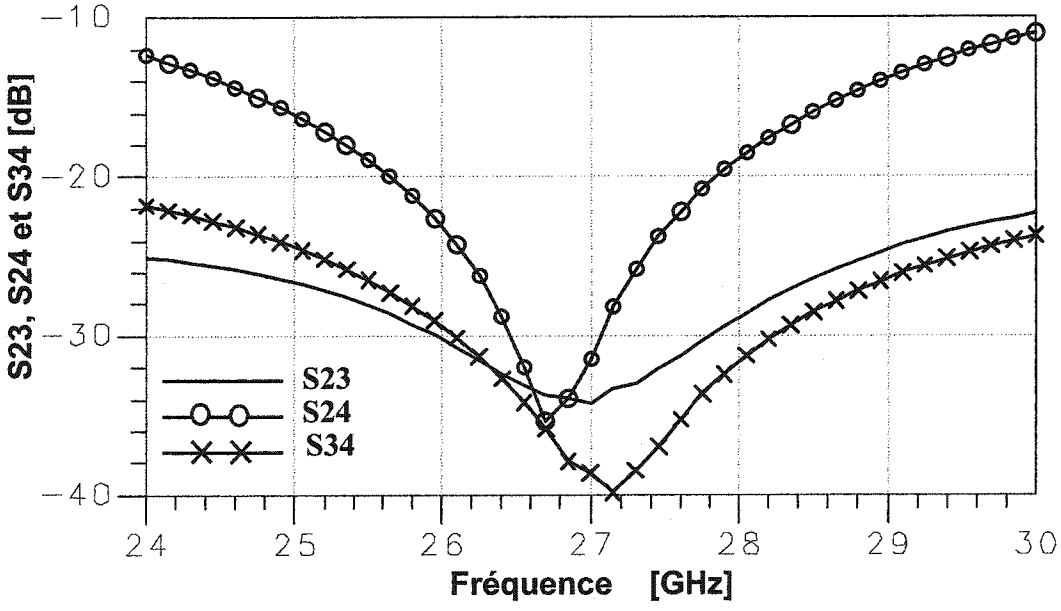



Figure 3.14. Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port

Les figures 3.15 à 3.18 illustrent les magnitudes et les phases des paramètres S de transmission entre les ports d'entrée et les quatre ports de sortie, par rapport à la fréquence. On remarque qu'à la fréquence centrale, les paramètres S de transmission entre les ports d'entrée et les quatre ports de sortie sont identiques, ayant une valeur autour de –6,5 dB et, dans toute la bande de fréquence, de 24 à 30 GHz, ils gardent une valeur acceptable. En conclusion, la division du signal d'entrée provenant de l'oscillateur local entre les ports de sortie, à 27 GHz, est presque parfaite et la valeur des paramètres S est assez proche de la valeur théorique de –6 dB. La différence de phase entre les paramètres S de transmission est excellente elle aussi (multiples de 90°), dans toute la bande de fréquence.

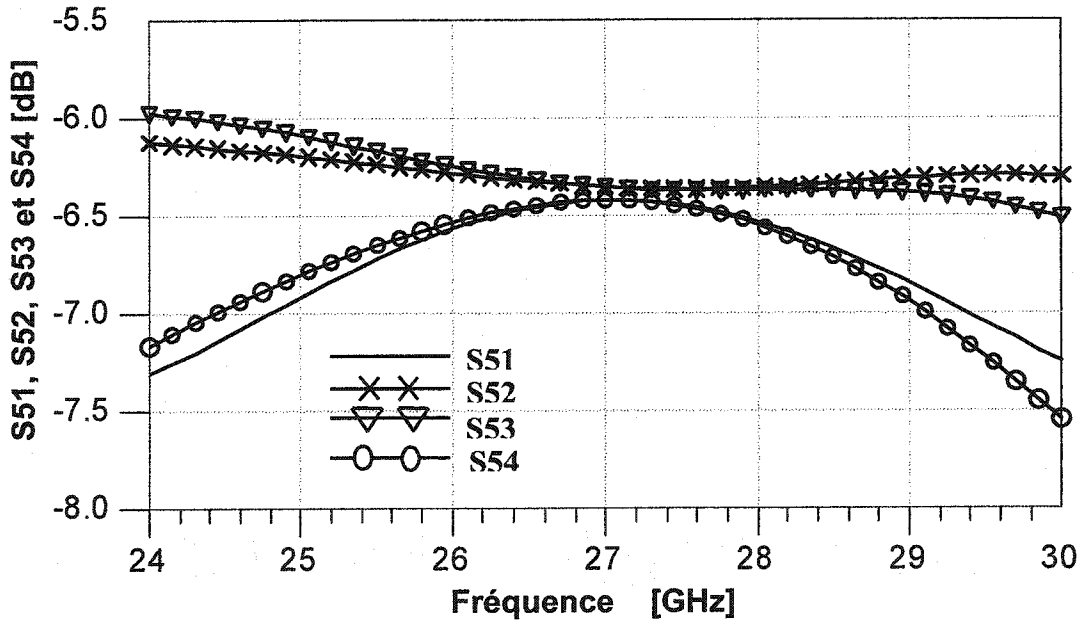



Figure 3.15. Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie

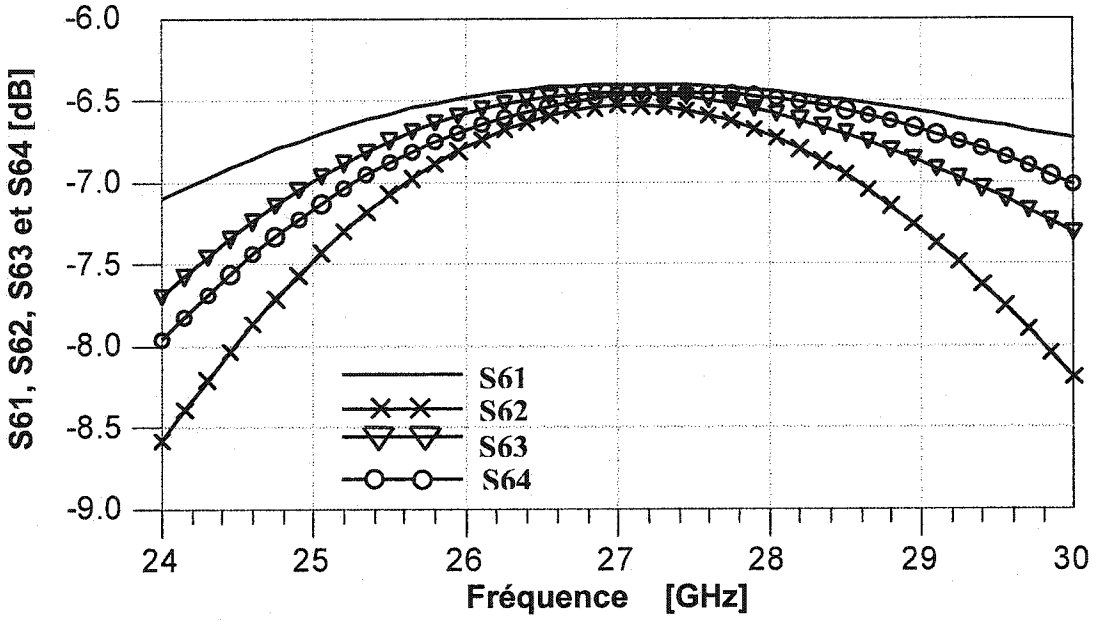



Figure 3.16. Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie

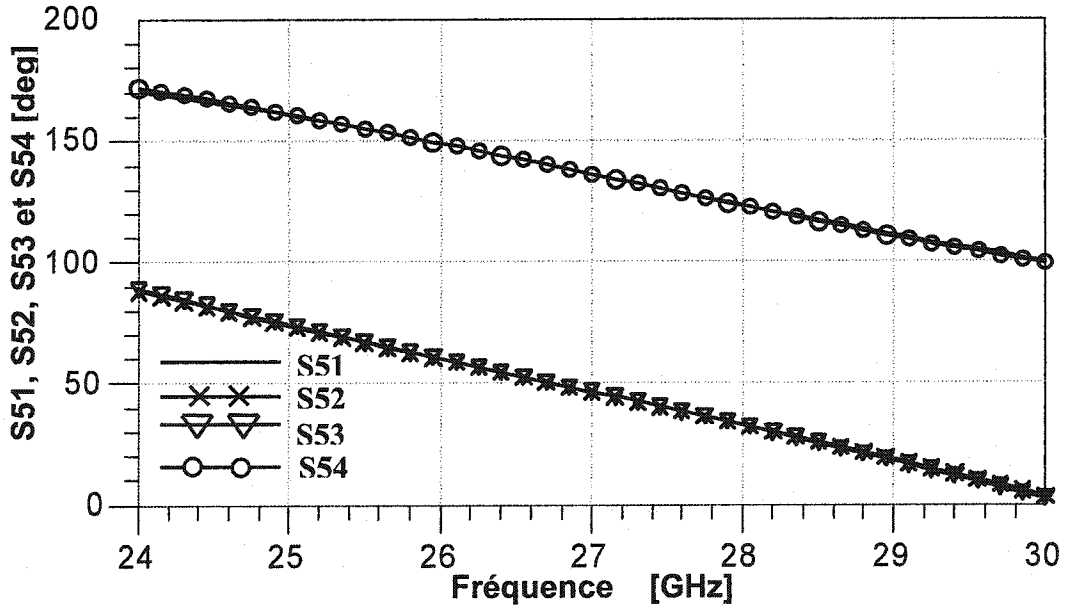



Figure 3.17. Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie

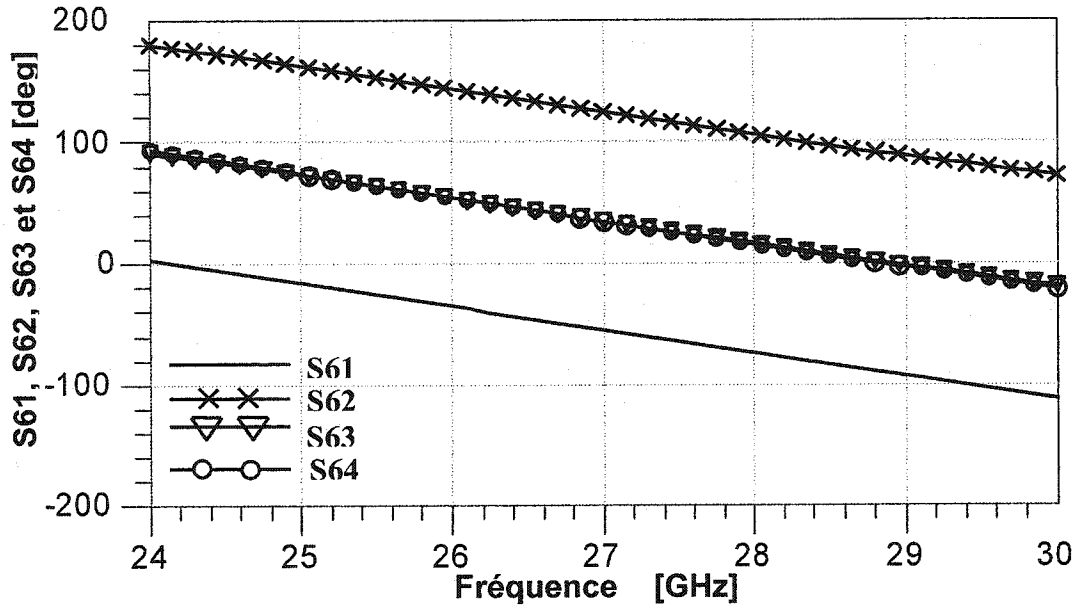



Figure 3.18. Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie

### 3.5. Simulations et mesures dans le cas de la jonction six-port avec les circuits de détection

À la figure 3.19 on a présenté les résultats de simulation des paramètres S par rapport à la fréquence pour le circuit au complet.

De même, à la figure 3.20 on a présenté la photographie de l'écran de l'analyseur de réseaux, contenant les résultats de mesure des paramètres S par rapport à la fréquence pour le circuit MMIC. Les mesures ont été effectuées dans un intervalle de fréquence allant de 22 à 32 GHz. On doit mentionner que sur l'échelle verticale on a 5 dB / division. On peut remarquer que les courbes de simulation et de mesure ont la même allure, mais que, dans le cas des mesures, les minimums ne sont pas assez prononcés que dans le cas des simulations.

La figure 3.21 illustre la photo du set-up de mesure. Pour effectuer les mesures on a utilisé un analyseur de réseaux de type HP 8510 et des probes coplanaires de 50 Ω.

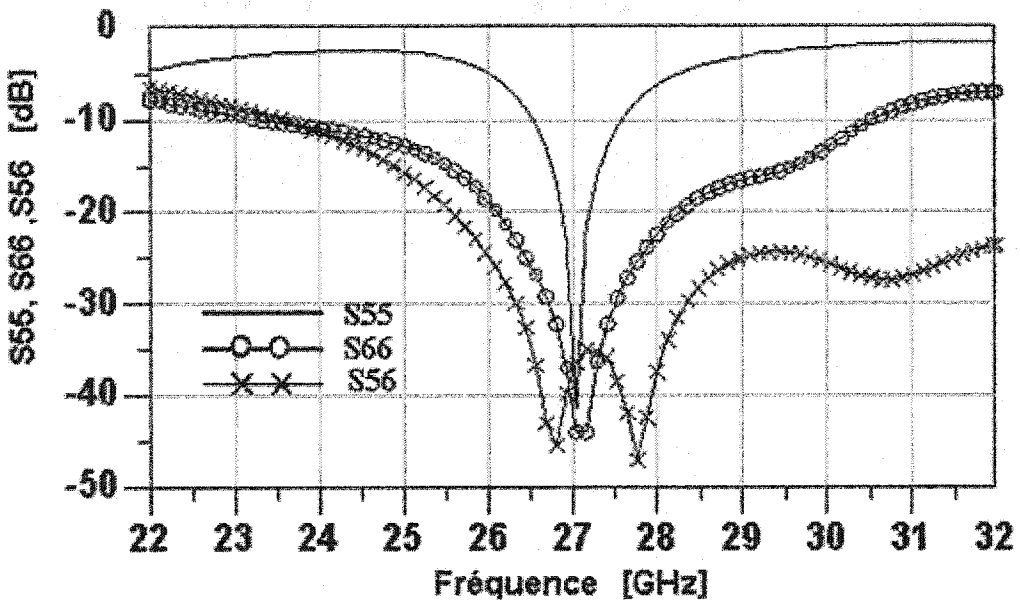



Figure 3.19. Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (simulations)

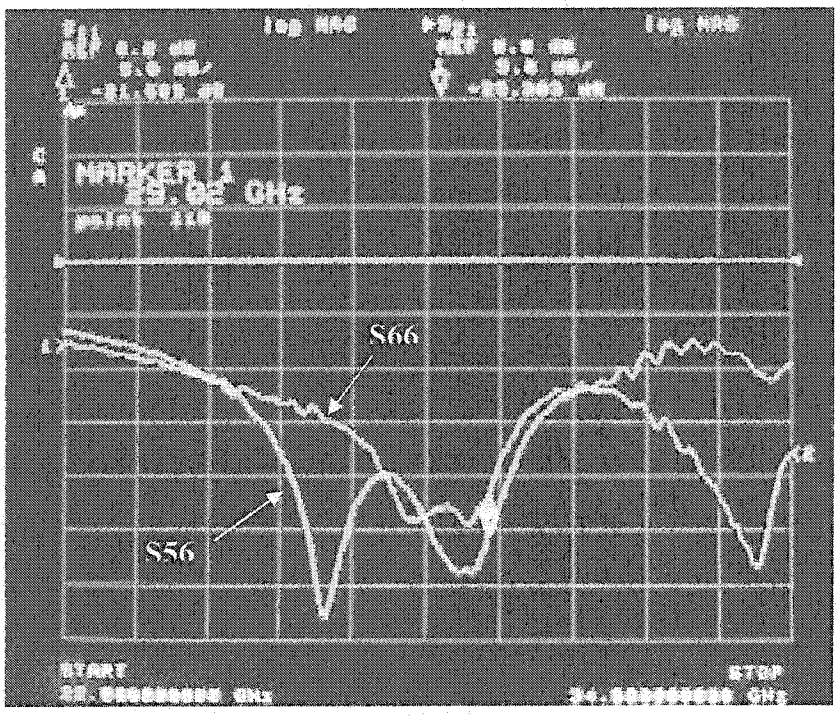



Figure 3.20. Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (mesures)

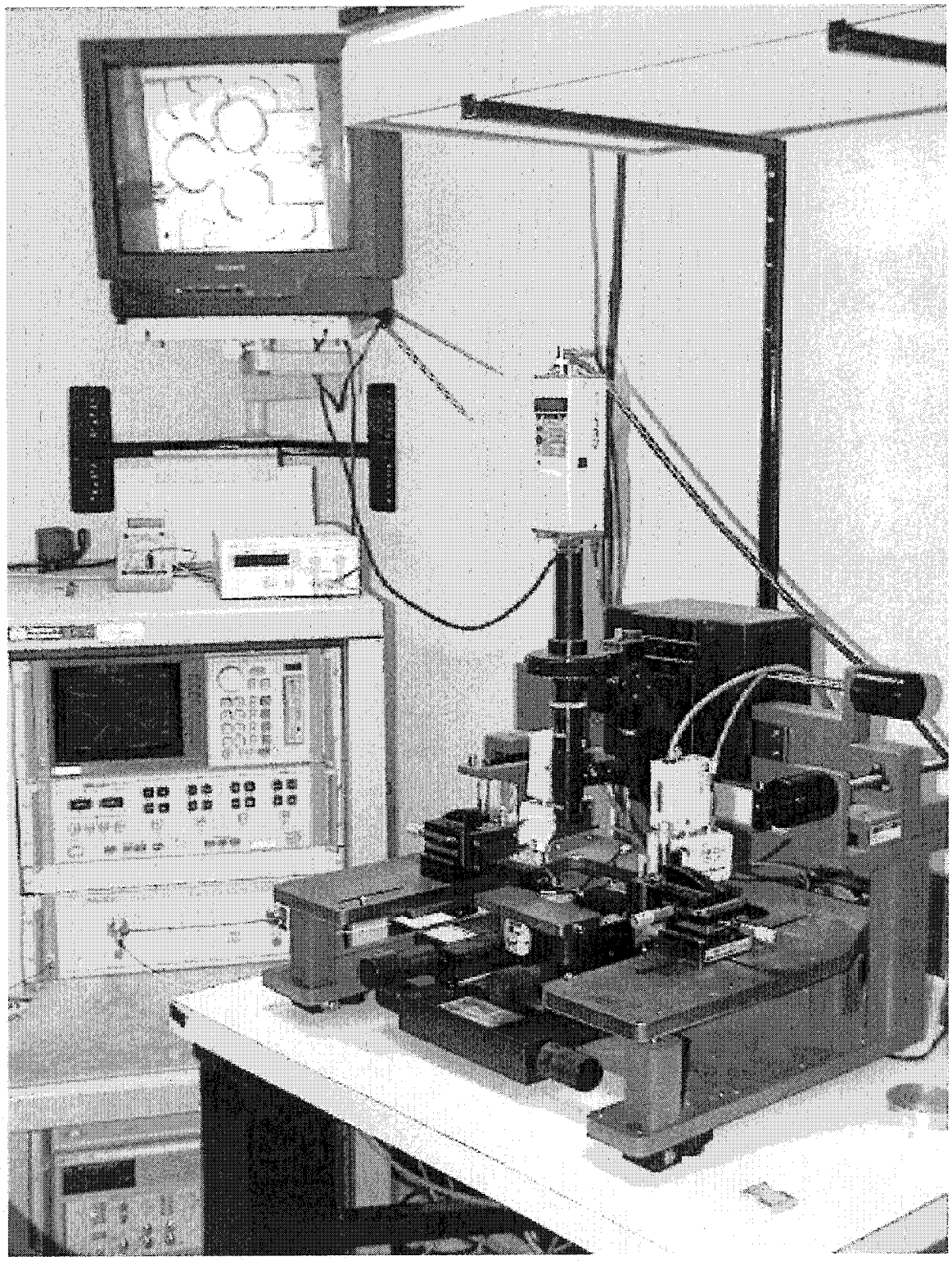


Figure 3.21. La photo du set-up de mesure

### 3.6. La jonction six-port comme discriminateur de phase

Pour obtenir les tensions DC à la sortie des détecteurs de puissance par rapport au déphasage entre les deux entrées, à l'aide du logiciel ADS, on a effectué une simulation de type équilibrage harmonique.

Le schéma de simulation est illustré à la figure 3.22.

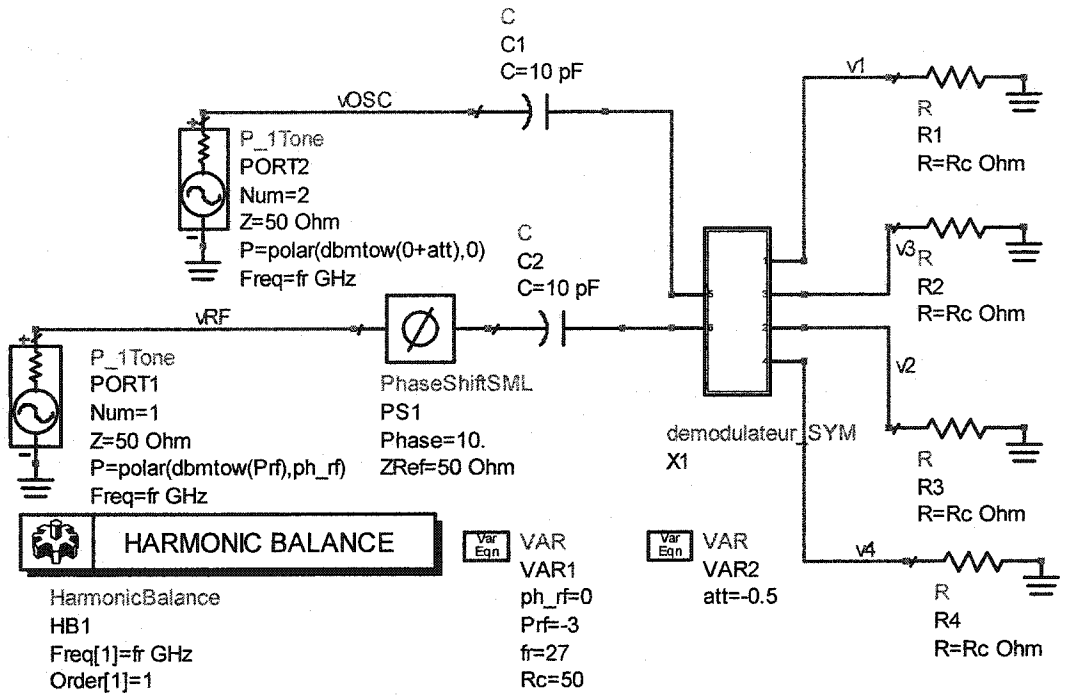



Figure 3.22. Le schéma de simulation de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection

À la figure 3.23 on présente les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF. On peut remarquer que pour un déphasage entre les entrées allant de 0° a 360°, chaque tension a une seule valeur maximale bien évidente. Ce déphasage pourra être mesuré en utilisant seulement les valeurs de ces tensions et un algorithme approprié. La jonction six-port modifiée peut être donc considérée un discriminateur de phase.

À la figure 3.22 on peut remarquer la présence d'un déphaseur de 10° et d'un atténuateur de 0,5 dB. Il s'agit d'un léger ajustement à faire pour obtenir le premier maximum de tension de sortie à exactement 0° de déphasage entre les deux signaux d'entrée. Les deux condensateurs de 10 pF sont des court-circuits à la fréquence de travail.

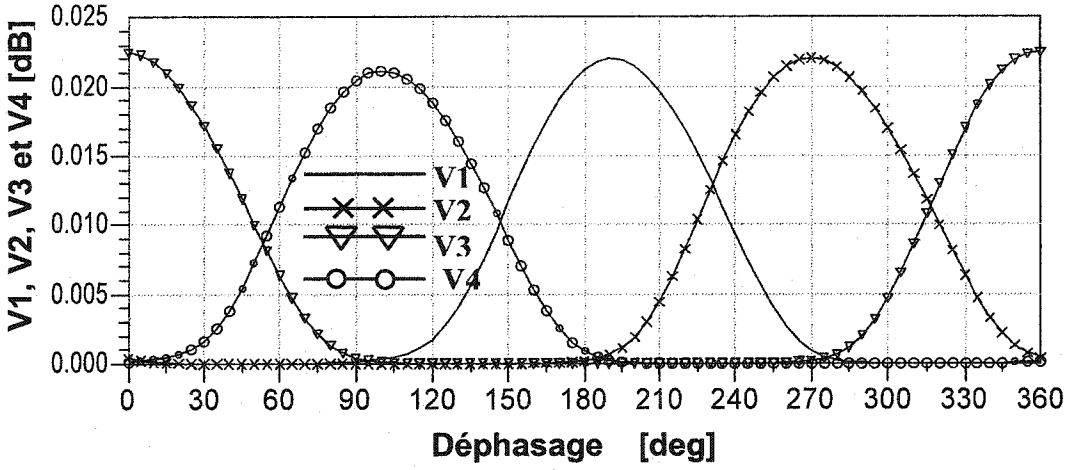



Figure 3.23. Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF

La relation (1.2.19.) peut être utilisée pour obtenir le vecteur $\Gamma$ dans le plan I/Q, à partir des tensions de sortie. En maintenant la même puissance à l'oscillateur local, plusieurs simulations ADS ont été effectuées, pour différentes valeurs de la puissance RF. Ces simulations démontrent que le six-port est capable de démoduler des signaux modulés en phase, dans une large plage de puissance du signal RF.

Les figures 3.24 jusqu'à 3.27 illustrent les tensions de sortie et le vecteur $\Gamma$ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas d'une puissance égale ou inégale aux entrées RF et LO.

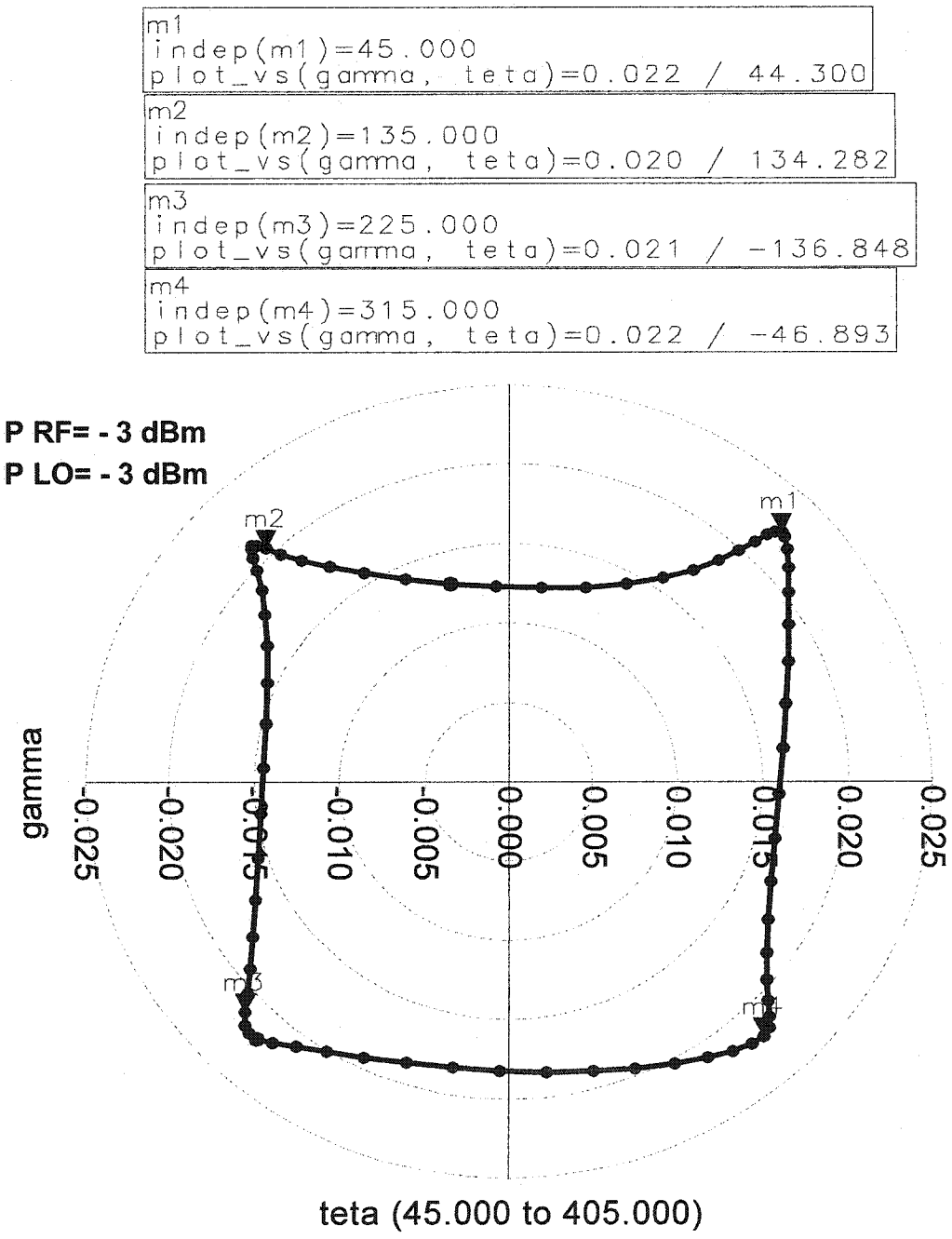



Figure 3.24. Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances égales aux entrées RF et LO

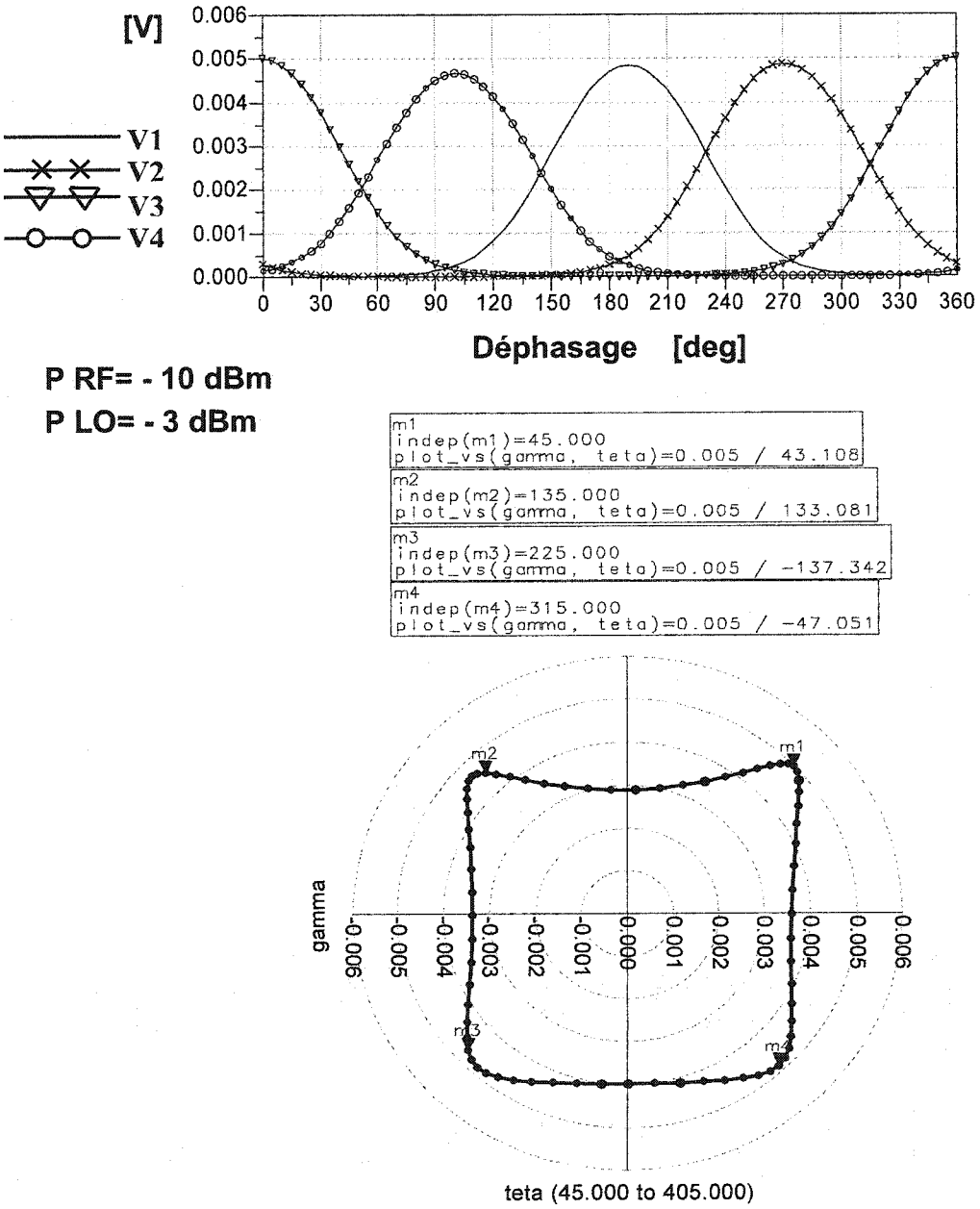



Figure 3.25. Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

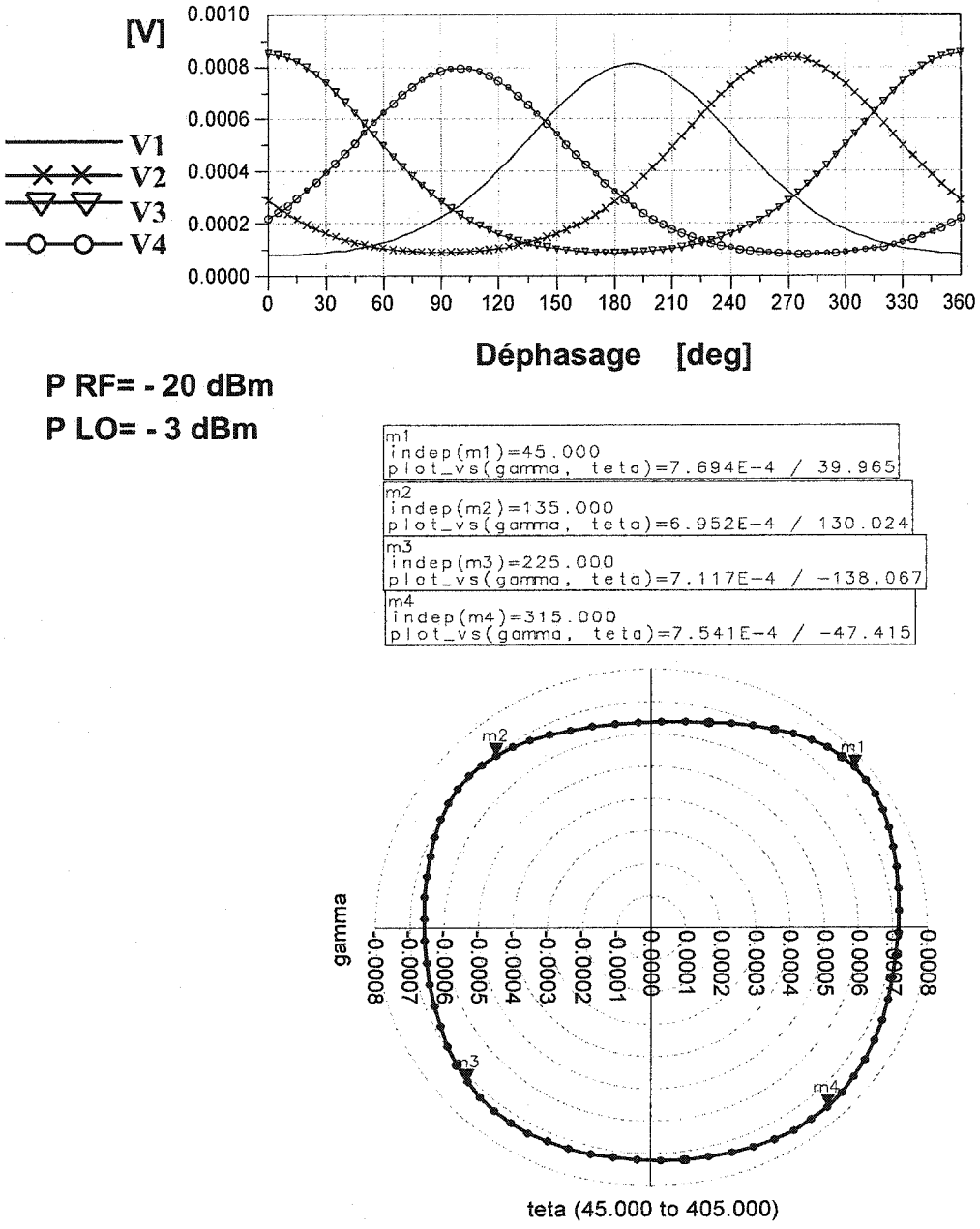



Figure 3.26. Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

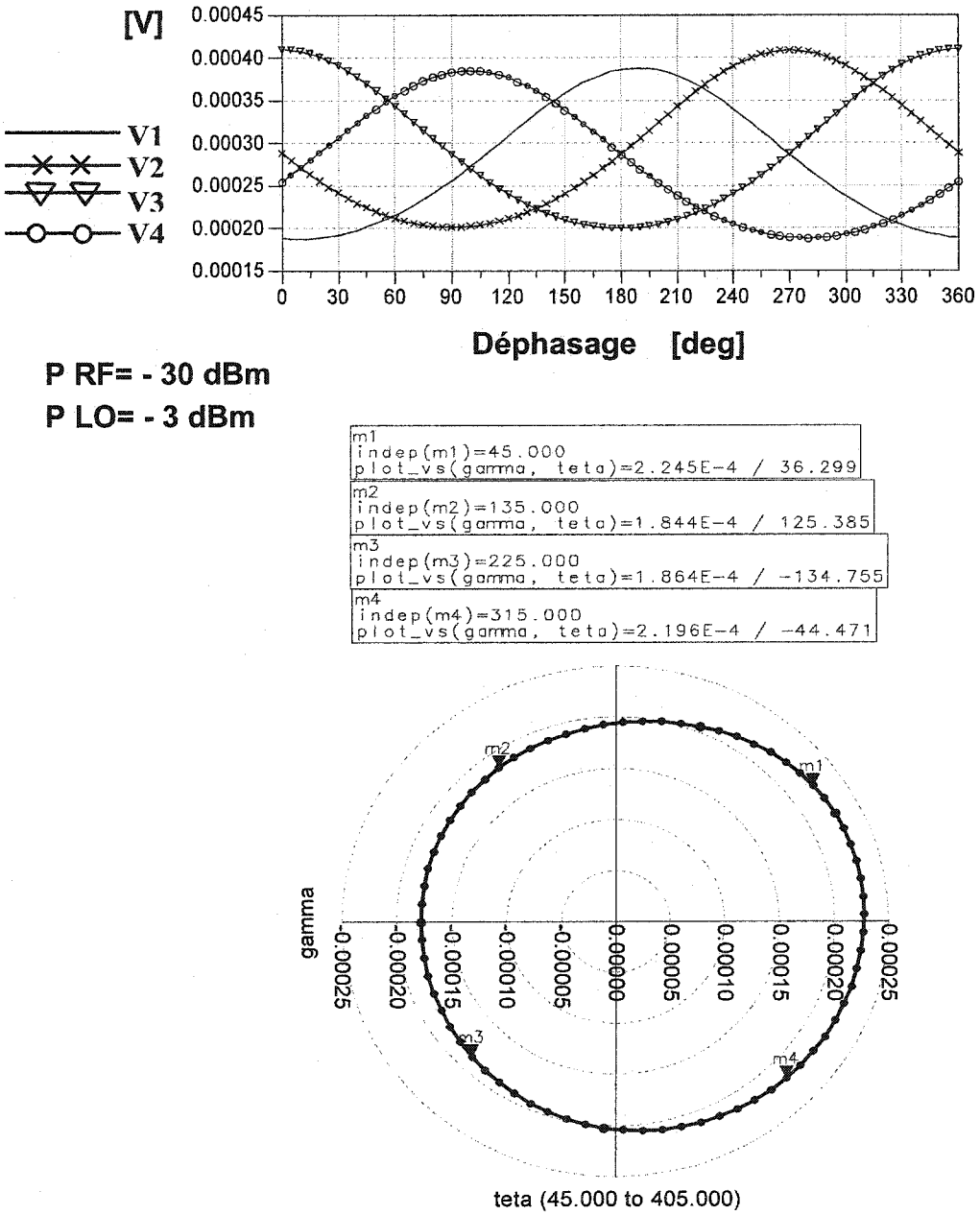



Figure 3.27. Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

Toutes ces simulations mettent en évidence l'importante plage dynamique de la jonction six-port MMIC. Les quatre points correspondant au signal QPSK démodulé sont toujours correctement placés dans les quadrants du plan complexe Γ, même dans le cas d'un offset DC qui augmente avec le déséquilibre entre les puissances d'entrée.

Le lieu géométrique du vecteur Γ, dans le plan complexe, n'est plus un cercle parce que dans le cas des puissances élevées la caractéristique du détecteur n'est plus quadratique. Mais, si on est situé dans la région pseudo-quadratique de la caractéristique de la diode (voir la figure 3.10) le lieu géométrique du vecteur Γ dans le plan complexe est presque un cercle, comme on peut remarquer aux figures 3.26 et 3.27. Ce fait a été démontré par voie analytique dans le premier chapitre de cette thèse.

La puissance de l'oscillateur local doit être donc assez élevée (-3 dB) et la puissance du signal d'entrée doit être maintenue dans une plage autour de -30 dB, entre 0 et -30 dBm.

Pour conclure ces résultats, à la figure suivante (3.28.), on présente sur le même graphique, les courbes qui représentent les lieux géométriques du vecteur Γ, correspondant aux trois valeurs de la puissance RF d'entrée de : -3 dBm, -10 dBm et respectivement de –20 dBm. La puissance de LO a été considère constante et égale à -3 dBm. L'étude a été faite à la fréquence centrale de 27 GHz.

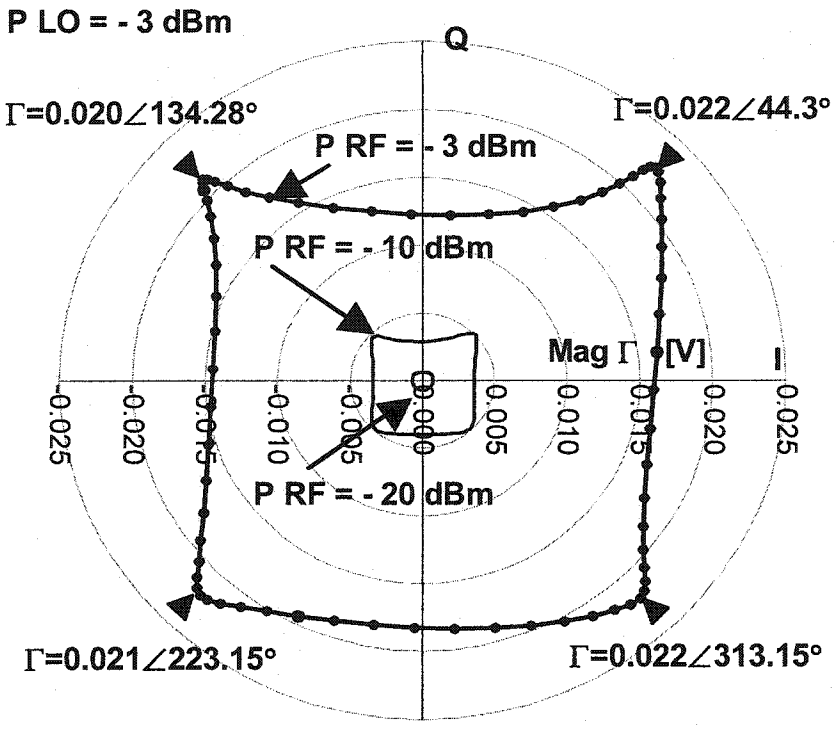



Figure 3.28. Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

Par similitude, on peut tracer maintenant les lieux géométriques du vecteur Γ (voir la figure 3.29.), mais, dans ce cas-ci, dans une bande de fréquence de 1 GHz. Toutefois, même dans ce cas, il sera possible de démoduler un signal QPSK.

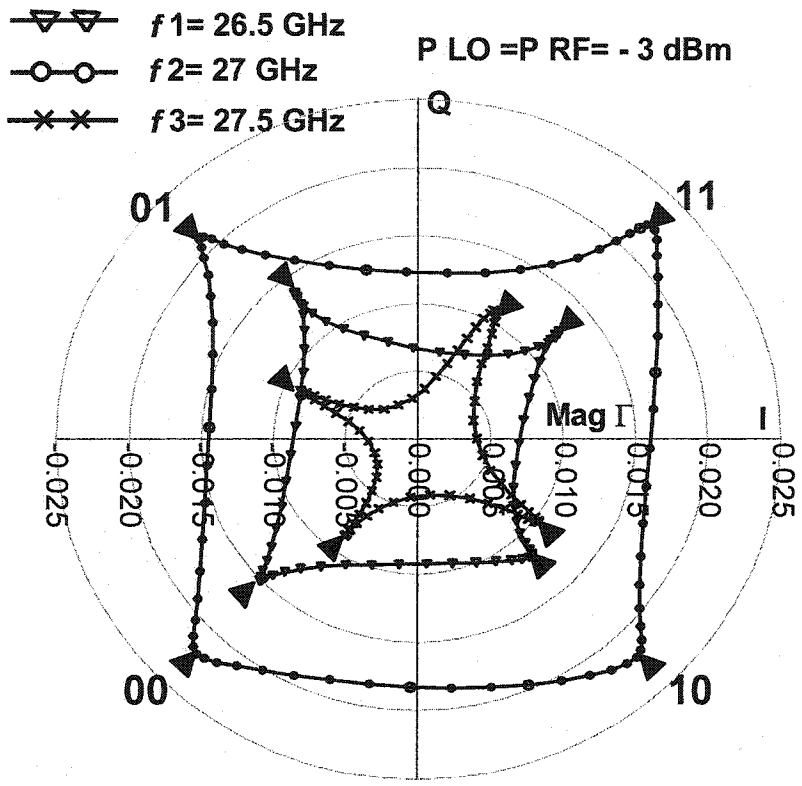



Figure 3.29. Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas de la variation de la fréquence du travail

### 3.7. Comparaison avec la version MHMIC

La réalisation de la nouvelle jonction six-port en technologie MMIC nous a permis de réduire ses dimensions de 23 x 23 mm (version MHMIC) à 4 x 4 mm.

La figure 3.30 présente une image comparative de la jonction six-port réalisée dans les deux technologies, qui met bien en évidence cette importante réduction de la taille.

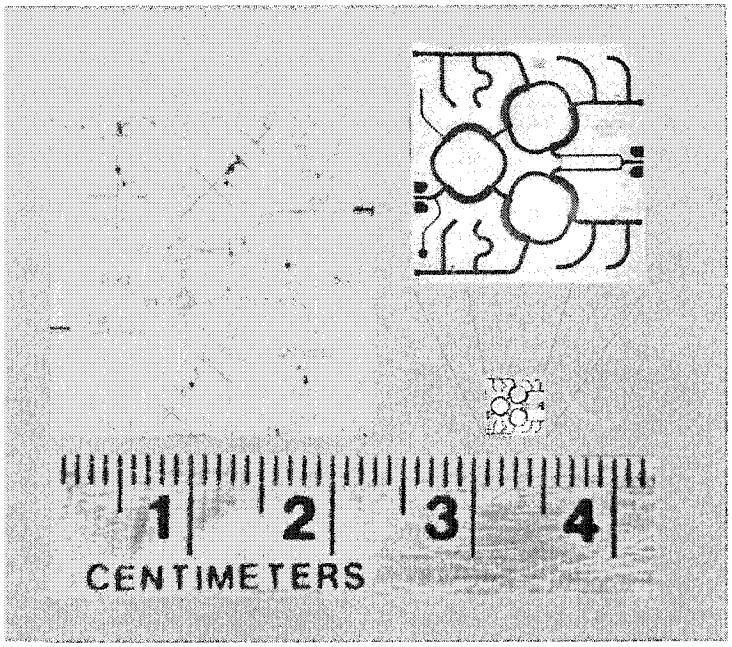



Figure 3.30. Comparaison entre les dimensions de la jonction MHMIC et MMIC

En ce qui concerne les paramètres S, les performances obtenues dans les deux cas sont comparables. Le seul désavantage évident de la technologie MMIC est la diminution de la sensibilité des détecteurs. Donc, pour obtenir de nouveau un maximum de l'ordre de 20 mV, on a besoin d'un niveau plus élevé de la puissance RF (- 3 dBm, tel que présente à la figure 3.21) par rapport à la version MHMIC (- 20 dBm, tel que présente à la figure 2.22). Ce fait va déterminer une diminution de la sensibilité du récepteur. Cet effet doit donc être compensé par une augmentation du gain de l'amplificateur de faible bruit (LNA), qui se trouve à l'entrée RF, ou par la polarisation DC des diodes Schottky.

# CHAPITRE IV

## LA JONCTION SIX – PORT MODIFIÉE EN TECHNOLOGIE MMIC - DEUXIÈME VERSION -

Dans le but de minimiser davantage les dimensions de la jonction six-port, fabriquée sur un substrat d'arséniure de gallium (GaAs), on a réalisée une deuxième version de celle-ci en utilisant des éléments discrets et distribués [31]. À l'aide d'un nouveau coupleur hybride de 90°, réalisé avec des lignes micro-ruban d'impédance caractéristique élevée, ainsi que des condensateurs en parallèle, on a réussi à réduire les dimensions d'une façon significative. Pour atteindre ce but, on a employé le même logiciel *ADS Momentum* de *Agilent Technologies*. La jonction six-port modifiée a été conçue de nouveau à la fréquence centrale de 27 GHz.

Tous les coupleurs de la jonction six-port ont été conçus à l'aide des lignes micro-ruban sur un substrat d'arséniure de gallium, ayant une hauteur $h$ de 100 μm et une permittivité relative $\varepsilon_r$ de 12,9. La longueur d'onde guidée $\lambda$ correspondante à la fréquence centrale, calculée à l'aide de l'application *Line Calc* du logiciel ADS, a une valeur de 3,875 mm.

Pour la fabrication, on a utilisé la même architecture de la jonction six-port. Le coupleur hybride de 90° a la même forme arrondie et le coupleur Wilkinson est conçu de la manière décrite dans le deuxième chapitre. Les dimensions du nouveau coupleur hybride ont été réduites d'une façon significative, en utilisant l'équivalence entre une ligne $\lambda/4$ et un circuit en Π composé par une ligne ayant une impédance caractéristique plus élevée que 50 Ω et de deux condensateurs en parallèle.

Les dimensions maximales d'un circuit réalisé sur ce substrat GaAs, imposées par la fonderie, sont d'environ 4 X 4 mm. En respectant cette contrainte, on a fait la conception de la jonction six-port modifiée et de ses quatre circuits de détection, en utilisant une diode Schottky intégrée. Le modèle SPICE pour la diode a été fourni par la compagnie *TriQuint Semiconductor*.

On a considéré, comme auparavant, que les ports 5 et 6 sont les ports d'entrée du signal de référence provenant de l'oscillateur local et, respectivement, du signal RF modulé QPSK, tandis que les ports de 1 à 4 représentent les ports de sortie de la jonction.

### 4.1. Le nouveau coupleur hybride 90°

Le coupleur hybride de 90°, présenté dans le troisième chapitre, est composé par des lignes de transmission de $\lambda/4$, ayant une impédance caractéristique de 50 Ω et, respectivement, de $50/\sqrt{2}\ \Omega$.

La ligne de 50 Ω réalisée sur un substrat de GaAs a une largeur de 70 μm, tandis que la ligne de $50/\sqrt{2}\ \Omega$ a une largeur de 143 μm. Dans le but de réduire les dimensions du coupleur, on a conçu un circuit équivalent en Π pour chaque ligne de $\lambda/4$.

À la figure 4.1 on a présenté le circuit équivalent en Π d'une ligne micro-ruban d'un quart de longueur d'onde. La matrice [A B C D] a été utilisée pour obtenir la longueur électrique θ et l'impédance caractéristique $Z_C$ de la ligne mince.

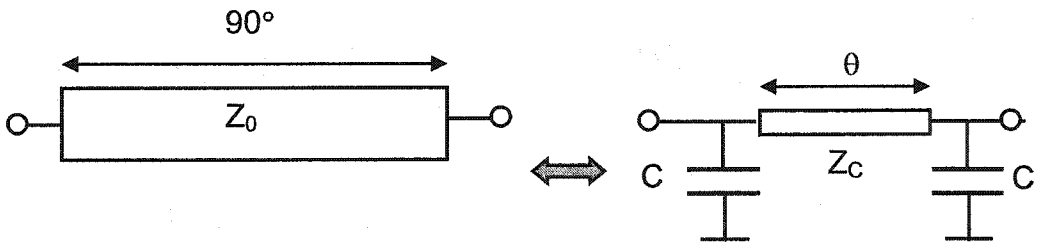



Figure 4.1. Le circuit équivalent de la ligne d'un quart de longueur d'onde

La matrice [A B C D] d'une ligne de transmission d'un quart de longueur d'onde est donnée par la relation :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ jY_0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.1.1}$$

Pour le circuit équivalent en Π on va obtenir:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_C \sin\theta \\ jY_C \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \tag{4.1.2}$$

$$\text{d'où : } \begin{cases} A = D = \cos\theta - \omega C Z_C \sin\theta \\ B = jZ_C \sin\theta \\ C = j\left(2\omega C \cos\theta + Y_C \sin\theta - \omega^2 C^2 Z_C \sin\theta\right) \end{cases} \tag{4.1.3}$$

À partir des relations précédentes, on peut exprimer θ et $Z_C$ en fonction de l'impédance $Z_0$ et de la capacité C:

$$\begin{cases} \theta = \arccos\left(\omega C Z_0\right) \\ Z_C = Z_0 / \sin\theta \end{cases} \tag{4.1.4}$$

La technologie PHEMT sur le substrat GaAs de 100 μm nous permet la réalisation d'une capacité minimale de 200 fF, avec une précision de 5%. On peut donc choisir une capacité d'une valeur de 100 fF, en tenant compte du fait qu'on aura toujours au moins deux capacités en parallèle pour deux lignes d'un quart de longueur d'onde, connectées ensemble. En utilisant les équations 4.1.4, à la fréquence centrale de 27 GHz si $Z_0 = 50\ \Omega$, on obtient $\theta = 32°$ et $Z_C = 94\ \Omega$. La largeur de la ligne de 94 Ω est alors de 7 μm, ce qui représente la limite physique de la réalisation d'une ligne micro-ruban dans cette technologie. Dans le but d'obtenir un $Z_C$ moins élevé, on peut travailler aussi avec une impédance $Z_0$ plus faible ($Z_0 = 35\ \Omega$), donc une ligne plus large. Dans ce cas, on a maintenu la valeur de la capacité à 100 fF et on a opté pour une ligne de largeur de 25 μm. Cette ligne a une impédance caractéristique $Z_C = 66\ \Omega$ (voir la relation 4.1.4).

Les figures 4.2 et 4.3 illustrent les résultats de simulation de la magnitude de $S_{11}$ et de la phase de $S_{21}$ des deux circuits, ce qui démontrent l'équivalence la ligne de *λ/4* et le circuit en Π, à la fréquence centrale, qui nous permet d'obtenir une excellente approximation dans une bande de fréquence d'environ 6 GHz autour de cette fréquence.

Cette équivalence a conduit à importante réduction de la surface totale du circuit. L'usagé de ce circuit équivalent permet donc de réaliser un coupleur hybride ayant une dimension diminuée par rapport à la première version MMIC.

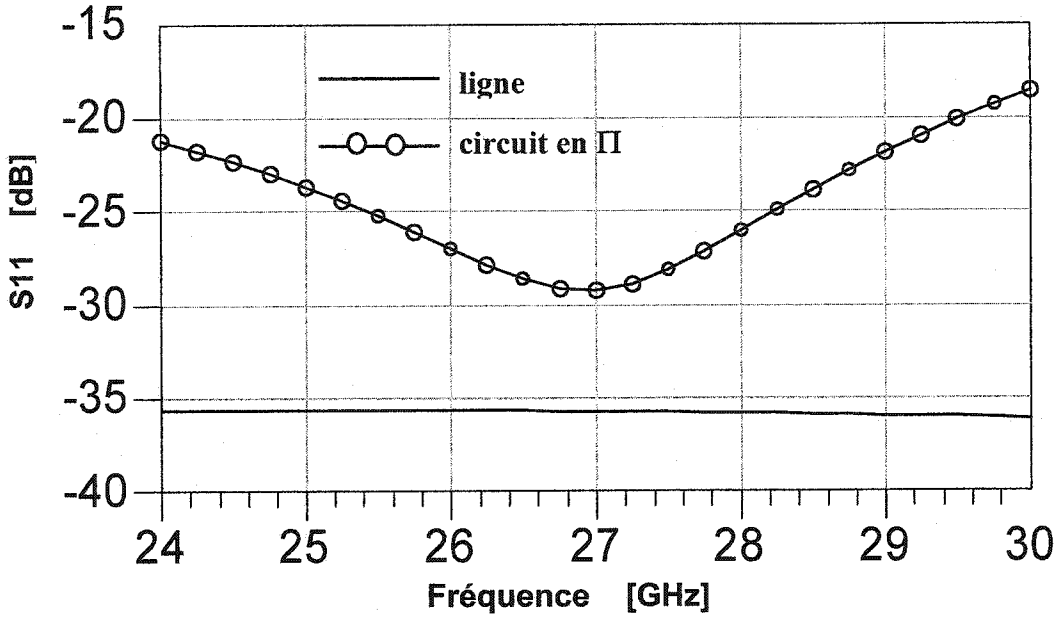



Figure 4.2. Comparaison de la magnitude de $S_{11}$ des les deux circuits

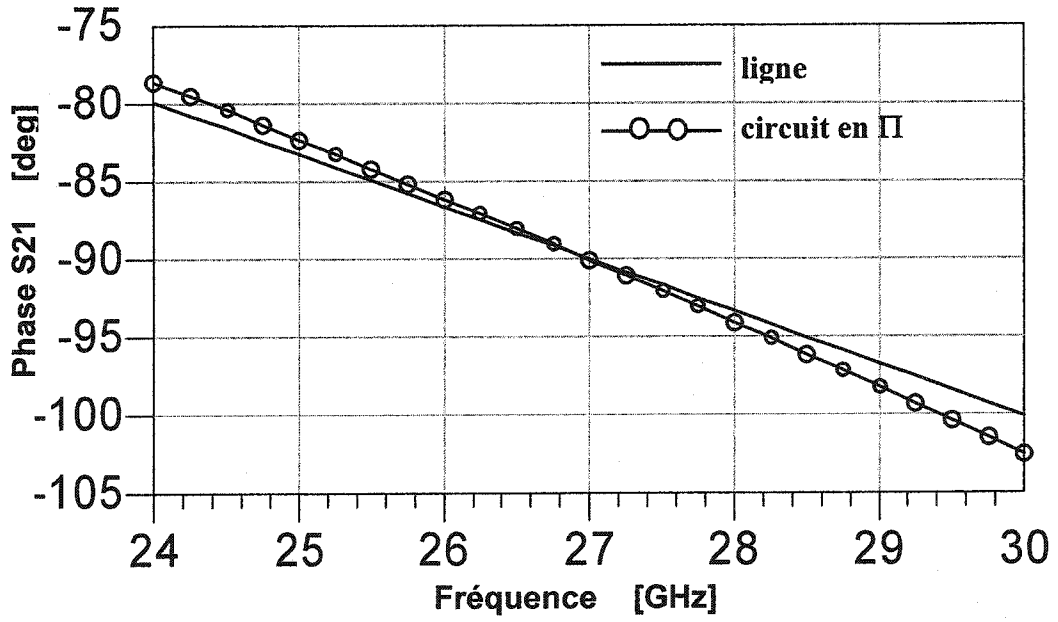



Figure 4.3. Comparaison de la phase de $S_{21}$ des les deux circuits

Les paramètres S du coupleur hybride arrondi, utilisé dans la première version MMIC de la jonction sont excellents. Mais le diamètre du coupleur, qui est d'environ 1300 μm, est trop grande pour un circuit MMIC faible coût (la surface du coupleur étant 1,32 $mm^2$).

Une autre possibilité sera de concevoir un coupleur en utilisant seulement des éléments discrets, mais, malheureusement, à cette fréquence, les erreurs du processus technologique conduisent à des variations trop grandes et incontrôlables des performances du coupleur.

En conséquence, on a préféré une solution mixte, qui va être décrite par la suite dans ce chapitre.

Pour obtenir des résultats de simulation optimale, on a besoin d'un modèle de la capacité MMIC et d'une simulation Momentum pour le reste du circuit.

Le modèle illustré à la figure 4.4 a été développé à partir des mesures effectuées sur des capacités fabriquées chez *TriQuint Semiconductor*. Celui-ci est composé par des éléments discrets qui modélisent les éléments parasites et le « *via-hole* », de même que par deux lignes de transmission TL1 et TL2, utilisées pour réaliser la connexion de la capacité avec le circuit micro-ruban.

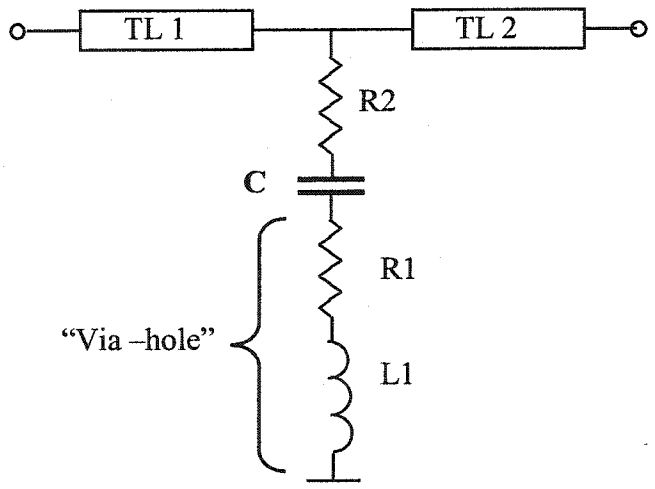



Figure 4.4. Le modèle de la capacité parallèle

Pour valider le modèle, on a fait une comparaison entre les résultats de simulation du modèle et la moyenne obtenue à la suite de 100 mesures, dans le cas d'une capacité de 500 fF. Les résultats sont présentés à la figure 4.5, pour une valeur de l'impédance caractéristique $Z_0 = 50\ \Omega$.

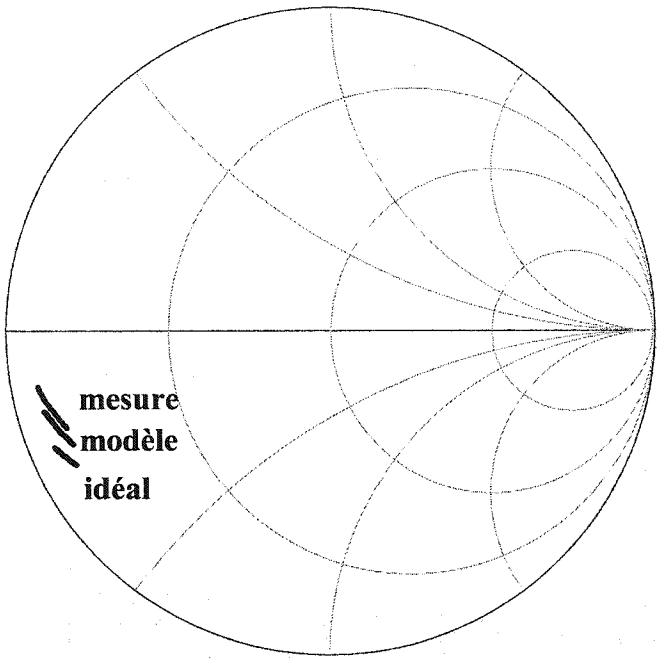



Figure 4.5. Le paramètre $S_{11}$ pour le modèle de la capacité parallèle

Dans la bande de fréquence de 24 jusqu'à 30 GHz, le modèle donne des résultats très proches des celles de mesure. On peut alors espérer d'obtenir une bonne approche entre les simulations et les mesures du nouveau coupleur hybride.

Malheureusement, on n'a pas eu la possibilité de fabriquer, et donc, de mesurer le coupleur seul, à cause du coût élevé du processus de fabrication. Quand même, les résultats de mesure de ce deuxième circuit MMIC sont excellents, ce qui confirment les qualités du nouveau coupleur hybride.

À partir du paramètre $S_{11}$, on peut déduire la valeur de la capacité par rapport à la fréquence, en utilisant la relation suivante:

$$G + j\omega C = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \frac{1}{Z_0} \tag{4.1.5}$$

Par la suite, la valeur de la capacité sera obtenue à partir de la partie imaginaire de l'expression précédente :

$$C = \frac{1}{\omega} imag\left( \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \frac{1}{Z_0} \right) \tag{4.1.6}$$

Dans le cas d'une capacité MMIC de 500 fF, les résultats comparatifs de simulation, en utilisant le modèle de la capacité, et de mesure, sont présentés à la figure 4.6. On peut remarquer que les courbes de mesure et du modèle sont à peu prés superposées. Donc ce modèle de la capacité MMIC peut être utilisé avec succès dans les simulations ADS.

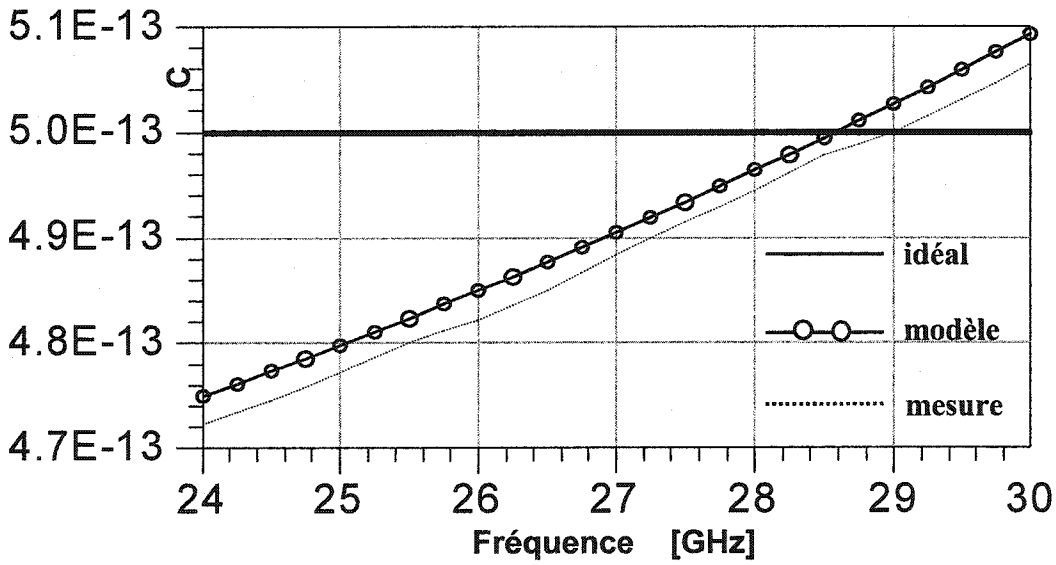



Figure 4.6. La valeur de la capacité par rapport à la fréquence

Le nouveau coupleur hybride a été simulé avec le logiciel Momentum, en utilisant le modèle en Π de la ligne d'un quart de longueur d'onde. Une capacité d'environ 200 fF a été connectée à chaque port du coupleur. La surface du nouveau coupleur est de 0,33 $mm^2$, ce qui représente seulement 25% de la surface occupée par le coupleur réalisé dans la première version MMIC de la jonction six-port.

Le lay-out du coupleur est donné à la figure 4.7.

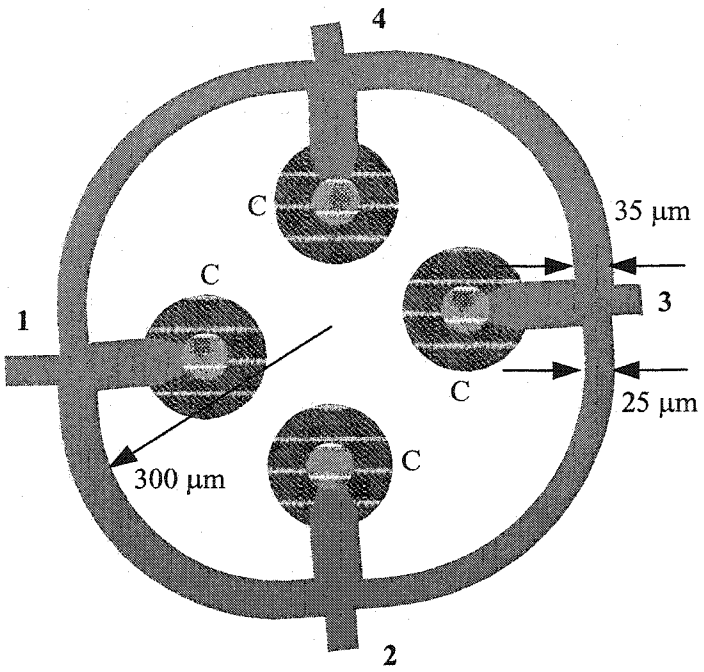



Figure 4.7. Le lay-out du nouveau coupleur hybride

À la figure 4.8 sont présentées les adaptations aux ports et l'isolation entre les ports du nouveau coupleur hybride. Les résultats obtenus ont été excellents à la fréquence centrale, et dans une bande de 2 GHz autour de celle-ci.

Les magnitudes des paramètres S de transmission sont assez proches de la valeur théorique de –3 dB et le partage du signal est bien équilibré à la fréquence centrale, comme on peut remarquer dans la figure 4.9.

Les résultats présentés à la figure 4.10, concernant les phases des paramètres de transmission, montrent qu'il s'agit effectivement d'un coupleur de 90°, ayant la fréquence centrale de 27 GHz. Les valeurs des paramètres S sont comparables avec celles du coupleur arrondi, réalisé pour la première version MMIC. Grâce a ce nouveau coupleur, on a obtenu une importante réduction de la surface totale. Ce fait permet un bon compromis surface/coût dans la réalisation d'une jonction six-port MMIC.

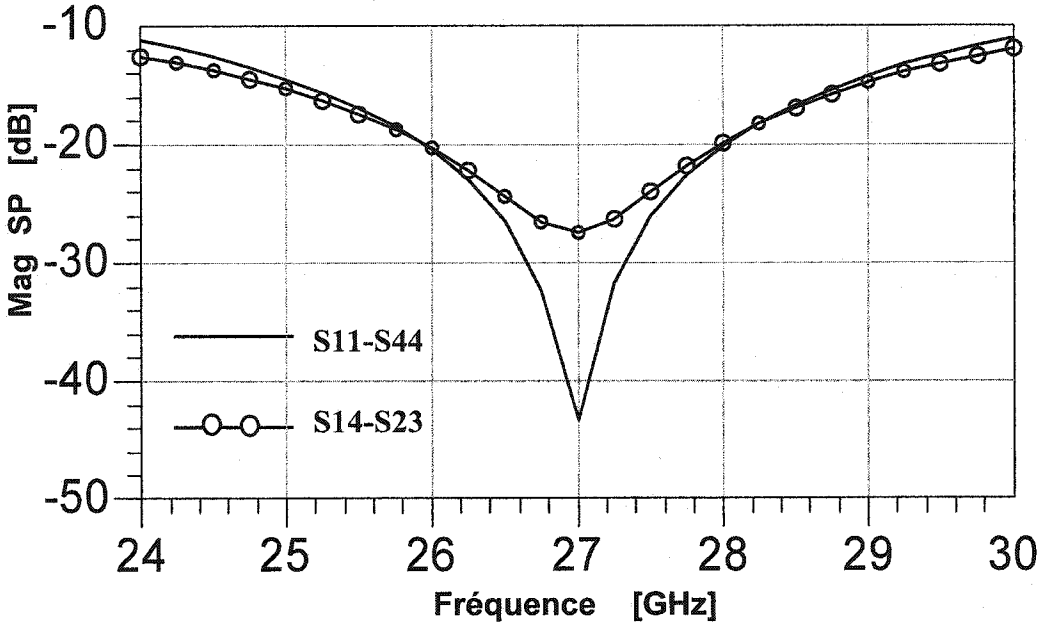



Figure 4.8. L'adaptation et l'isolation aux ports par rapport à la fréquence

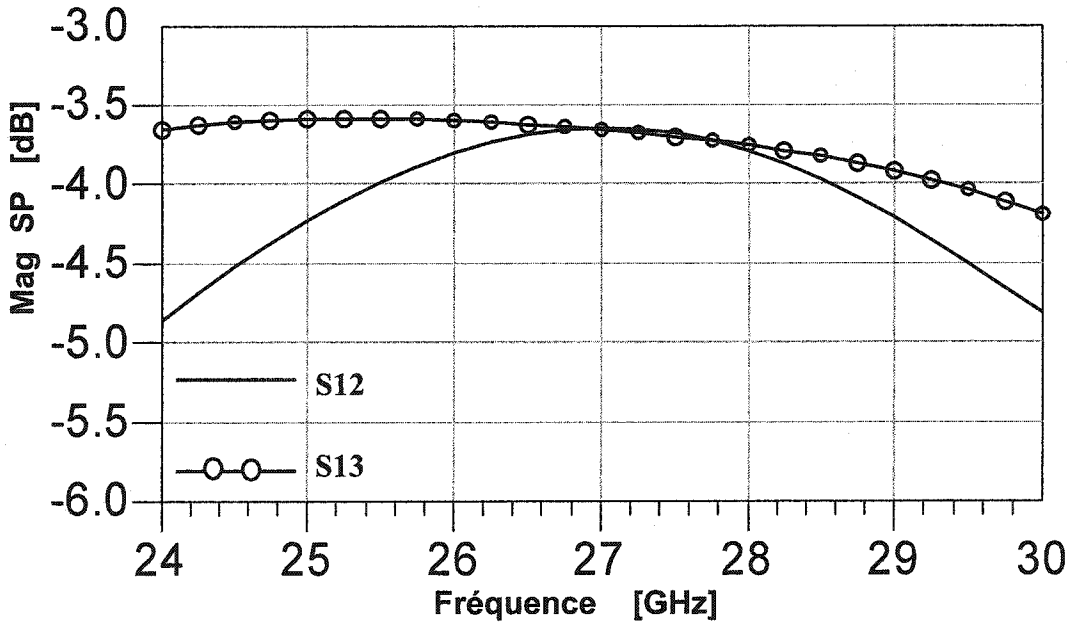



Figure 4.9. Les paramètres S de transmission, par rapport à la fréquence

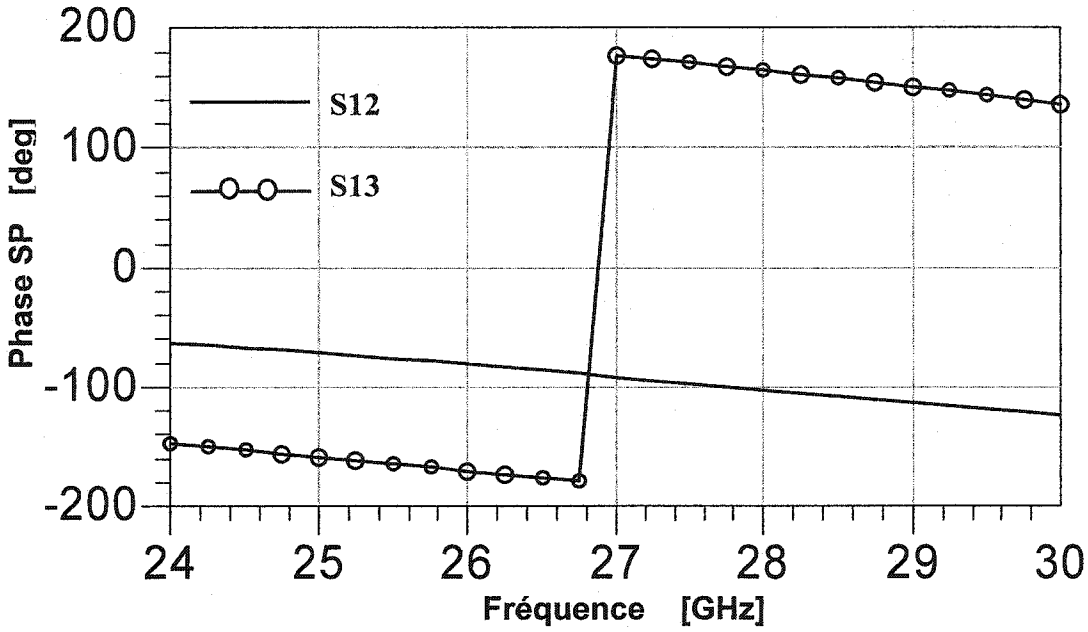



Figure 4.10. Les phases des paramètres S de transmission, par rapport à la fréquence

### 4.2. Le lay-out de la jonction six-port

La figure 4.11 illustre la photographie de la deuxième version de la jonction six-port modifiée, réalisée en technologie MMIC. Les dimensions du circuit sont de 2 X 3 mm. Les entrées LO et RF sont coplanaires pour faciliter les mesures.

Les coupleurs 90° ont été présentés dans le paragraphe 4.1. L'impédance de normalisation à l'intérieur de la jonction est égale à 35 Ω et, aux entrées RF et LO, on a utilisé des transitions vers 50 Ω. De l'autre côté, le coupleur Wilkinson a été spécialement conçu pour être adapté à l'entrée de 50 Ω et aux ports de sortie de 35 Ω. La valeur de la résistance déposée entre les bras de sortie est donc de 70 Ω.

Les quatre circuits de détection sont connectés aux coupleurs hybrides, en utilisant des lignes de transmission d'une largeur de 25 μm. La boucle DC est fermée à l'aide du *via-hole* et de la ligne d'un quart de longueur d'onde, connectée à l'entrée RF. Le circuit de détection est réalisé en utilisant une diode Schottky, intégrée sur le même substrat. La conception a été faite pour la fréquence centrale de 27 GHz et pour une largeur de bande

d'environ 1 GHz, mesurée à –10 dB. Les circuits d'adaptation ont été conçus avec des lignes de transmission en série et des capacités en parallèle.

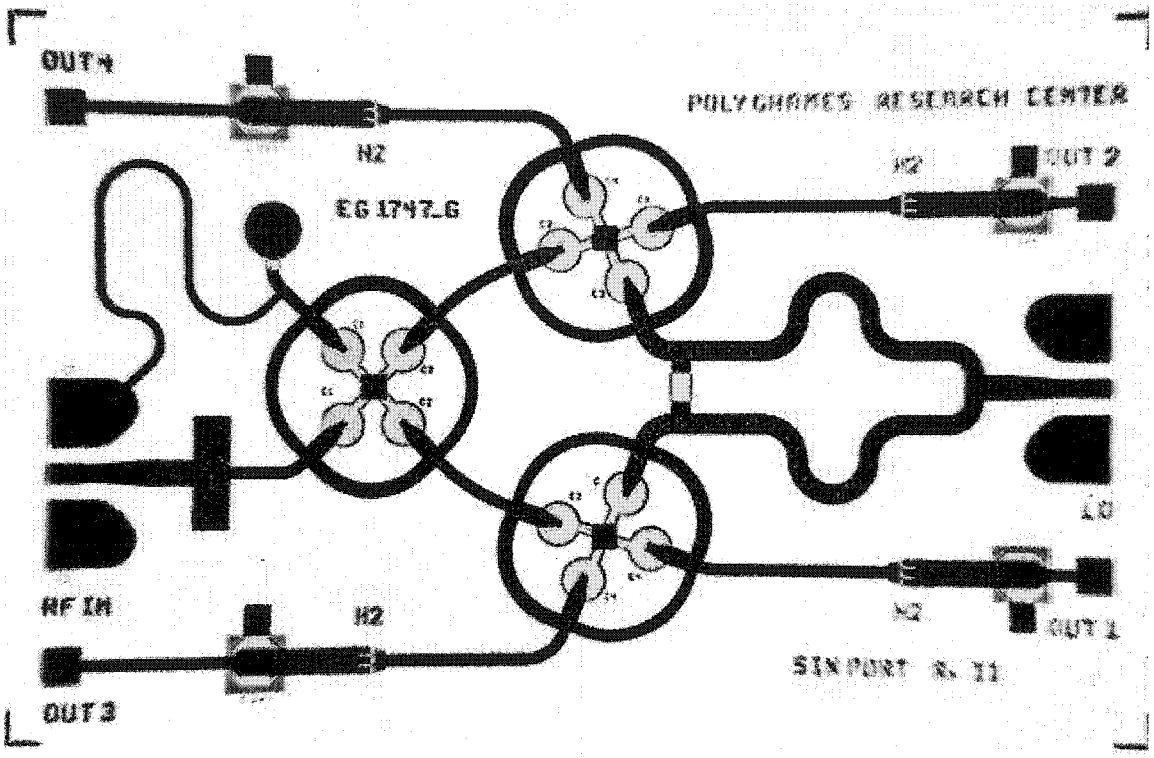



Figure 4.11. La photo de la deuxième version MMIC de la jonction six-port

### 4.3. Les simulations SP de la deuxième version de la jonction six-port modifiée par rapport à la fréquence

La jonction six-port modifiée a été conçue pour fonctionner à une fréquence centrale de 27 GHz. À l'aide des simulations des paramètres S par rapport à la fréquence, on peut étudier les caractéristiques de la jonction dans une bande de fréquence de 6 GHz (de 24 à 30 GHz).

Malheureusement, à cause du prix de fabrication extrêmement élevé, on n'a pas été en mesure de fabriquer, et donc, de mesurer la jonction six-port sans les détecteurs de

puissance. En conséquence, tous les résultats de mesure qui seront présentés ensuite, sont rapportés au circuit au complet, contenant la jonction six-port et les quatre détecteurs de puissance.

À la figure 4.12 on a présenté les valeurs des adaptations des deux ports d'entrée ($S_{55}$, $S_{66}$) et l'isolation entre ces ports ($S_{56}$), par rapport à la fréquence. Les adaptations aux ports d'entrée RF et LO, autour de la fréquence centrale, sont excellentes. On remarque aussi que l'isolation entre les deux ports d'entrée de la jonction six-port est très bonne, ayant une valeur égale à -32 dB à la fréquence centrale. De plus, pour une bande de fréquence de 4 GHz autour de celle-ci, la valeur de l'isolation est inférieure à -20 dB.

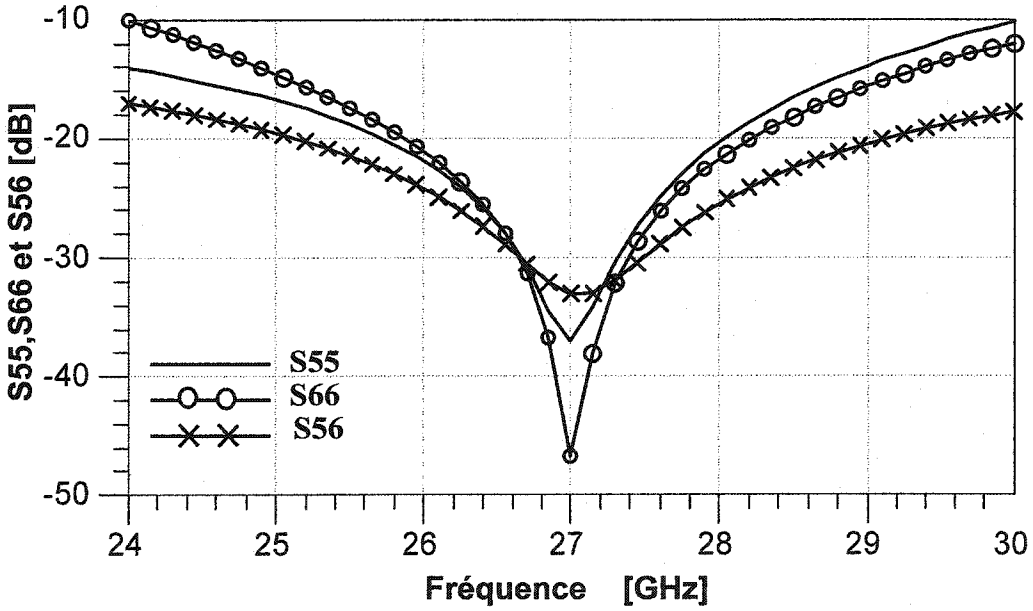



Figure 4.12. Les adaptations et l'isolation des ports d'entrée de la jonction six-port

À la figure 4.13 on a présenté les valeurs des adaptations des ports de sortie par rapport à la fréquence. On remarque qu'à la fréquence centrale, tous les ports de sortie de la jonction six-port sont très bien adaptés. À cette fréquence, la valeur de l'adaptation à chaque port est inférieure à –30 dB.

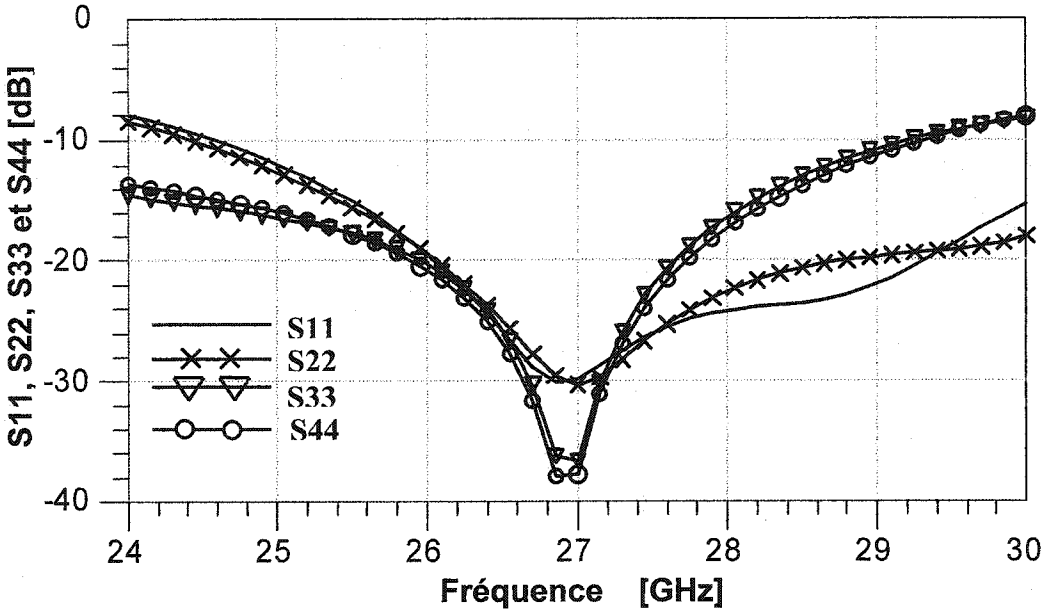



Figure 4.13. Les adaptations des ports de sortie de la jonction six-port

Les figures 4.14 et 4.15 présentent les isolations entre les ports de sortie ($S_{12}$, $S_{13}$, $S_{14}$ et, respectivement, $S_{23}$, $S_{24}$, $S_{34}$) par rapport à la fréquence. On remarque qu'autour de la fréquence centrale, les valeurs des isolations entre les quatre ports de sortie sont très bonnes, étant égales ou inférieures à –25 dB. De même, on peut considérer que ces valeurs sont acceptables dans une bande de fréquence de 2 GHz.

Les figures 4.16 jusqu'à 4.19 illustrent la magnitude et la phase des paramètres S de transmission entre les ports d'entrée et les quatre ports de sortie, par rapport à la fréquence. On remarque qu'à la fréquence centrale, les paramètres S de transmission entre les ports d'entrée et les quatre ports de sortie sont identiques, ayant une valeur autour de –7 dB et que, dans presque toute la bande de fréquence, de 25 à 29 GHz, ils gardent une valeur acceptable. En conclusion, la division du signal d'entrée provenant de l'oscillateur, vers les ports de sortie, est presque parfaite à 27 GHz. De même, la valeur des paramètres S de transmission est assez proche de la valeur théorique de –6 dB. La différence de phase entre ces paramètres est excellente elle-aussi (multiples de 90°), dans toute la bande de fréquence.

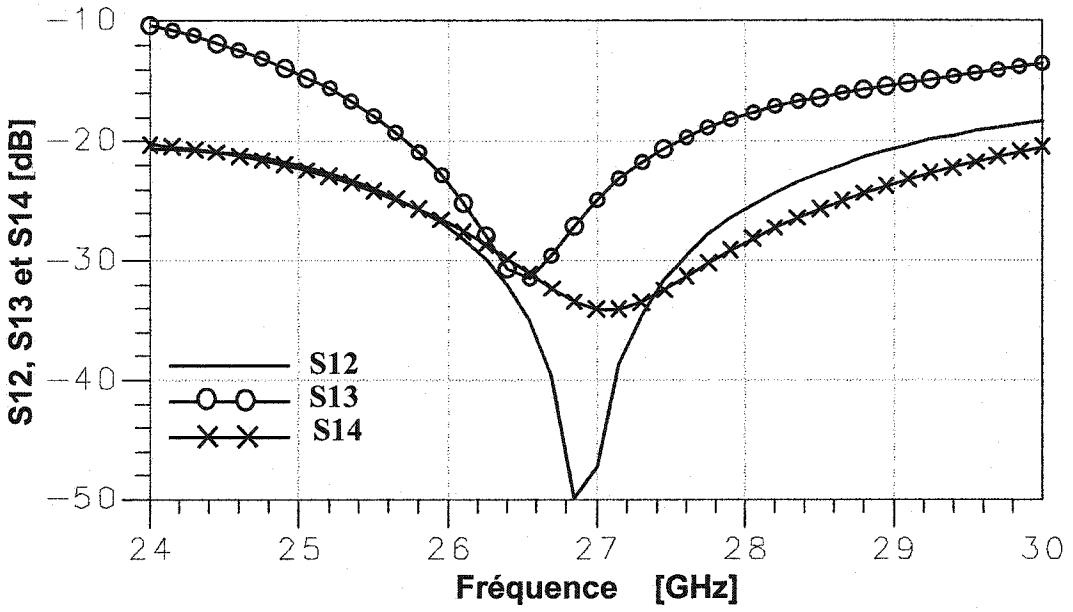



Figure 4.14. Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port

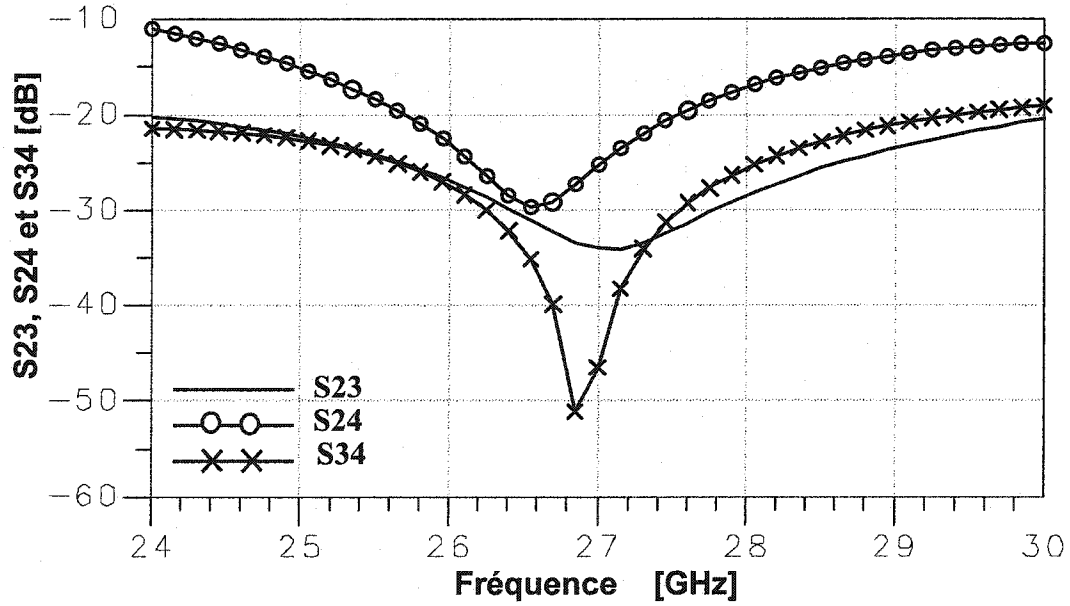



Figure 4.15. Les isolations entre les ports de sortie de la jonction six-port

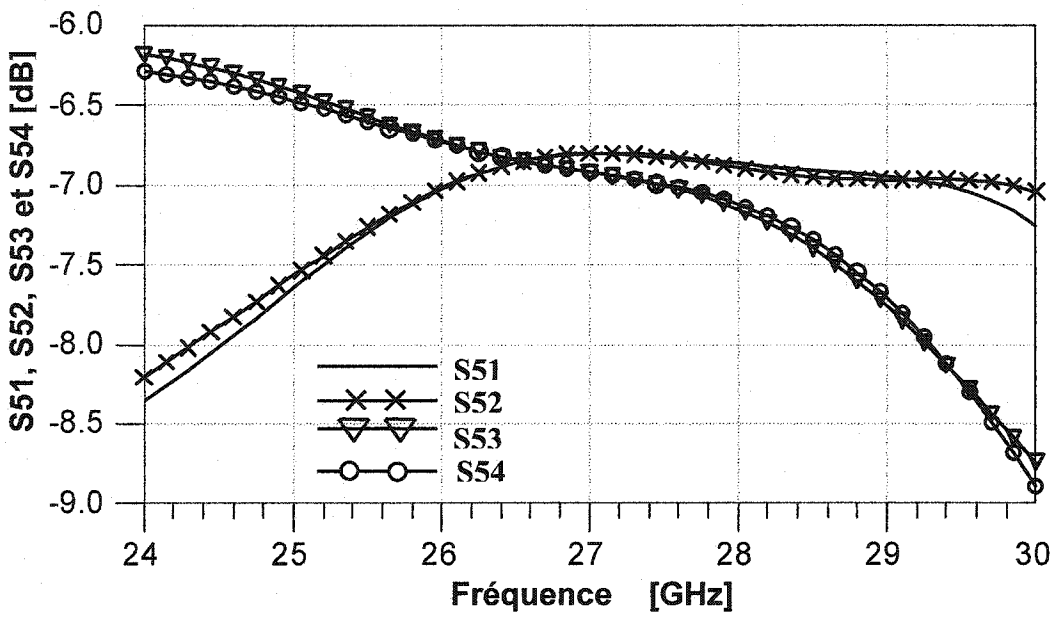



Figure 4.16. Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de LO et les ports de sortie

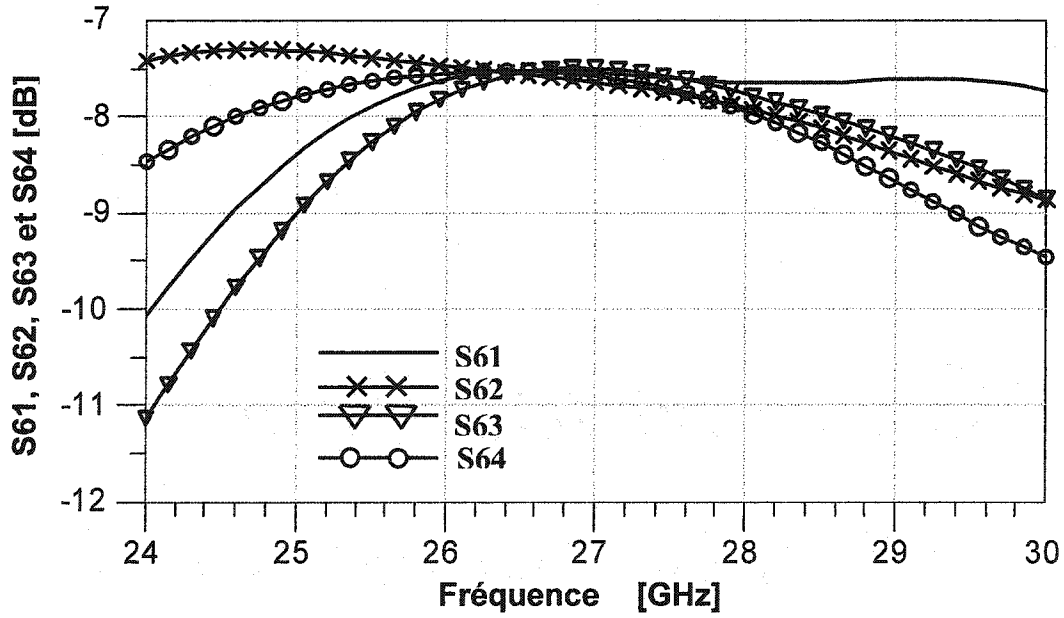



Figure 4.17. Les paramètres de transmission entre le port d'entrée de RF et les ports de sortie

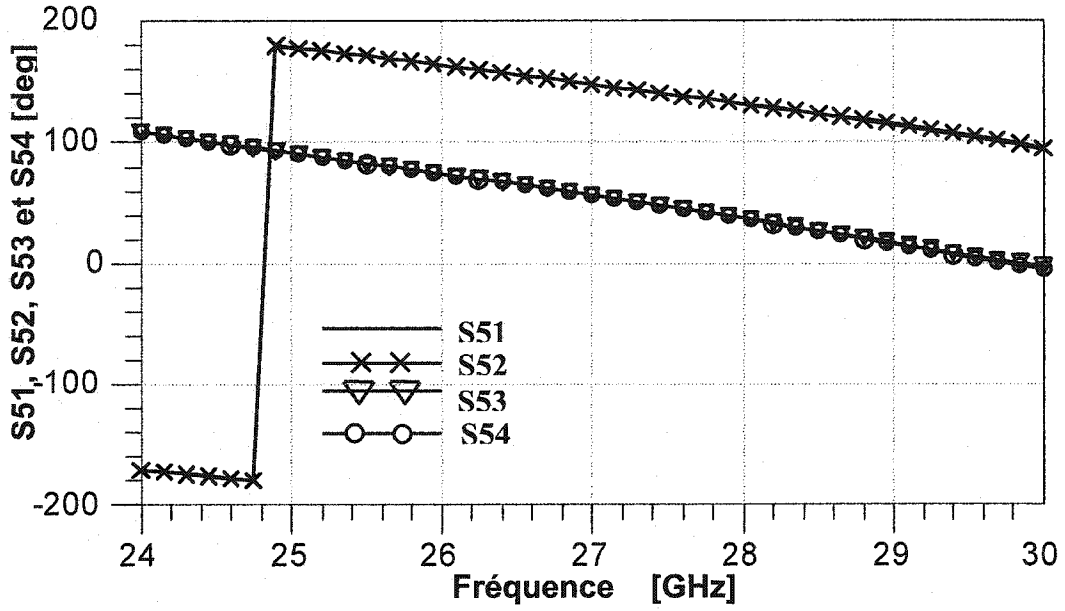



Figure 4.18. Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée LO et les ports de sortie

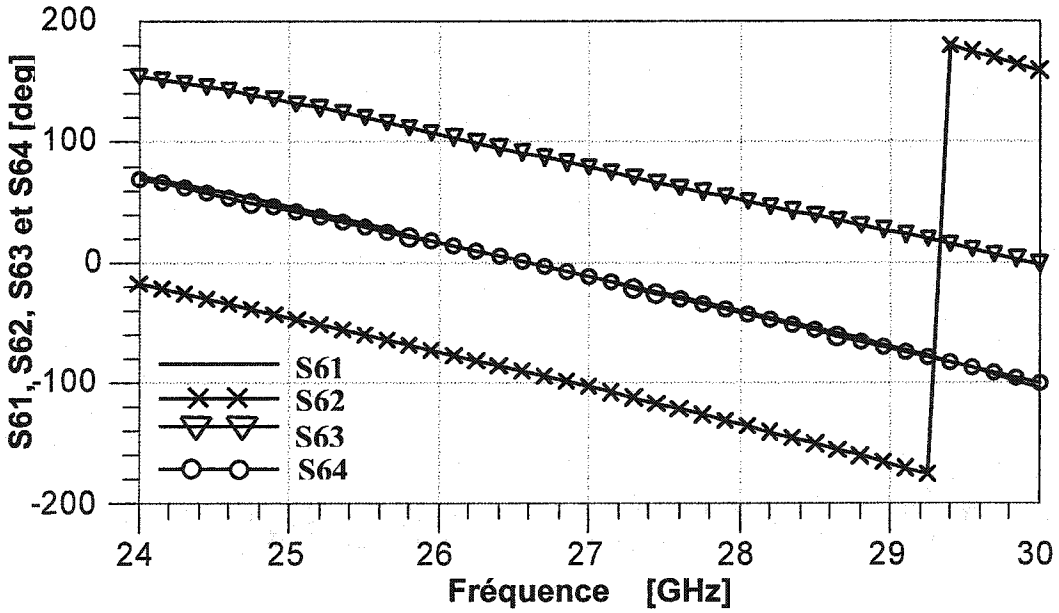



Figure 4.19. Les phases des paramètres de transmission entre le port d'entrée RF et les ports de sortie

### 4.4. Simulations et mesures pour la jonction six-port avec les circuits de détection

La figure 4.20 présente les résultats de simulation des paramètres S du circuit au complet par rapport à la fréquence.

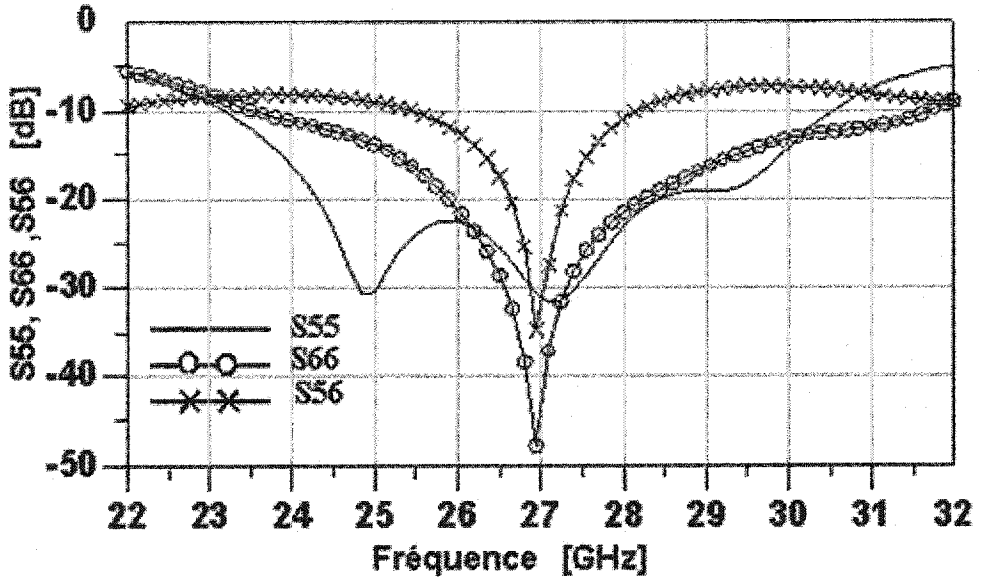



Figure 4.20. Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (simulations)

La figure 4.21 illustre la photographie du set-up de mesure. Pour effectuer les mesures on a utilisé un analyseur de réseaux de type HP 8510 et des probes coplanaires de 50 Ω.

À la figure 4.22 sont présentés les résultats de mesure des paramètres S pour le circuit au complet, visualisés par une photographie de l'écran de l'analyseur de réseaux. Les mesures ont été effectuées dans l'intervalle de fréquence allant de 22 à 32 GHz. On doit mentionner que sur l'échelle verticale on a 5 dB / division. On peut remarquer que les courbes de simulation et de mesure ont la même allure, mais, dans le cas des mesures, les minimums ne sont pas assez prononcés que dans le cas des simulations. La fréquence centrale est légèrement décalée, étant de 27,75 GHz.

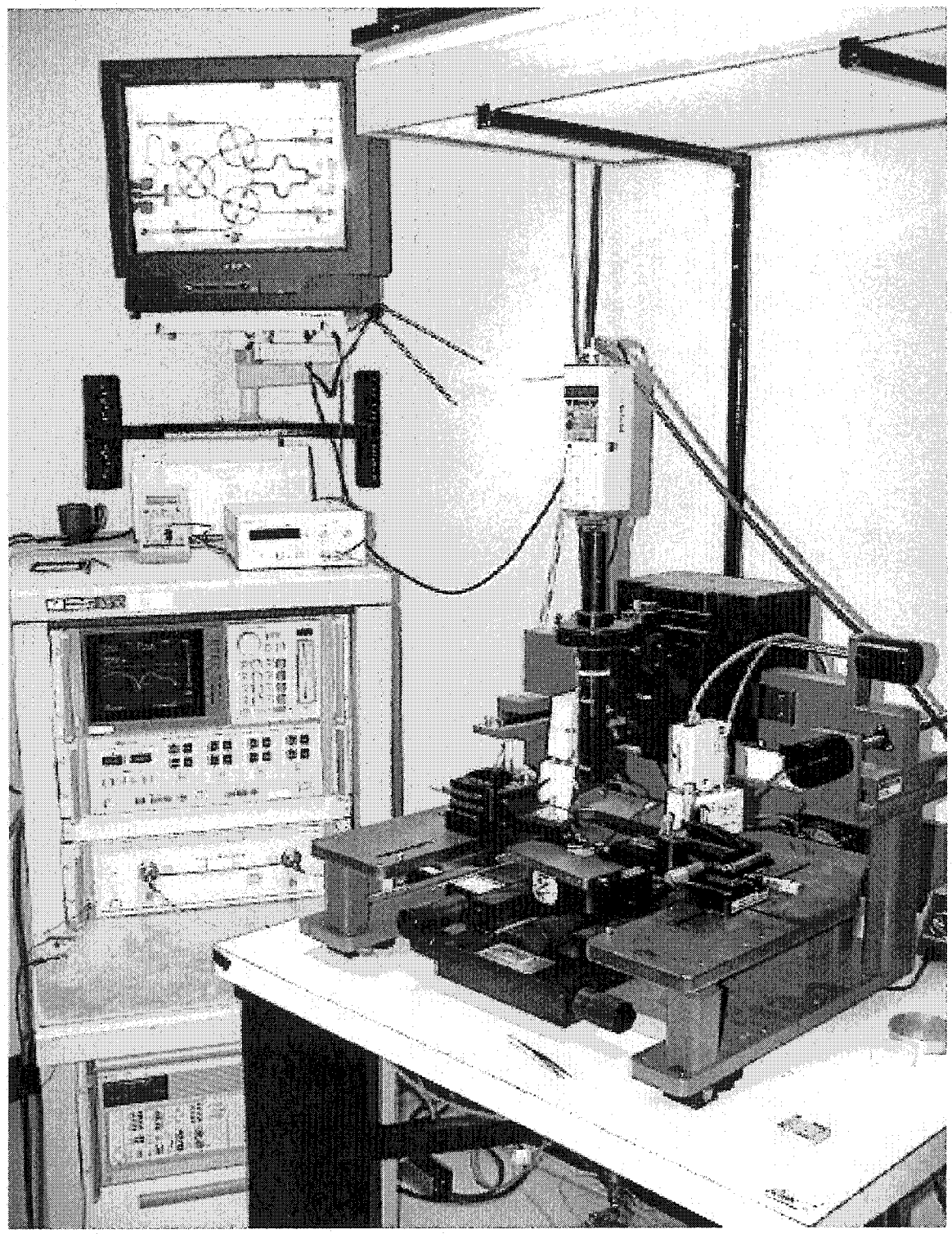


Figure 4.21. La photo du set-up de mesure

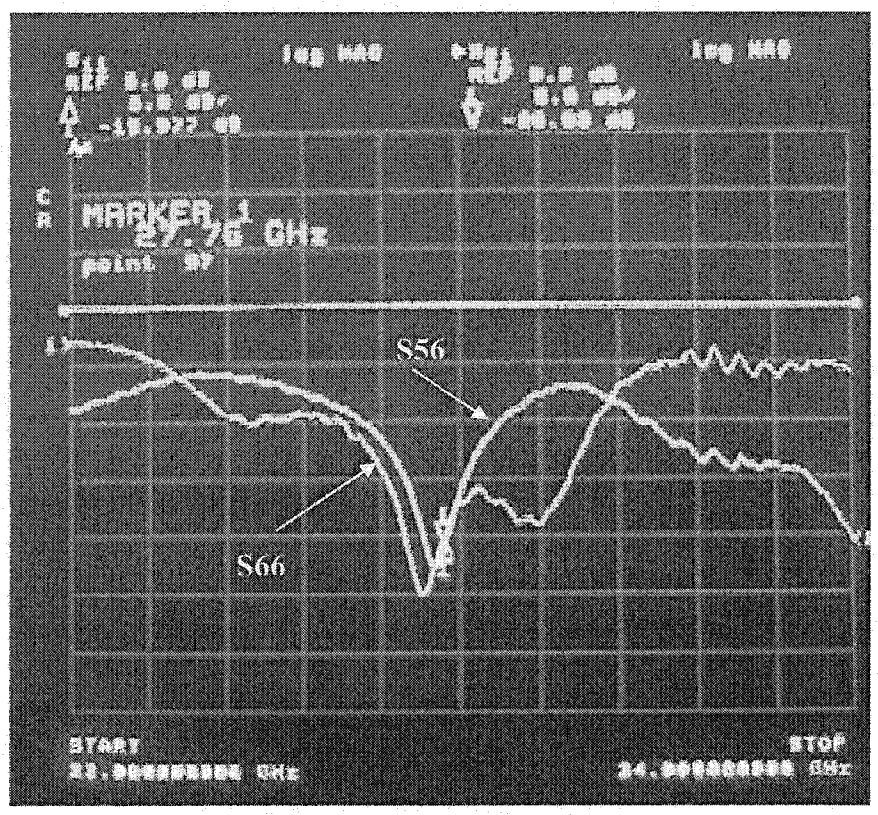



Figure 4.22. Les paramètres S de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection (mesures)

### 4.5. La jonction six-port, comme discriminateur de phase

En utilisant le logiciel ADS et une simulation de type équilibrage harmonique (voir la figure 4.23), on a obtenu les tensions de sortie DC après les détecteurs, par rapport au déphasage entre les deux entrées. On remarque la présence d'un déphaseur de 10° et d'un atténuateur de 0,5 dB, utilisés pour obtenir un léger ajustement dans le but d'avoir le premier maximum de tension $V_1$ à exactement 0° de déphasage entre les deux signaux d'entrée. Les deux condensateurs de 10 pF sont des court-circuits à la fréquence de travail.

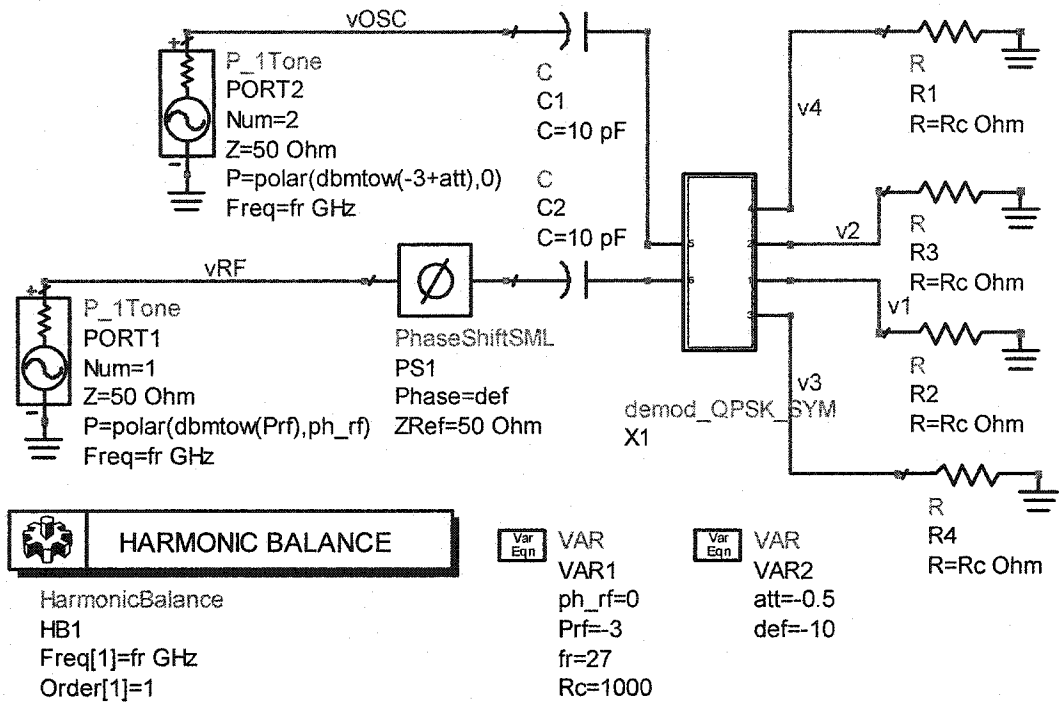



Figure 4.23. Le schéma de simulation de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection

La figure 4.24 illustre les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF.

On peut remarquer que, pour un déphasage allant de 0° a 360°, chaque tension de sortie DC a une seule valeur maximale, bien évidente par rapport aux autres. À partir de cette remarque, le déphasage entre les deux signaux d'entrée pourra être mesuré en identifiant la tension de sortie qui est maximale par rapport aux autres, en utilisant un algorithme approprié.

Dans ce cas, on peut apprécier que la jonction six-port joue le rôle d'un discriminateur de phase.

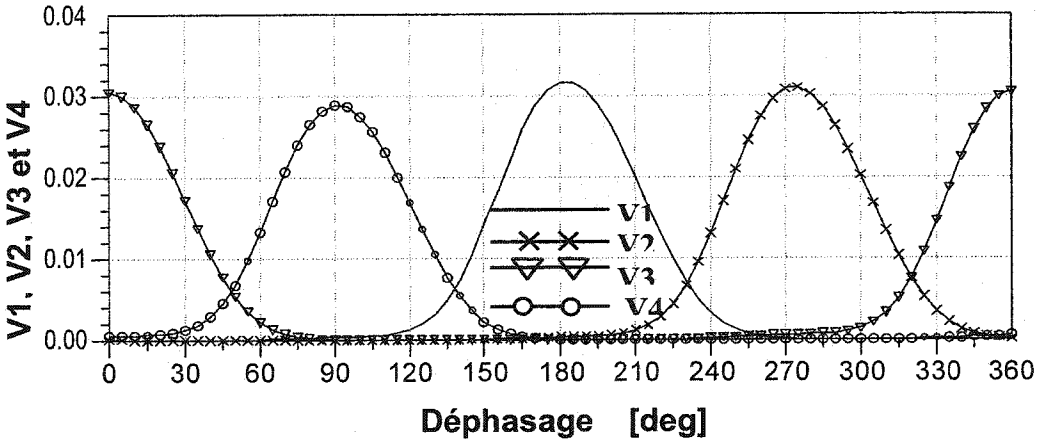



Figure 4.24. Les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF

Par la suite, dans le cas de ce circuit, on peut prouver la validité de la relation (1.2.19). Dans ce démarche, on va commencer par tracer la caractéristique du détecteur Schottky dans le cas de deux charges de 50 Ω et, respectivement, de 1000 Ω. Les caractéristiques sont illustrées aux figures 4.25 et 4.26.

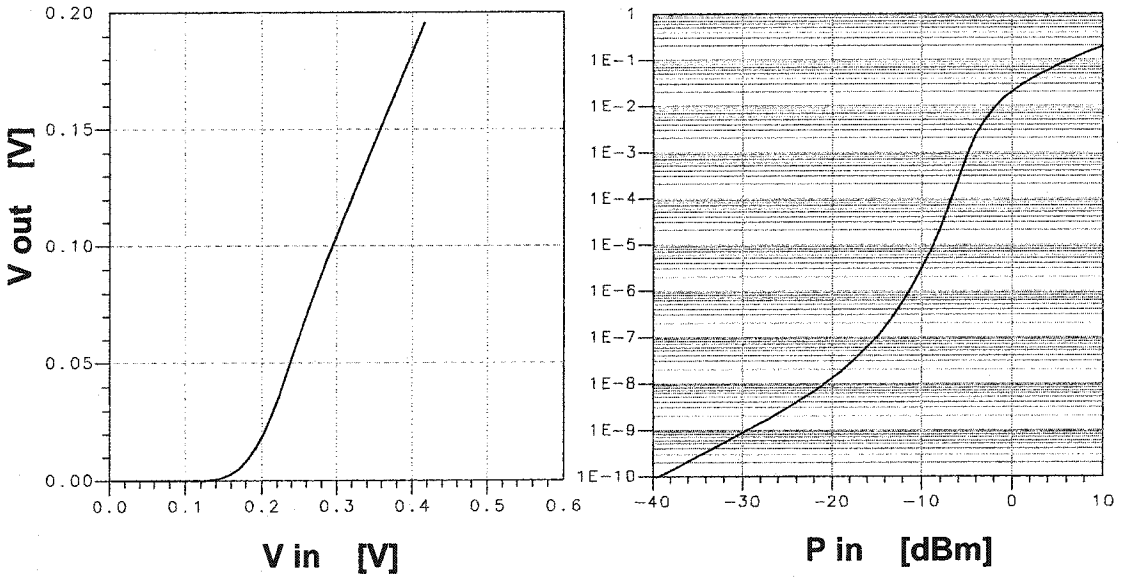



Figure 4.25. La caractéristique RF - DC du détecteur Schottky sur une charge de 50 Ω

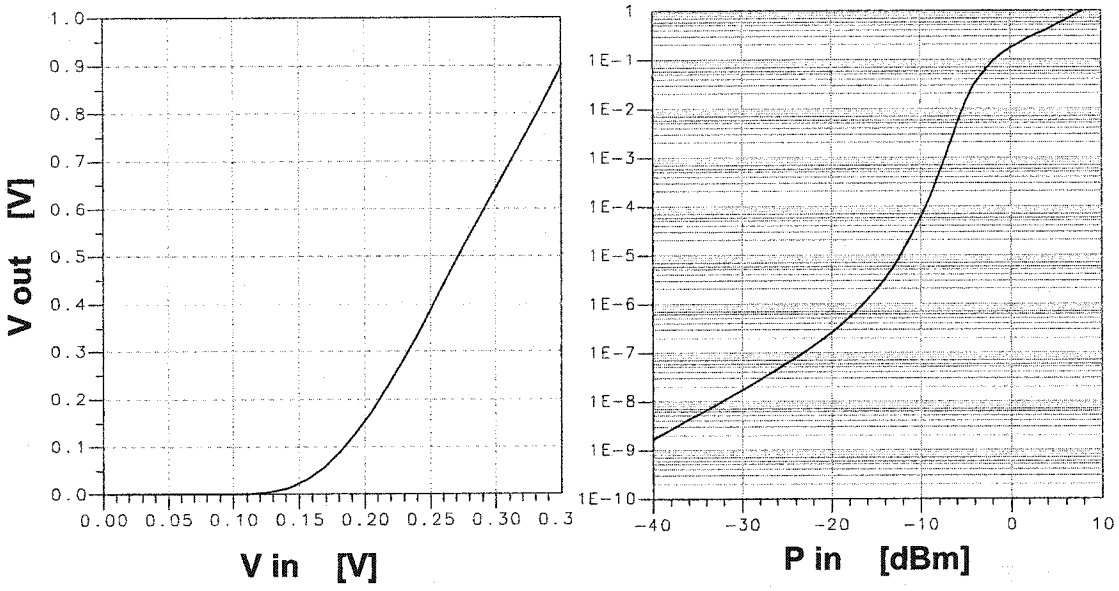



Figure 4.26. La caractéristique RF -DC du détecteur Schottky sur une charge de 1000 Ω

On remarque que le rendement de conversion est proportionnel avec la valeur de la charge. Toutefois, une valeur trop élevée diminue le taux de bit, car la constante de temps du circuit de la charge va augmenter, elle aussi.

La relation (1.2.19.) peut être utilisée pour obtenir le vecteur $\Gamma$ dans le plan I/Q, à partir des tensions de sortie. Des simulations ADS reliées aux différentes valeurs de la puissance RF ont été effectuées, en conservant la même puissance de cote de l'oscillateur local. Ces simulations démontrent que le six-port est capable de démoduler les signaux modulés en phase dans une large plage de puissance du signal RF.

Les figures 4.27 à 4.30 illustrent les tensions de sortie et le vecteur $\Gamma$ de la jonction six-port modifiée, avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas des puissances égales ou inégales aux entrées RF et LO.

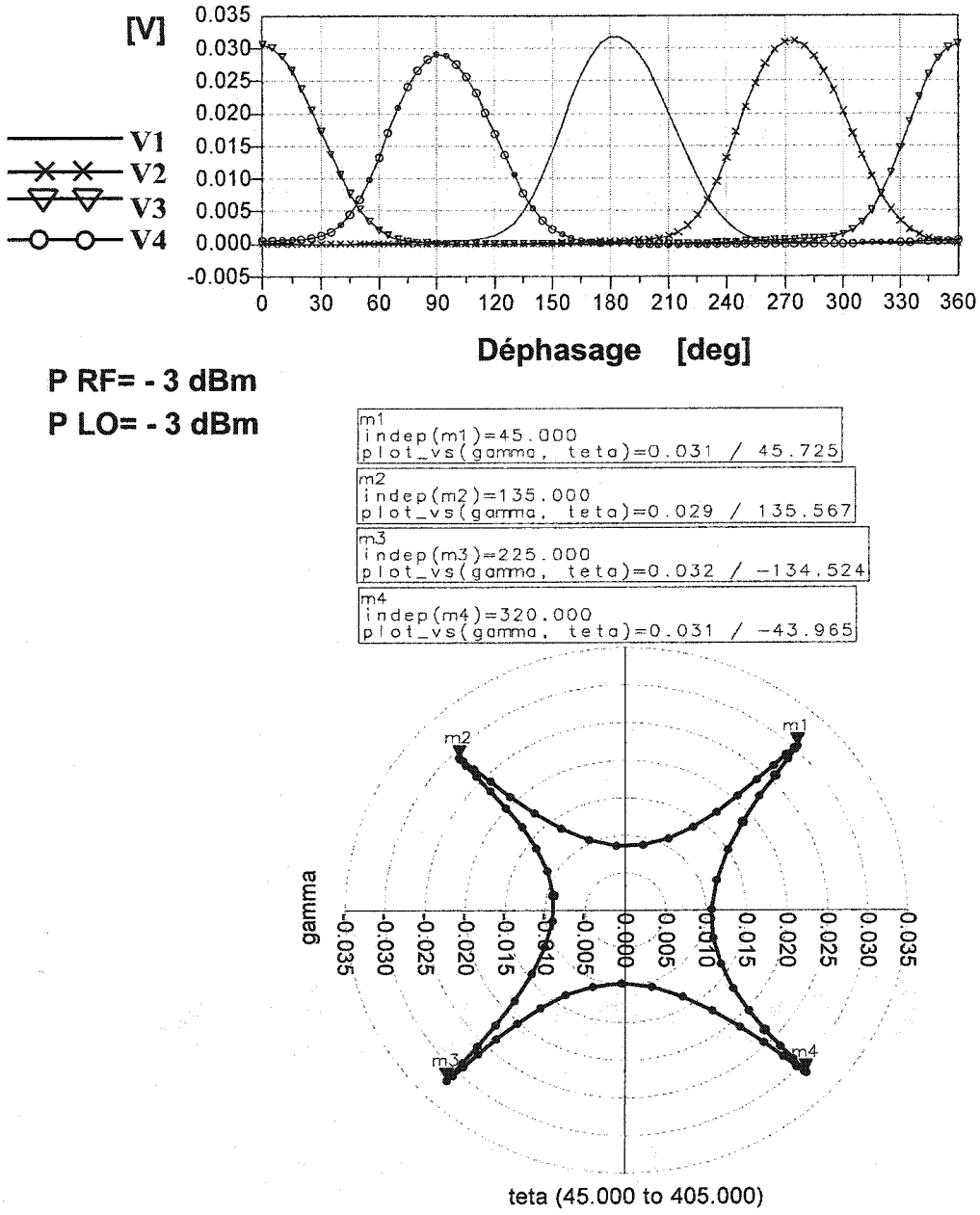



Figure 4.27. Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances égales aux entrées RF et LO

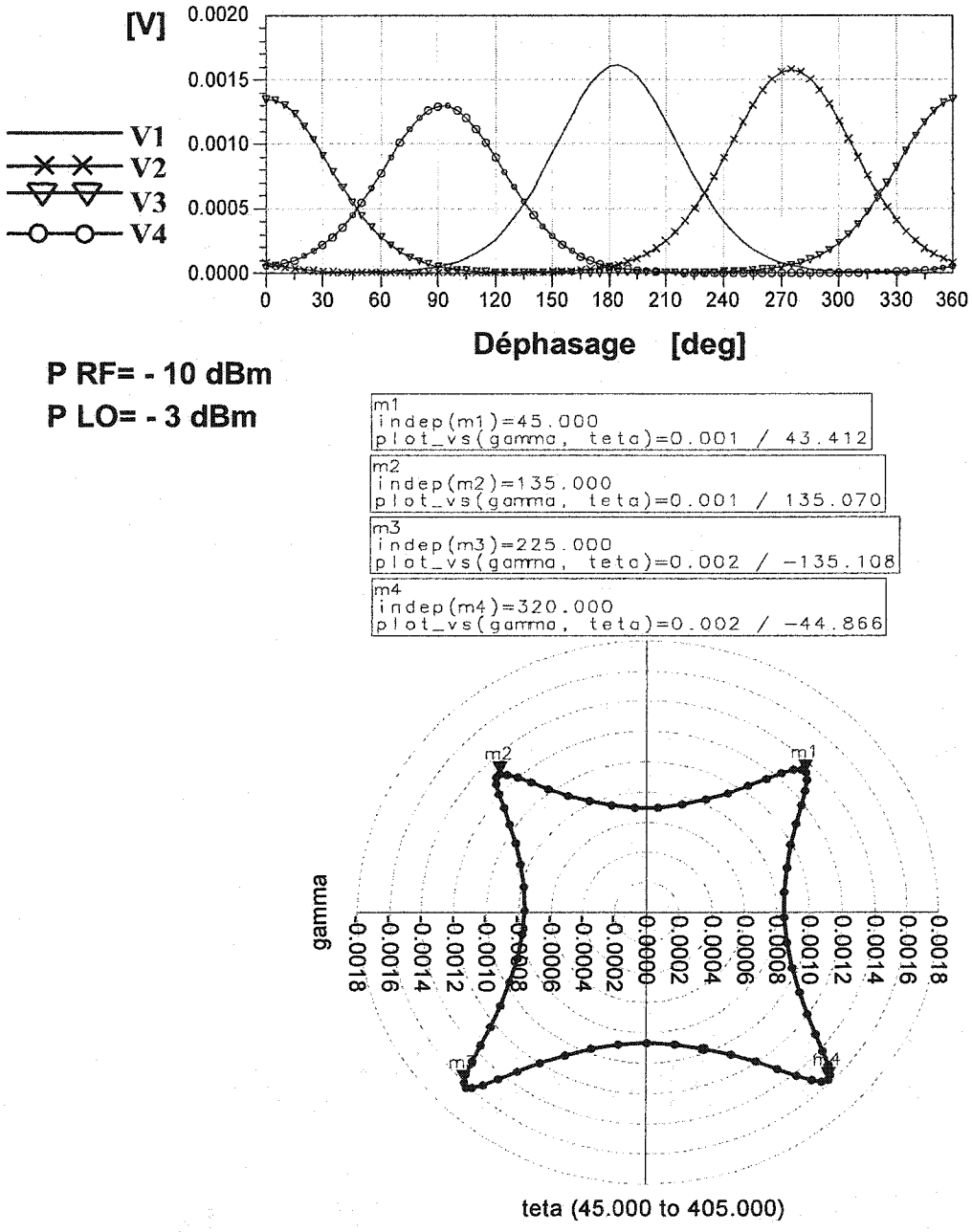



Figure 4.28 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

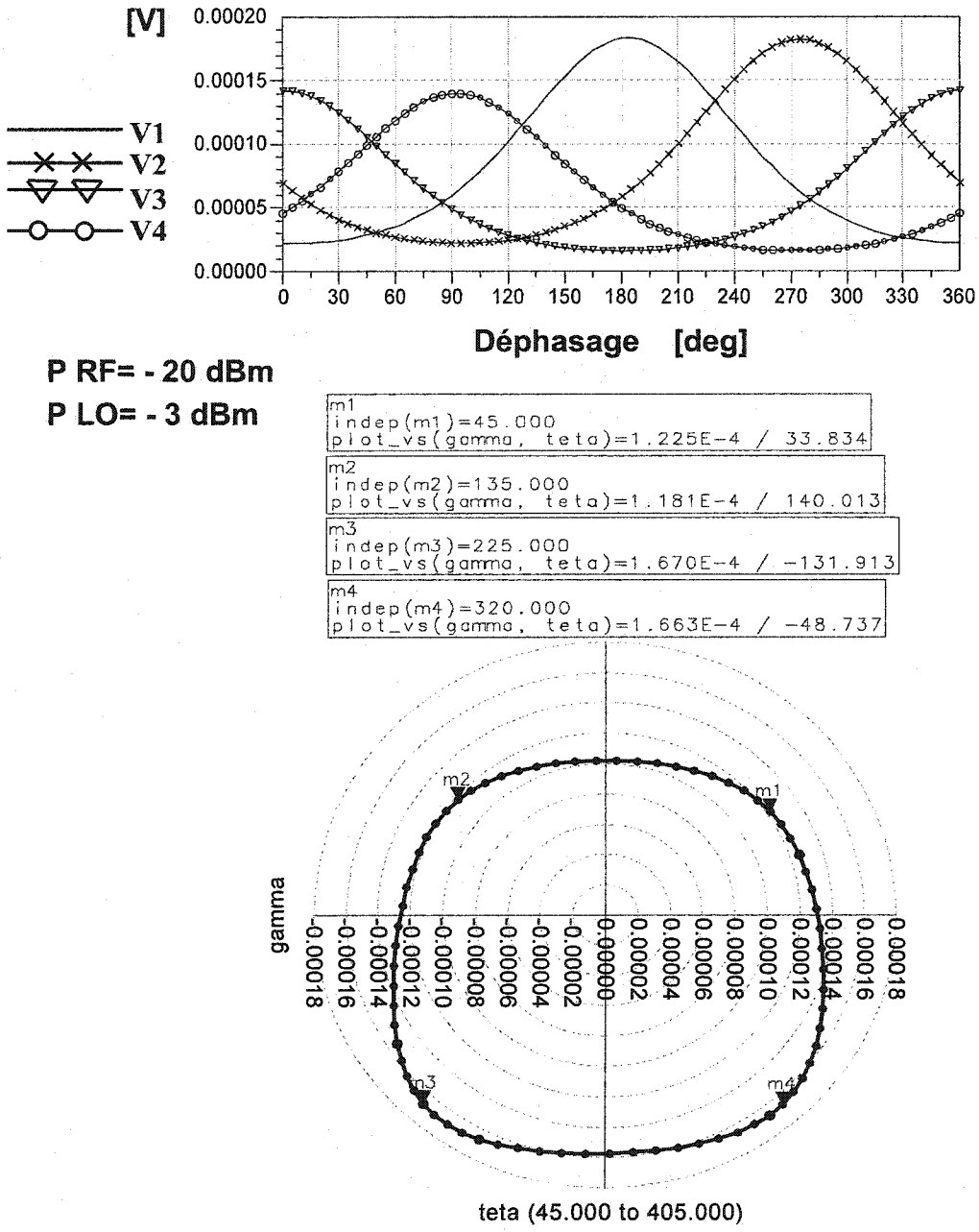



Figure 4.29 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

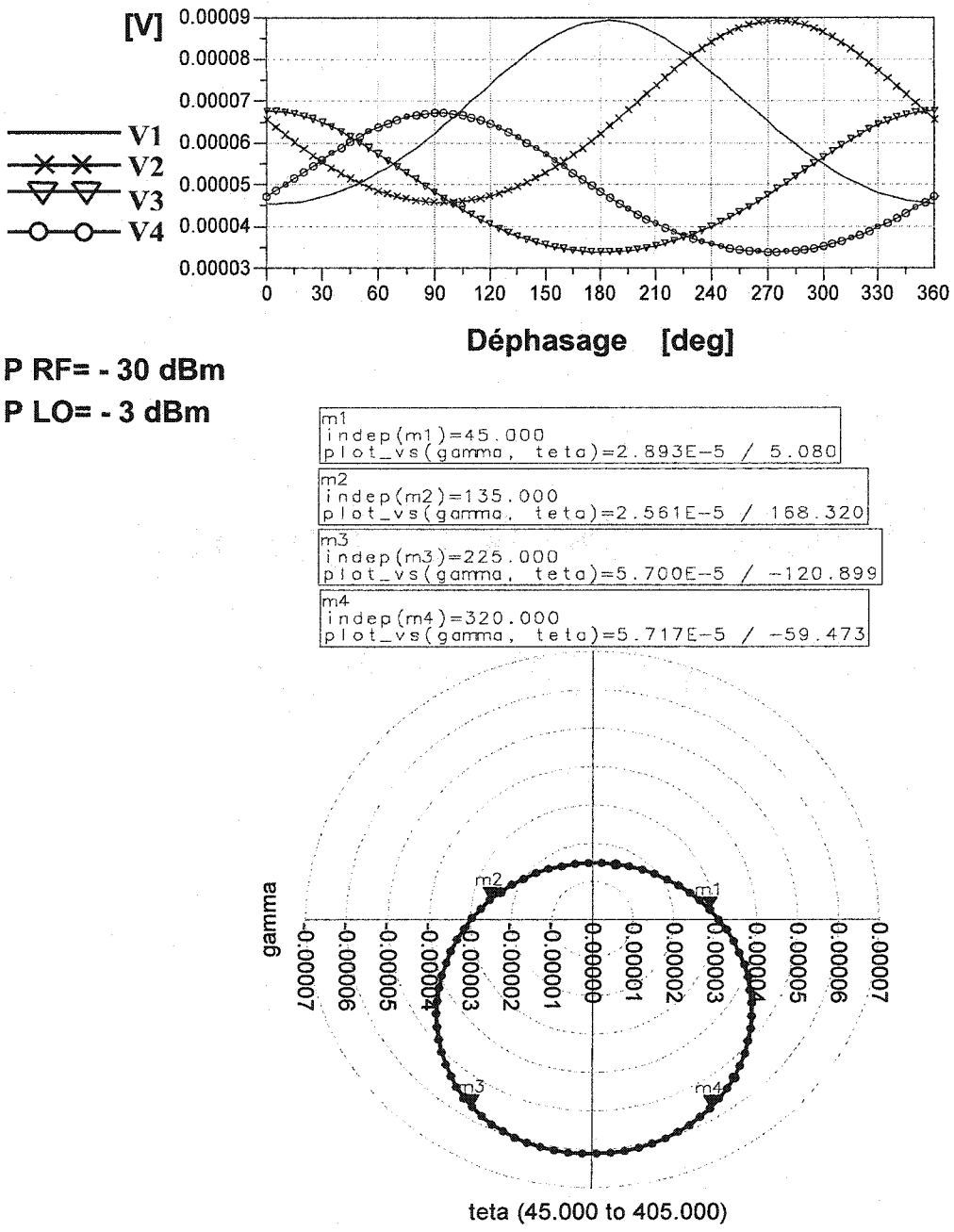



Figure 4.30 Les tensions de sortie et le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

À la suite de tous ces résultats, on constate que cette dernière version MMIC de la jonction six-port présente, elle aussi, une importante plage dynamique. Les quatre points correspondant au signal QPSK sont toujours correctement placés dans les quadrants du plan complexe, même dans le cas d'un offset DC croissant avec l'augmentation du déséquilibre entre les puissances d'entrée.

Dans ce cas, le lieu géométrique du vecteur $\Gamma$ dans le plan complexe I/Q n'est plus un cercle parce que, dans le cas des puissances élevées, la caractéristique du détecteur n'est plus quadratique. Mais, si on est situé dans la région pseudo-quadratique de la caractéristique de la diode (voir la figure 4.26) le lieu géométrique du vecteur $\Gamma$ dans le plan complexe sera très proche d'un cercle, comme on peut remarquer aux figures 4.29 et 4.30. Ce fait a été démontré par voie analytique dans le premier chapitre de cette thèse.

Donc, pour ce circuit, la puissance de l'oscillateur local doit être assez élevée (-3 dB) et la puissance du signal d'entrée doit être maintenue dans une plage de -30 dB, entre 0 et -30 dBm.

Pour conclure ces résultats, à la figure suivante, on présente sur le même graphique, les courbes qui représentent les lieux géométriques du vecteur $\Gamma$, correspondant aux trois valeurs de la puissance RF d'entrée de -3 dBm, -6 dBm et respectivement de -10 dBm. La puissance de LO a été considère constante et égale à -3 dBm. L'étude a été faite à la fréquence centrale de 27 GHz.

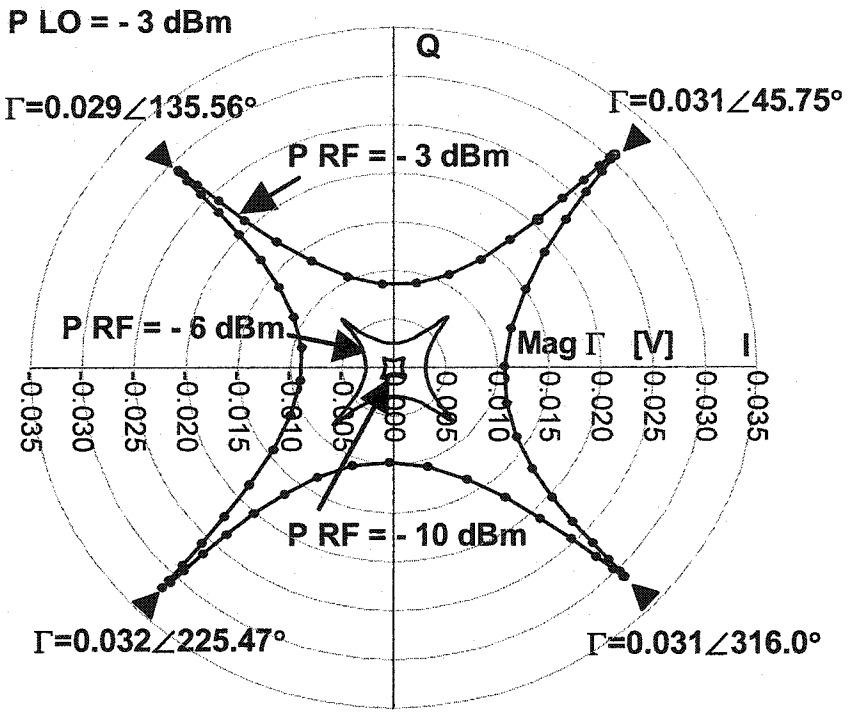



Figure 4.31. Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF dans le cas des puissances inégales aux entrées RF et LO

Par similitude, on peut tracer maintenant les lieux géométriques du vecteur Γ, mais, dans ce cas-ci, dans une bande de fréquence. Toutefois, même dans ce cas, il sera possible de démoduler un signal QPSK.

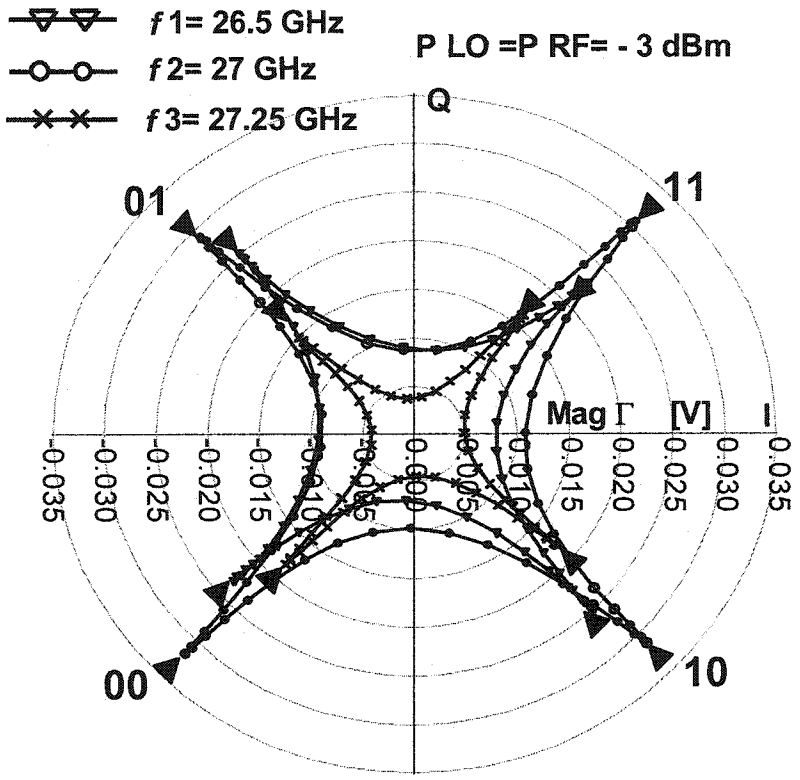



Figure 4.32. Le vecteur Γ de la jonction six-port modifiée avec les circuits de détection, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF, dans le cas de la variation de la fréquence de travail

### 4.6. Comparaison avec la version MHMIC

La réalisation de la nouvelle jonction six-port en technologie MMIC nous a permis de réduire ses dimensions de 23 x 23 mm (version MHMIC) à 2 x 3 mm.

En ce qui concerne les paramètres S, les performances obtenues dans les deux cas sont comparables. Le seul désavantage évident de la technologie MMIC est la diminution de la sensibilité des détecteurs. Donc, pour obtenir de nouveau un maximum de l'ordre de 30 mV, on a besoin d'un niveau plus élevé de la puissance RF (-3 dBm, tel que présenté à la figure 4.23.), par rapport à la version MHMIC (-20 dBm, tel que présenté à

la figure 2.22). Ce fait va déterminer une diminution de la sensibilité du récepteur. Cet effet doit donc être compensé par une augmentation du gain de l'amplificateur de faible bruit (LNA) qui se trouve à l'entrée RF ou par la polarisation DC des diodes Schottky.

# CHAPITRE V

# LE DECODEUR I/Q

## 5.1. Introduction

Le rôle du démodulateur QPSK est de fournir les signaux démodulés I et Q. Dans le premier chapitre on a déduit que le vecteur $\Gamma$ représente le signal démodulé dans le plan complexe I/Q. Pour effectuer une évaluation du taux d'erreur de bit (BER) du récepteur, à la sortie du celui-ci, on a besoin des signaux TTL plutôt que d'un vecteur $\Gamma$ dans le plan complexe. Pour atteindre ce but, plusieurs circuits en bande de base ont été conçus, pour chacune des réalisations pratiques du circuit, MHMIC et MMIC. La principale différence entre les deux cas est la forme des tensions DC de sortie, due aux caractéristiques différentes des détecteurs Schottky utilisés dans la réalisation de la jonction six-port.

## 5.2. Le circuit basse fréquence de la version MHMIC

À la figure 2.23 on a présenté les tensions de sortie de la jonction six-port modifiée, réalisée en technologie MHMIC, en fonction du déphasage entre les entrées LO et RF. On remarque que, pour un déphasage entre les entrées allant de 0° à 360°, chaque tension a une seule valeur minimale ou maximale. En s'appuyant sur cette observation, ce déphasage peut être déterminé en utilisant seulement les valeurs des tensions de sortie et un algorithme approprié. Par la suite, la jonction six-port modifiée peut être donc considérée comme un discriminateur de phase.

Dans le but d'obtenir à la sortie les signaux démodulés I et Q de type TTL, on doit concevoir un circuit basse fréquence. Le schéma de ce circuit, qui utilise des amplificateurs opérationnels et des comparateurs haute vitesse [29], est présenté à la figure 5.1. Les amplificateurs utilisés dans ce schéma ont le rôle d'amplificateurs vidéo

(large bande). En tenant compte de la vitesse de modulation, qui peut être assez élevée, on a choisi les amplificateurs opérationnels de type OPA 2658. Leur gain est d'environ 9,5 dB. Les comparateurs haute vitesse TL 3016 peuvent fournir un signal TTL à la sortie. Ce circuit peut fonctionner à une vitesse maximale de modulation autour de 100 Mb/s.

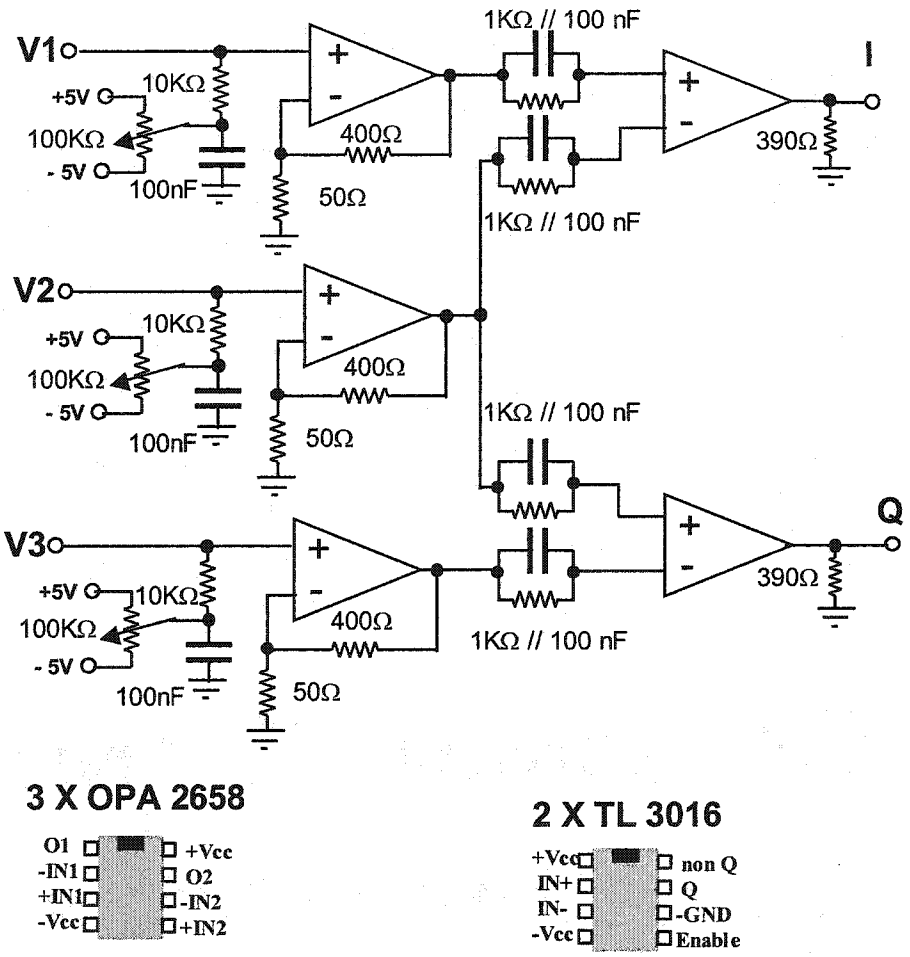



Figure 5.1. Le schéma complet du circuit basse fréquence utilisé pour la version MHMIC du démodulateur QPSK

La figure 5.2 présente la photographie du démodulateur QPSK conçu pour la version MHMIC du six-port. On peut remarquer que les quatre sorties du six-port sont directement connectées aux entrées du circuit basse fréquence par des « wire-bonds ».

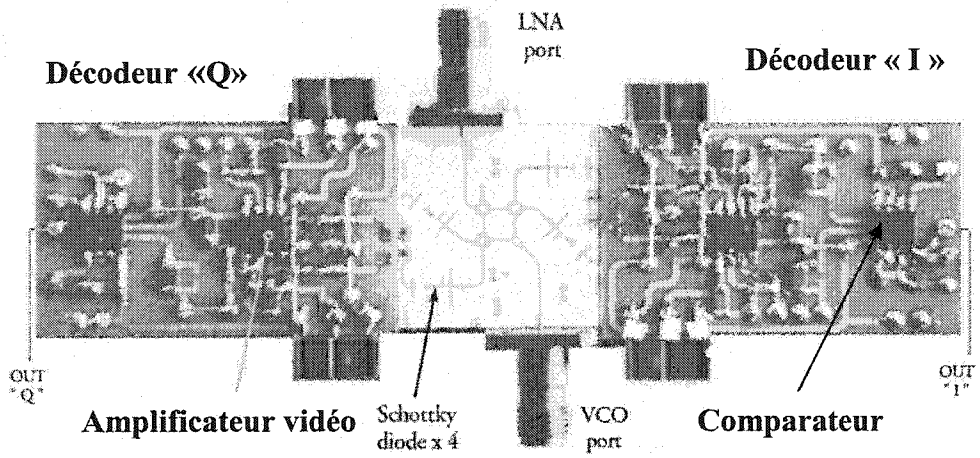



Figure 5.2. La photographie du démodulateur QPSK en version MHMIC

La figure 5.3 présente le schéma de simulation d'équilibrage harmonique du décodeur. Durant la simulation on a considéré que la phase du signal de référence est égale à 45 ° et que la phase du signal RF varie de 0° à 360°.

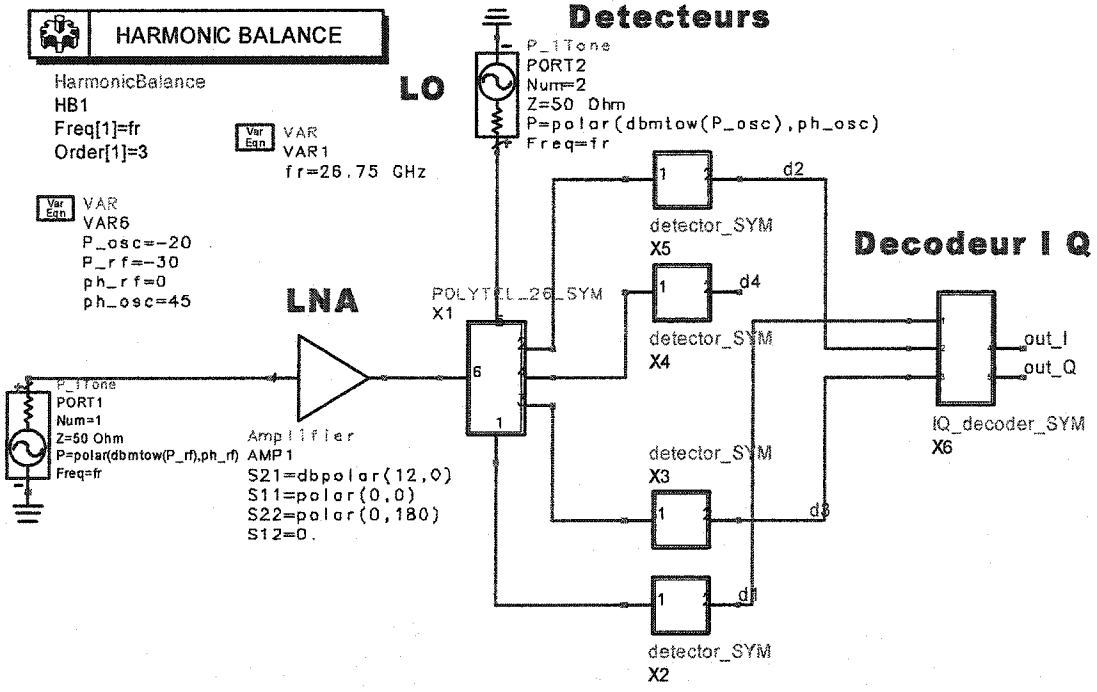



Figure 5.3. Le schéma de simulation d'équilibrage harmonique (ADS)

Le schéma du décodeur utilisé dans la simulation d'équilibrage harmonique du circuit MHMIC, présenté à la figure suivante, est la même que le schéma électrique (voir la figure 5.1). Ce schéma représente le symbole du décodeur I/Q dans le schéma de simulation d'équilibrage harmonique, présenté à la figure 5.3.

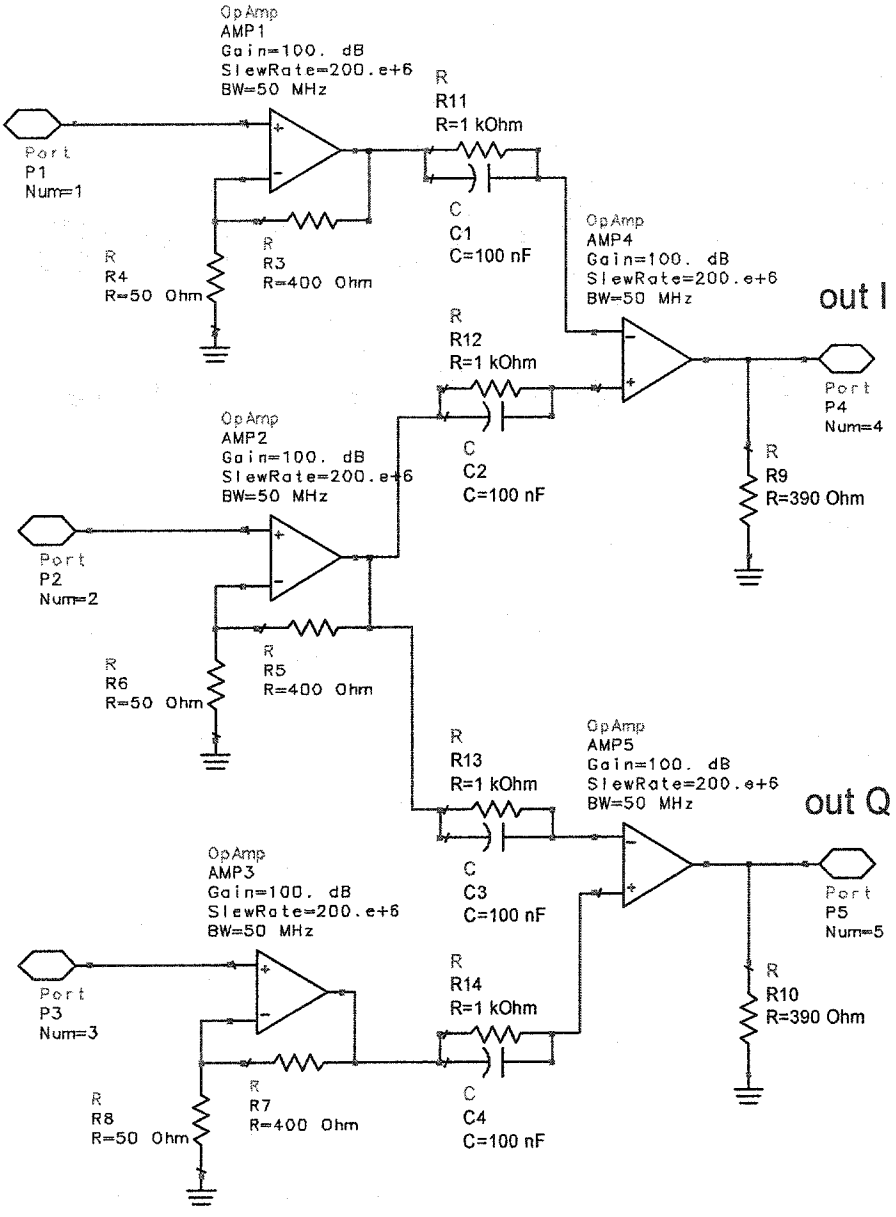



Figure 5.4. Le schéma du décodeur utilisé dans la simulation d'équilibrage harmonique du circuit MHMIC

Les résultats de la simulation d'équilibrage harmonique sont présentés à la figure 5.5. On remarque que, pendant une variation du déphasage de 360°, chaque tension de sortie a une seule valeur minimale. En utilisant ces tensions, le circuit basse fréquence fournit les signaux TTL de sortie (I et Q). Le circuit présente une immunité assez élevée aux erreurs de phase, due aux signaux de référence ou d'entrée. On peut remarquer que, jusqu'à une erreur de phase de ± 40°, les signaux de sortie I/Q sont démodulés correctement.

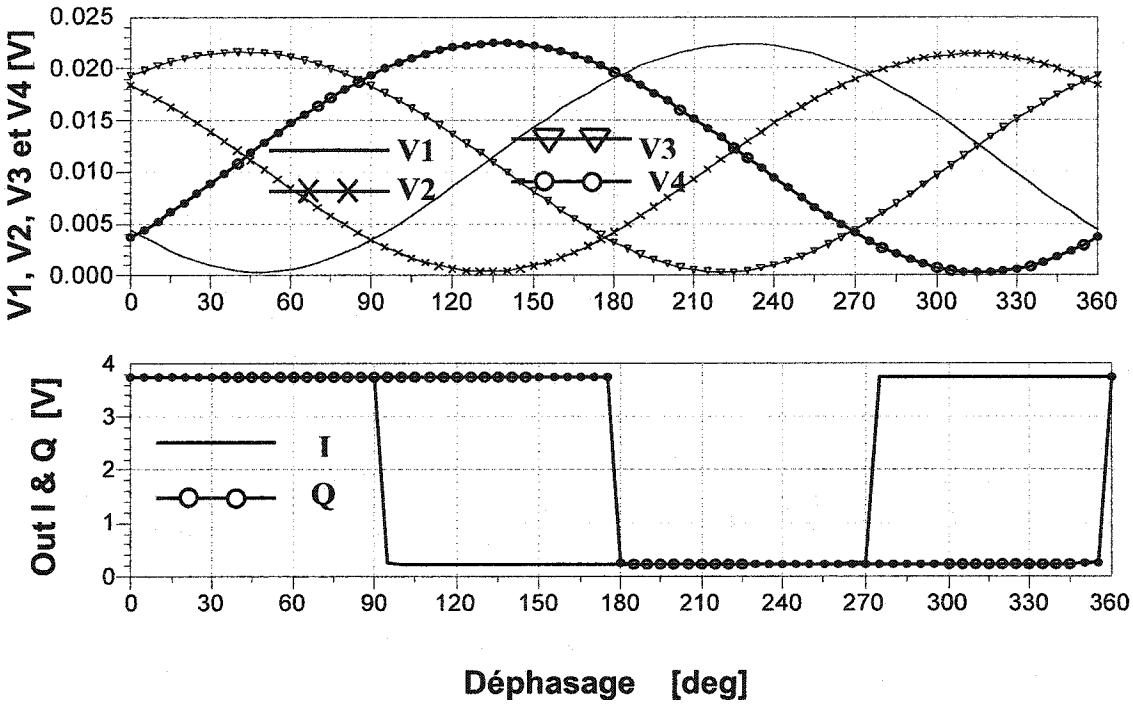



Figure 5.5. Les résultats de la simulation ADS d'équilibrage harmonique

Finalement, on peut conclure que le circuit proposé fournit un signal TTL de sortie, compatible avec l'équipement de mesure du taux d'erreur de bits. Parce que la vitesse de modulation est très grande, aucun filtre passe bas n'a été utilisé. Les amplificateurs opérationnels vont accomplir par eux-mêmes cette fonction de filtrage.

### 5.3. Le circuit basse fréquence de la version MMIC

Les figures 3.23 et 4.24 illustrent les tensions DC de sortie de la jonction six-port modifiée, en fabrication MMIC, par rapport au déphasage entre les entrées LO et RF. On peut remarquer que, pour une variation du déphasage entre les entrées allant de 0° à 360°, chaque tension DC présente une seule valeur maximale bien évidente par rapport aux autres. La jonction six-port modifiée joue donc le rôle d'un discriminateur de phase.

Pour obtenir à la sortie les signaux démodulés I et Q de type TTL, on doit concevoir un nouveau circuit basse fréquence, en utilisant des amplificateurs opérationnels et des comparateurs haute vitesse [32]. Le schéma du circuit est présenté à la figure 5.3. Les amplificateurs jouent le rôle d'amplificateurs vidéo (large bande). Pour les amplificateurs différentiels et les comparateurs, on a utilisé les mêmes composants comme dans le premier design. Le gain des amplificateurs vidéo est resté inchangé par rapport à cette première version du démodulateur. Le cinquième amplificateur opérationnel fournit un seuil variable aux comparateurs, proportionnel avec la moyenne arithmétique des signaux d'entrée. Ceci permet d'augmenter la plage dynamique du nouveau démodulateur. Le signal de sortie (TTL) est fourni à l'aide d'un codificateur logique haute vitesse, fabriqué avec des ports ET de type 74 F 00. Le circuit peut très bien fonctionner à la même vitesse maximale de modulation d'environ 100 Mb/s.

Plusieurs fixtures MHMIC ont été fabriquées pour faciliter les mesures. À la figure 5.7 ont peut observer les photos des fixtures destinées aux deux circuits MMIC, nécessaires pour effectuer les mesures en utilisant la station sous pointes. Le circuit MMIC est collé sur le circuit MHMIC et les connexions sont réalisées à l'aide de « wire-bonds ». Les sorties des circuits MHMIC sont directement reliées aux entrées des amplificateurs opérationnels par le même procédé. Donc, le circuit à mesurer peut être remplacé facilement à l'entrée du décodeur I/Q par un autre. Ceci permettra l'utilisation du même décodeur pour effectuer les mesures des différents circuits intégrés.

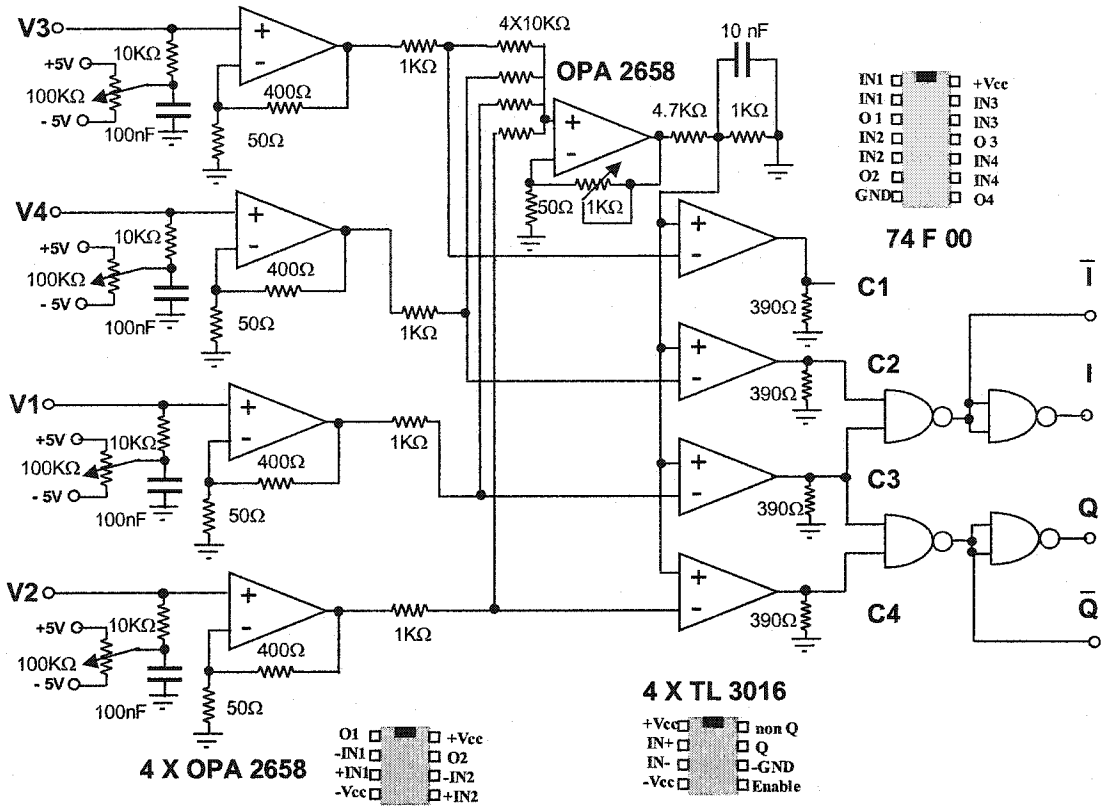



Figure 5.6. Le schéma complet du circuit basse fréquence utilisé pour la version MMIC du démodulateur QPSK

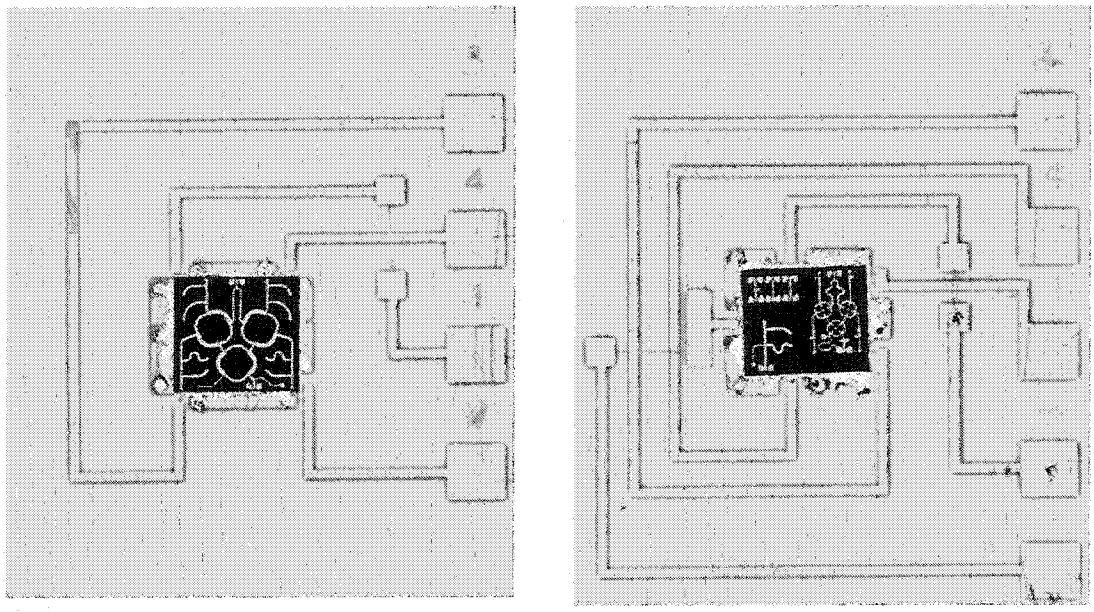


Figure 5.7. Les circuits MMIC sur les fixtures MHMIC

La photographie du prototype du démodulateur, adapté à la version MMIC de la jonction six-port, est présentée à la figure 5.8. Celui-ci est constitué par le circuit basse fréquence, la fixture MHMIC et la partie d'alimentation en courant continu. Les connexions RF seront réalisées à l'aide de deux pico-probes de 150 μm, en utilisant la station sous-pointes.

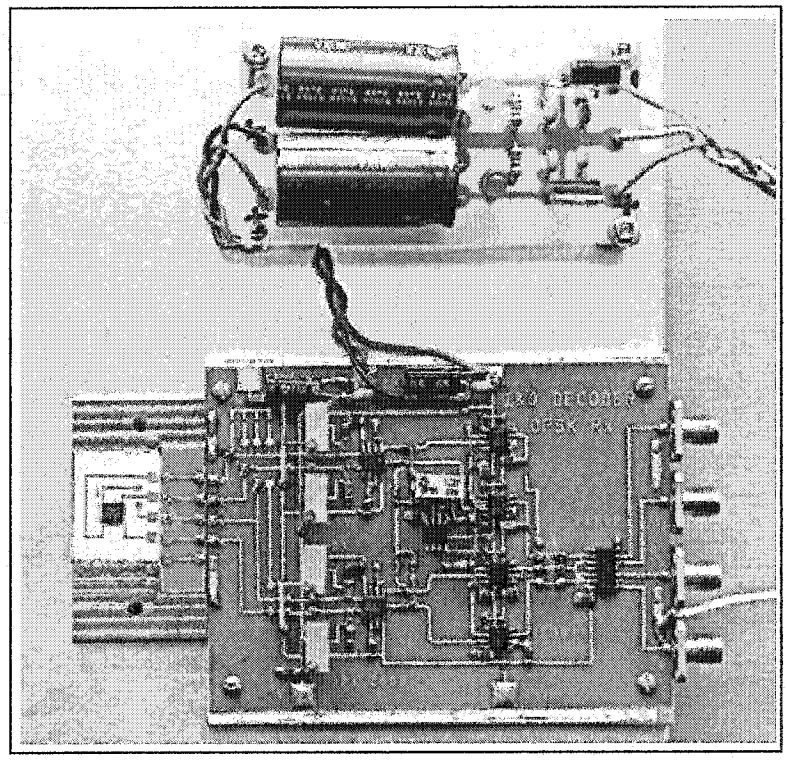


Figure 5.8. La photographie du démodulateur QPSK pour la version MMIC

Pour analyser et évaluer les performances de ce circuit, il est nécessaire d'effectuer plusieurs simulations ADS.

La simulation d'équilibrage harmonique de la jonction six-port MMIC fournit les quatre tensions de sortie qui représentent les entrées du décodeur I /Q.

Le schéma de simulation est illustré à la figure 5.9.

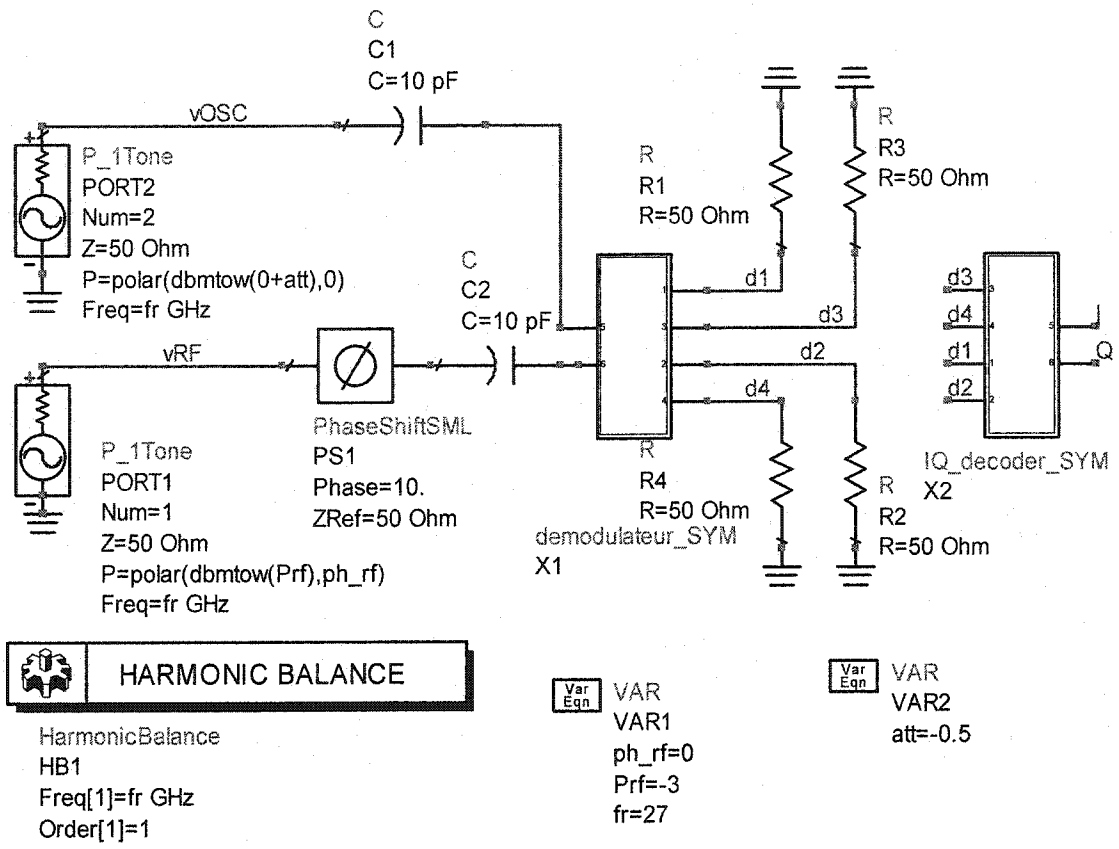



Figure 5. 9. Le schéma de simulation ADS du décodeur I/Q pour le circuit MMIC

Le signal de référence LO ayant une puissance de 0 dBm, est fournit au port 2. Le signal d'entrée RF présente une variation de phase entre 0° et 360°. À la suite d'une simulation ADS, on va obtenir tous les états possibles pour les signaux I et Q correspondant a cette variation de phase.

Le schéma du circuit symbolisé par le bloc « I Q décoder SYM » suit de proche le schéma du circuit réalisé en pratique. Les éléments utilisés peuvent être identifiés à la figure 5.10. Pour effectuer ces simulations, les ports logiques ont été remplacés par des circuits FDD (Frequency Defined Devices), qui accomplissent la même fonction logique.

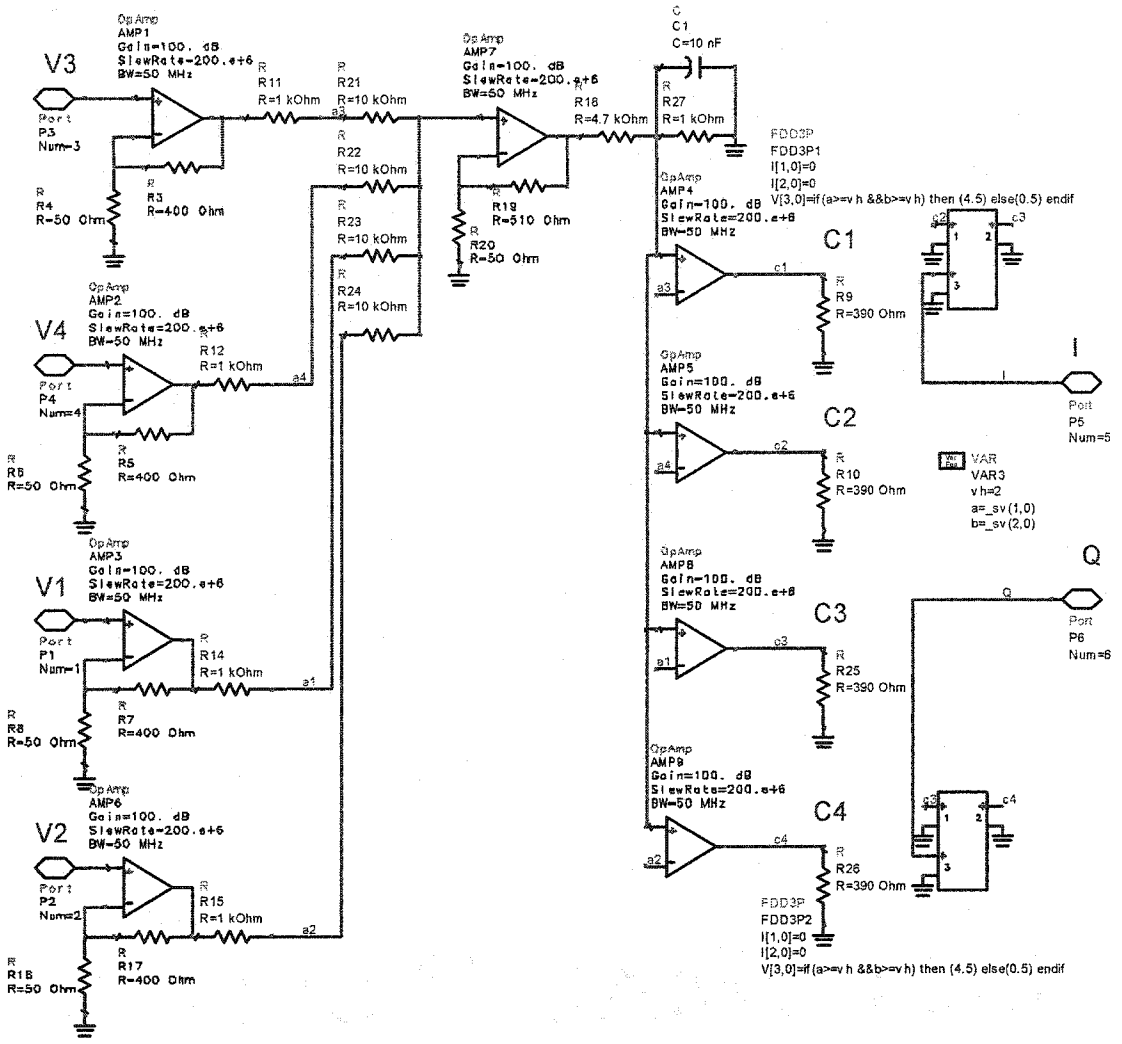



Figure 5.10. Le schéma du décodeur utilisé dans la simulation d'équilibrage harmonique du circuit MMIC

Les résultats des simulations correspondant aux plusieurs niveaux du signal RF (-3 dB, -10 dB, -15 dB et –20 dB), sont présentés aux figures 5. 11 jusqu'à 5. 14.

Durant une variation de 360° du déphasage entre les signaux d'entrée, chacune des tensions de sortie des comparateurs C1, C2, C3 et C4 a une seule valeur minimale, dont le centre est décalé de 90° par rapport aux autres. Le seuil dynamique obtenu grâce au cinquième amplificateur opérationnel détermine une large plage dynamique, même si les tensions de sortie du circuit MMIC sont assez différentes de leurs formes idéales.

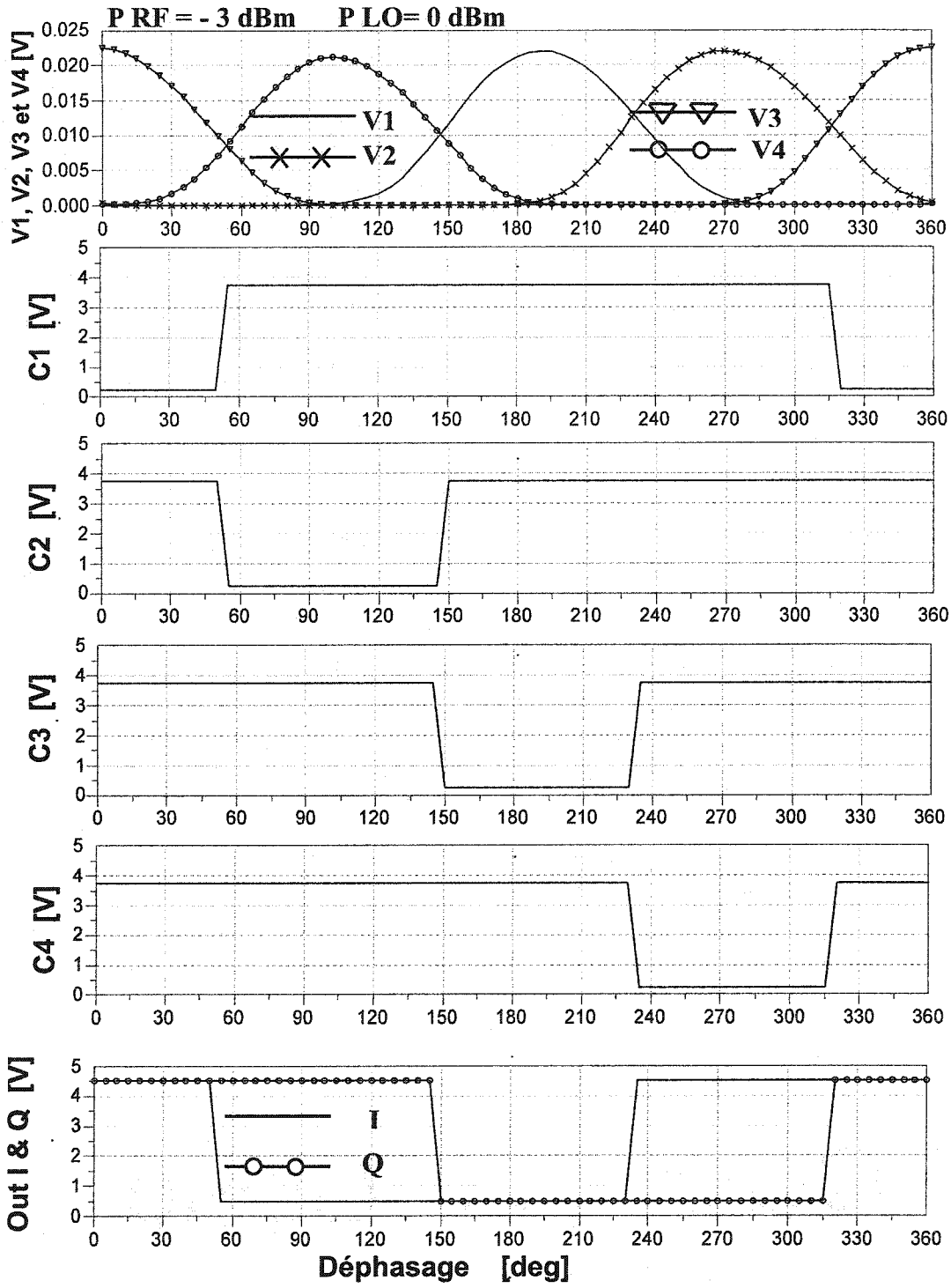



Figure 5.11. Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS)

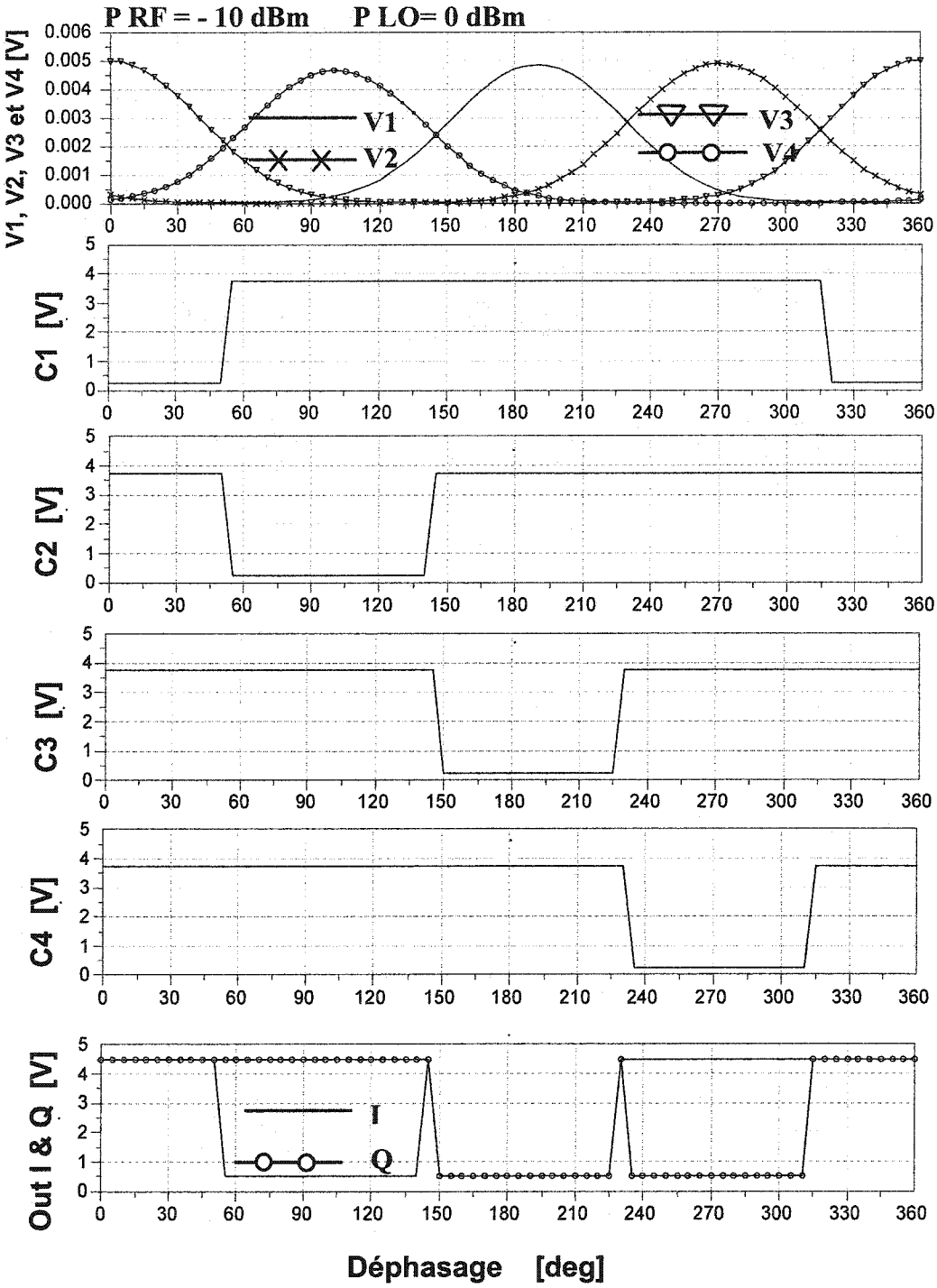



Figure 5.12. Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS)

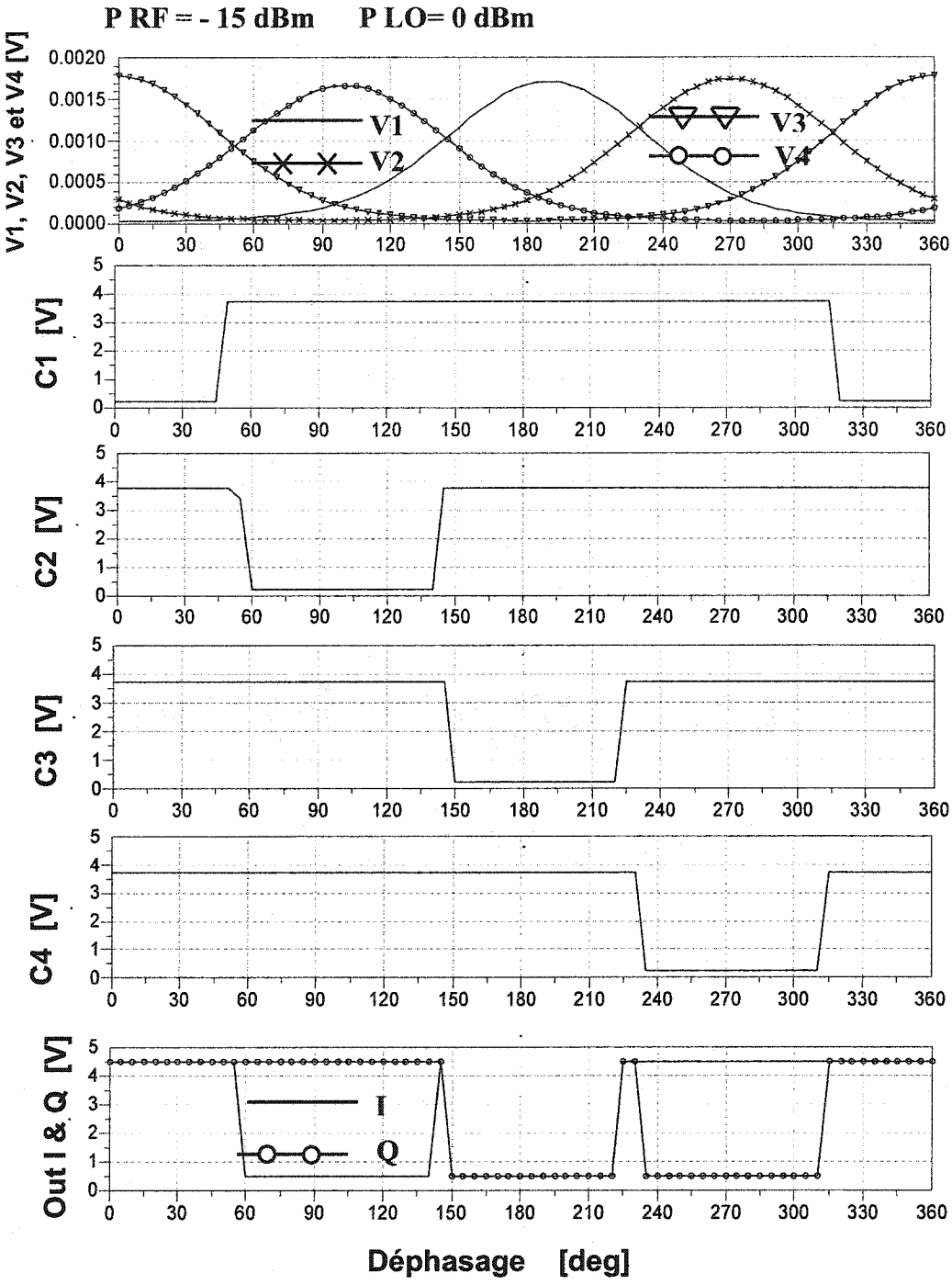



Figure 5.13. Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS)

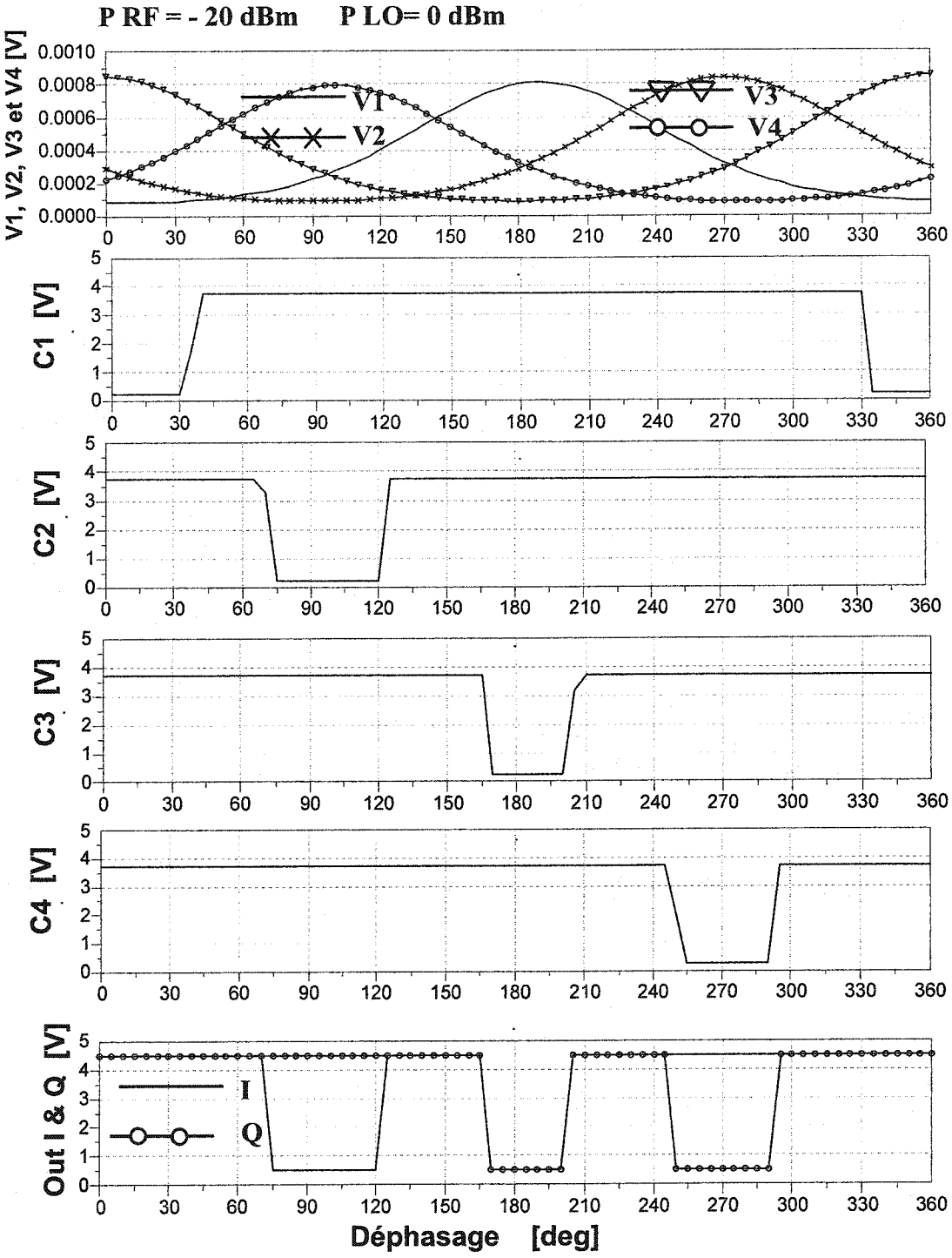



Figure 5.14. Les résultats de simulation d'équilibrage harmonique (ADS)

Les simulations ADS mettent en évidence le fait que jusqu'à une différence de 15 dB entre les puissances des deux entrées RF, les signaux I et Q sont correctement démodulés. Mais, dans le cas d'une différence de –20 dB, cette démodulation est faite correctement seulement pour un déphasage de 30° autour des centres des valeurs minimales des tensions, situés aux multiples de 90°. Donc, cette augmentation de l'écart entre les niveaux de puissances d'entrée va entraîner par la suite une diminution de l'erreur de phase tolérée à $\pm$ 15°, par rapport à $\pm$ 40°, dans le cas antérieur.

En conclusion, le nouveau décodeur, conçu spécialement pour les circuits MMIC, nous a permis d'obtenir une plage dynamique assez importante, avec une bonne tolérance par rapport aux erreurs de phase.

# CHAPITRE VI

# SIMULATIONS ET MESURES DU RECEPTEUR SIX-PORT

## 6.1. Introduction

Le schéma du nouveau récepteur à conversion directe, conçu à partir d'une jonction six-port, a été déjà présenté dans le chapitre d'introduction, à la figure 0.3. Les simulations ADS et les mesures de taux d'erreur de bit (BER) concernant ce nouveau récepteur six-port seront présentées dans ce chapitre.

## 6.2. Simulations du taux d'erreur de bit

La figure 6.1 illustre le schéma de simulation du récepteur à conversion directe.

L'émetteur est composé par un modulateur QPSK, ayant une séquence de bit pseudo–aléatoire, un amplificateur RF et une antenne d'émission.

Le récepteur six-port est constitué par une antenne de réception, un amplificateur faible bruit (LNA), le circuit six-port, quatre détecteurs RF, quatre amplificateurs vidéo et un décodeur I/Q. Pour améliorer la convergence de la simulation ADS, on a utilisé un circuit FDD (Frequency Defined Device), caractérisé par des relations logiques, qui est capable de jouer le même rôle que le décodeur présenté à la figure 5.10. Les sorties de ce circuit sont en effet les sorties I/Q du récepteur. Durant ces simulations, l'oscillateur local a été supposé verrouillé en phase.

La propagation du signal RF est simulée en utilisant la composante *LOS_Link*, fournie par la librairie des composantes du logiciel ADS, basée sur le modèle de Friis[10].

Finalement, pour obtenir le taux d'erreur de bit, qui représente un paramètre important de la qualité d'une transmission dans un système de communication, les

signaux de sortie I/Q sont comparés avec les signaux I/Q d'entrée. Dans ce but, on a utilisé la fonction *ber_qpsk* de ADS.

Les paramètres de simulation sont : la vitesse de modulation de 4 Mb/s, la puissance de l'émetteur de 0 dBm, la puissance de l'oscillateur local de –20 dBm, les gains des antennes de 15 dBi et une distance de propagation de 5 m. Les simulations ont été effectués en considérant une fréquence d'opération de 27 GHz.

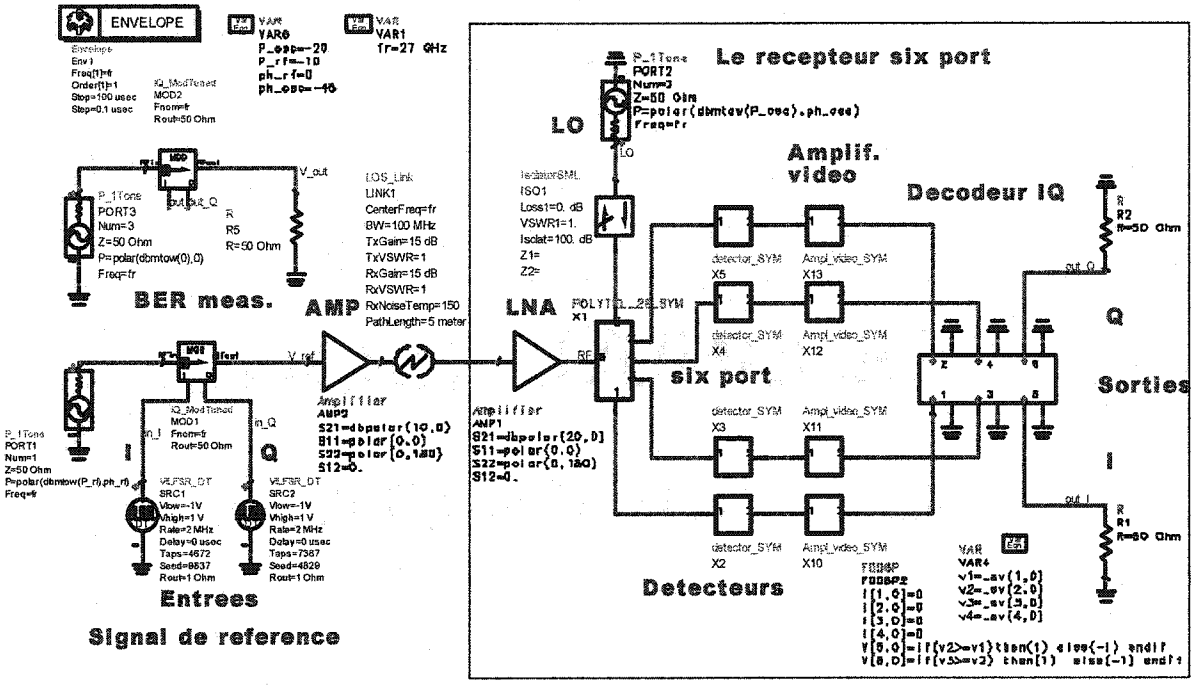



Figure 6.1. Le schéma de simulation ADS du récepteur à conversion directe

Pour une étude complet du récepteur en temps et en fréquence, on a utilisée la simulation de type enveloppe, équivalente à un équilibrage harmonique en fonction du temps. Pendant ces simulations, la discrétisation du signal en temps est en fonction de la vitesse de modulation. Un pas de simulation d'environ 20 % de la durée du bit est considéré convenable. Cette valeur représente un bon compromis entre la durée de simulation et la précision des résultats. Dans notre cas, la vitesse de modulation est de 4 Mb/s, donc, 2 Mb/s sur chaque canal, I or Q. Le pas de la simulation de type enveloppe est donc de 0,1 μs. À la suite des simulations, on peut visualiser les différentes ondes de

tension (magnitudes et phases), par rapport au temps. De même, on peut obtenir les spectres des signaux.

La figure 6.2 illustre le spectre du signal RF modulé QPSK et celui de l'oscillateur local LO. En tenant compte que celui-ci est supposé verrouille en phase, son spectre ressemble à une impulsion Dirac. La puissance de l'oscillateur local est de –20 dBm. Le spectre du signal modulé QPSK correspond à une vitesse de modulation de 4 Mb/s.

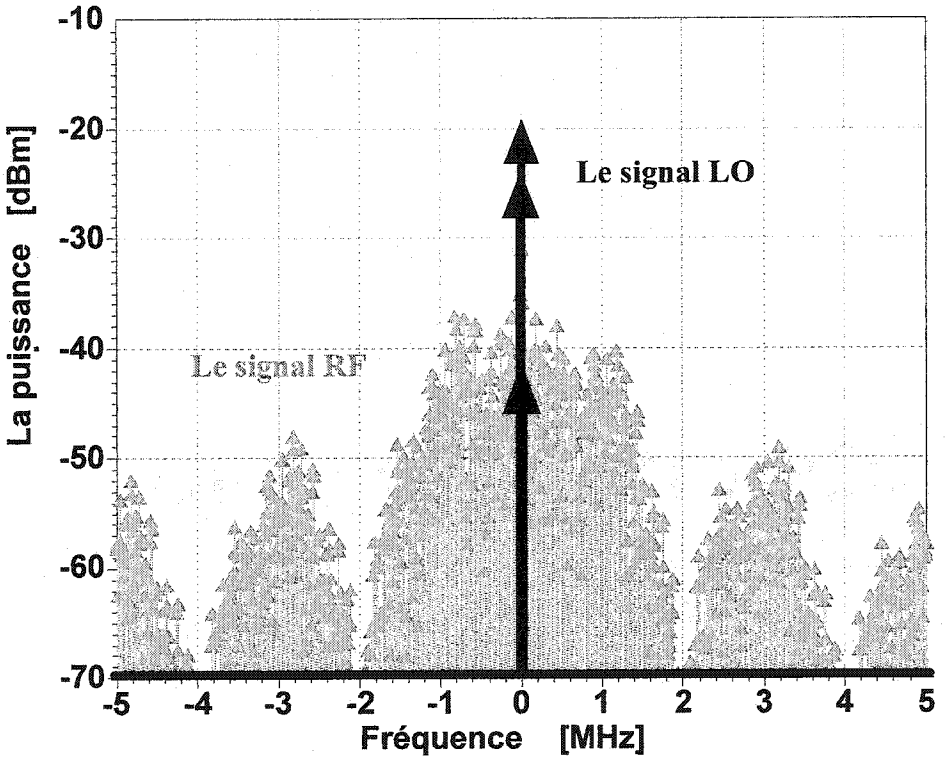



Figure 6.2. Les spectres des signaux RF et LO

La figure 6.3 illustre les formes d'onde des signaux I et Q d'entrée et de sortie. Les signaux in_I et, respectivement in_Q, représentent la séquence pseudo-aléatoire qui module le signal QPSK. Leurs fréquences sont de 2 MHz, correspondant à une vitesse de modulation de 4 Mb/s. La phase du signal RF change par multiples de 90° à chaque intervalle de temps de 0,5 μs. La phase de l'oscillateur local est parfaitement stable, à cause que celui-ci est supposé verrouillé en phase. Durant la simulation, la phase reste égale à 45°.

Les signaux de sortie out_I et, respectivement out_Q, obtenus à la suite de la démodulation du signal QPSK, sont identiques aux signaux I/Q d'entrée. Donc, la démodulation est faite correctement. La figure illustre une durée de temps de seulement 20 μs, qui nous permet d'avoir une image lisible de ce processus. Par contre, le temps de la simulation doit être plus long, pour mesurer correctement le taux d'erreur de bit.

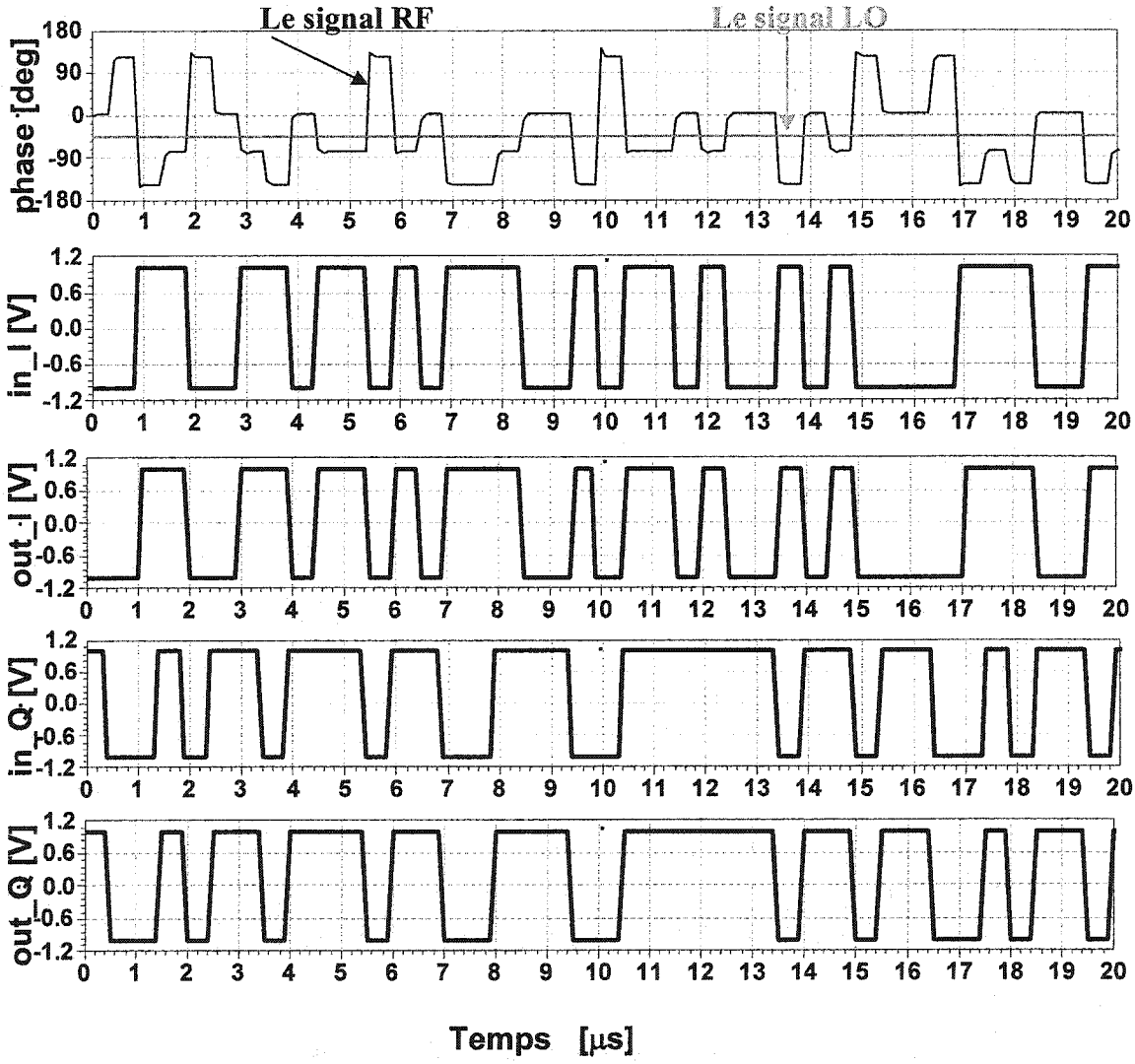



Figure 6.3. Les formes d'ondes des signaux obtenus à la suite d'une simulation de type enveloppe

Pour mieux analyser et évaluer les résultats de simulation de BER, on va présenter d'abord quelques notions théoriques reliées à ce paramètre.

L'efficacité de la puissance est parmi les plus importants indicateurs de performance d'un système de communication [10]. Dans notre cas, ce terme fait rapport seulement à l'efficacité du récepteur, incluant le démodulateur. Dans des conditions idéales (présence du bruit blanc seulement), l'expression mathématique de l'efficacité de la puissance du récepteur, dans le cas d'un signal modulé QPSK, est donnée par la relation 6.1 [10].

$$P_e = \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \tag{6.1}$$

où la fonction *erfc* est exprimé par l'équation:

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp^{-\omega^2} \, d\omega \tag{6.2}$$

Un système est plus efficace du point de vue de la puissance, si la probabilité d'erreur a une valeur réduite.

En pratique, on considère que pour une bonne qualité de la communication, la valeur de la probabilité d'erreur doit être égale ou inférieure à $10^{-6}$.

Le terme "*la probabilité d'erreur*" est utilisé surtout dans les références théoriques. L'équivalent de ce terme en pratique est "*le taux d'erreur global de bit*" (BER), exprimé comme une fonction de C/N ou $E_b/N_o$, où C est la puissance de la porteuse, N est la puissance du bruit, $E_b$ est la moyenne de l'énergie du bit modulé et $N_o$ est la densité spectrale de la puissance de bruit (le bruit dans une largeur de bande de 1 Hz) à l'entrée du démodulateur. Dans les relations (6.3) et (6.4) on présente les expressions de l'énergie moyenne du bit, $E_b$, et de la densité spectrale de la puissance de bruit, $N_o$, d'un système de communication.

$$E_b = CT_b = C\left(\frac{1}{f_b}\right) \tag{6.3}$$

$$N_o = \frac{N}{B_W} \tag{6.4}$$

où :

$f_b$ est la vitesse des bits, donnée par l'expression:

$$f_b = \frac{1}{T_b}, \quad \text{où} \quad T_b \text{ est la durée d'un bit;} \tag{6.5}$$

et $B_W$ est la largeur de la bande de bruit.

La conversion du rapport $E_b/N_o$ en C/N est possible en utilisant la relation (6.6).

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{C/f_b}{N/B_W} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B_W}{f_b} \tag{6.6}$$

Donc, on peut exprimer la relation entre C/N et $E_b/N_o$ en dB, en utilisant l'expression suivante (6.7):

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{dB} + 10\log\frac{f_b}{B_W} \quad [\text{dB}] \tag{6.7}$$

Dans les systèmes QPSK idéaux, la bande de bruit du récepteur est égale à la moitié de la largeur de bande du signal modulé [10]. Donc, en tenant compte de cette observation, la relation 6.7 devient:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{dB} + 3dB \tag{6.8}$$

Le calcul du taux d'erreur global de bit à l'aide du rapport C/N est possible seulement si la largeur de la bande de bruit du récepteur est très bien spécifiée. On remarque que le rapport $E_b/N_o$ est une quantité normalisée, indépendante de la largeur de bande du récepteur. Donc, pour être en mesure de faire une bonne comparaison entre les performances théoriques et celles pratiques (mesurées) des divers dispositifs de communication, on a adopté l'expression du taux d'erreur global de bit par rapport au rapport $E_b/N_o$ [10].

La courbe théorique de BER (en présence du bruit blanc seulement) par rapport au $E_b/N_o$ est représentée à la figure 6.4. On remarque que pour une valeur de BER de $10^{-6}$ ou moins, la valeur du rapport $E_b/N_o$ doit être supérieure à 10,4 dB.

Dans le cas idéal, la courbe de BER en fonction du rapport signal sur bruit est translatée de 3 dB vers la droite, par rapport à celle représentée à la figure 6.4.

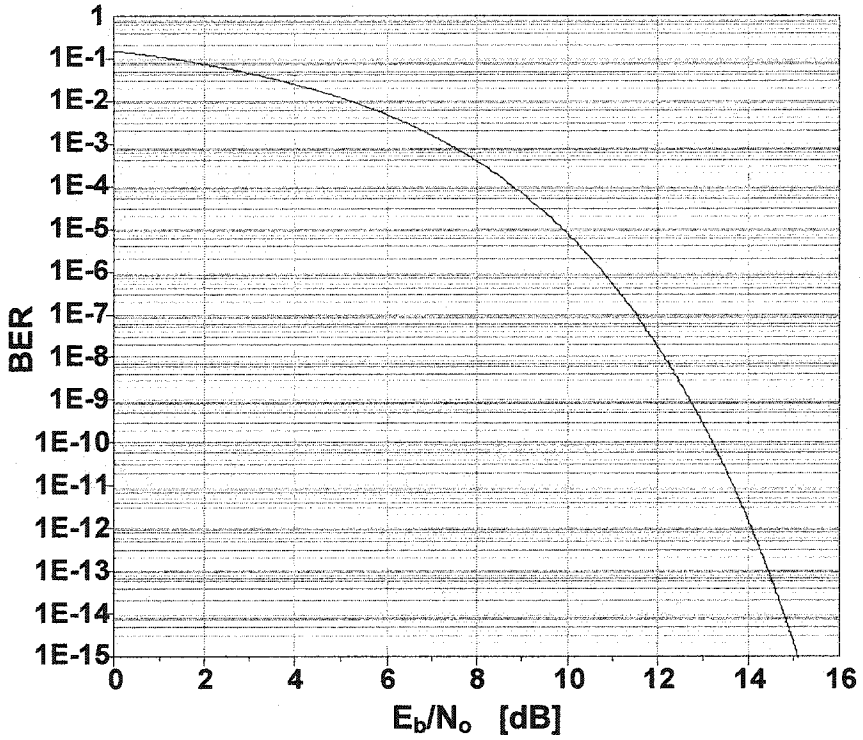



Figure 6.4. La courbe théorique du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK

Pour obtenir les valeurs de BER à l'aide du logiciel ADS, on utilise la fonction *ber_qpsk* (équation 6.9). Le bruit blanc est ajouté à l'aide de la fonction *mynoise*, générée par le logiciel. Finalement, le signal de référence prélevé à la sortie du modulateur QPSK et le signal de sortie obtenu par une nouvelle modulation QPSK, cette fois-ci à l'aide des signaux de sortie out_I et out_Q, sont comparés durant le temps de simulation, en utilisant un pas proportionnel à la vitesse de modulation.

(6.9)

Eqn myber=ber_qpsk(V_ref[1],V_out[1],0.1MHz,mynoise)

Les premiers résultats de simulation sont reliés au circuit MHMIC. La figure 6.5

illustre la courbe simulée du taux d'erreur de bit, pour une modulation QPSK, en utilisant le schéma de simulation présenté à la figure 6.1. Dans la simulation on suppose que l'oscillateur local est verrouille en phase. On peut observer que cette courbe est très proche de la courbe de BER théorique. Pour la valeur typique de $10^{-6}$, la différence entre les valeurs de $E_b/N_o$ correspondantes est autour de 0,3 dB.

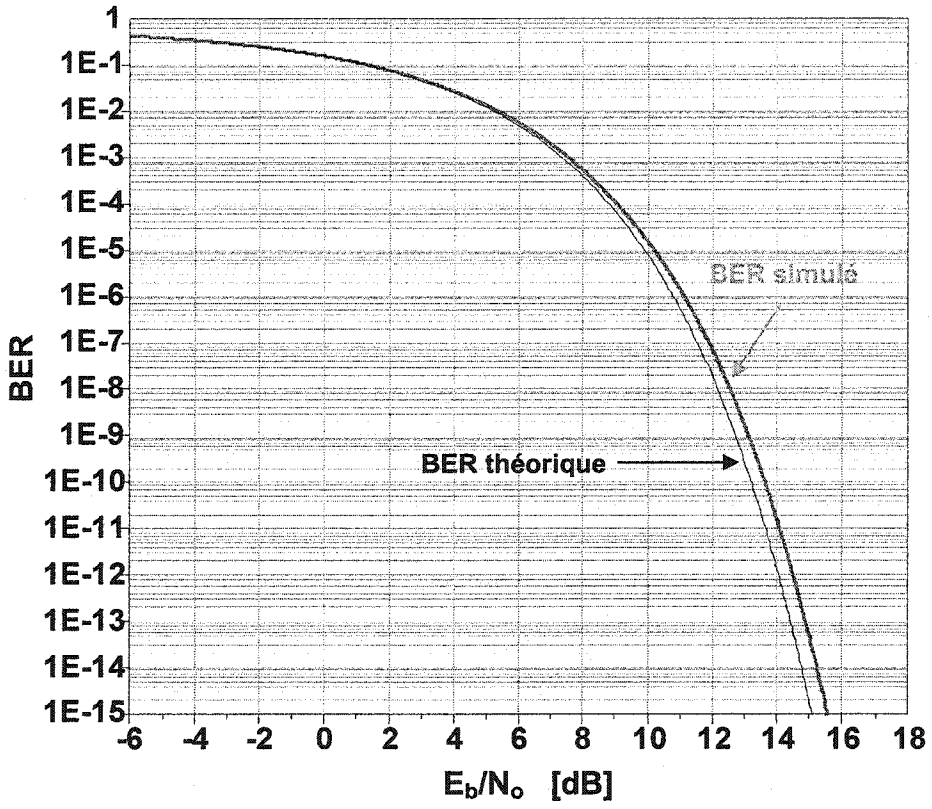



Figure 6.5. La courbe simulée du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK par rapport à la courbe théorique (le prototype MHMIC)

Ensuite, on a effectué plusieurs simulations sur le même circuit, en tenant compte des divers facteurs perturbateurs.

La figure 6.6 illustre le taux d'erreur de bit pour différentes erreurs de phase de l'oscillateur local, par rapport au synchronisme. On peut facilement observer que pour une erreur de phase de moins de 20°, la courbe de BER est pratiquement la même que celle correspondante au synchronisme. Si l'erreur de phase augmente, la courbe de BER

décroche rapidement et les performances du récepteur se détériorent d'une façon significative. Dans le cas d'une erreur de 45°, le résultat de démodulation est complètement erroné.

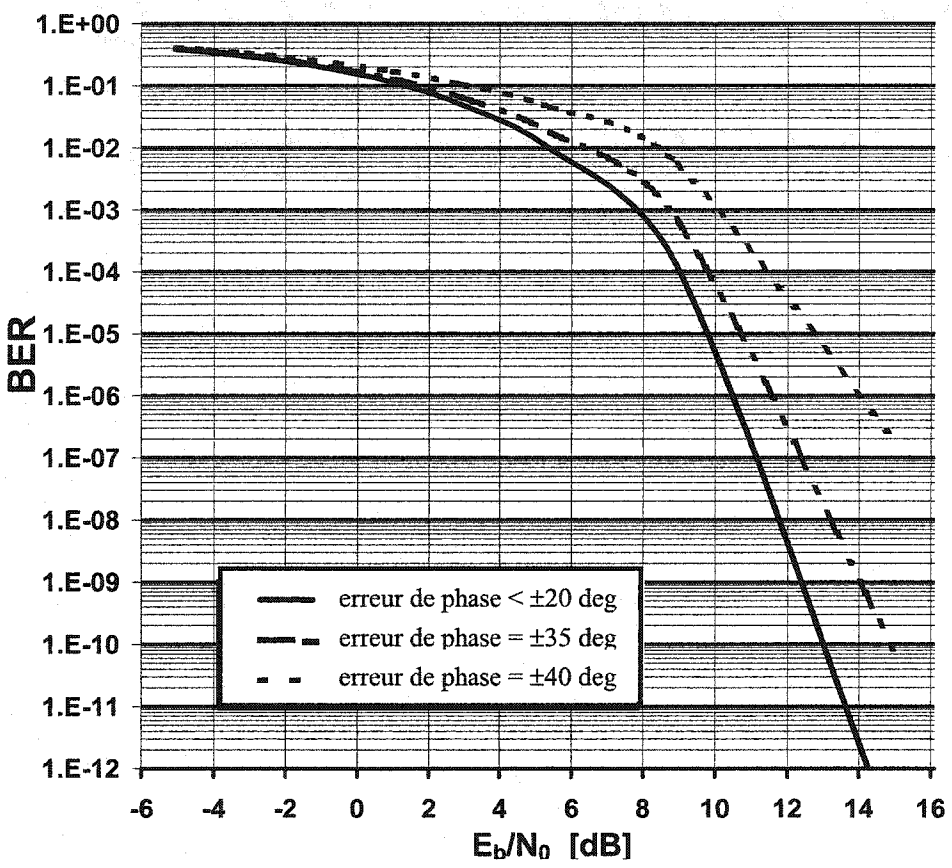



Figure 6.6. La courbe simulée du taux d'erreur de bit pour diverses erreurs de phase, par rapport au synchronisme, correspondant au prototype MHMIC

La figure 6.7 illustre le schéma de mesure du récepteur MHMIC réalisé à l'aide des appareils disponibles dans notre laboratoire. Une séquence pseudo - aléatoire de $(2^{23}-1)$ bits est générée par la partie de transmission (TX) d'un équipement de mesure de BER, de type ME 522A. La vitesse de transmission de bits peut aller de 1 à 120 Mb/s. Le signal modulé QPSK et le signal de référence à 250 MHz sont générés en utilisant un générateur vectoriel de signal de type Hewlett Packard 8782. Le signal modulé QPSK et le signal de référence à 26,75 GHz sont obtenus en utilisant un oscillateur local LO

(Wiltron Frequency Synthesizer, model 6740B à 26,5 GHz) et deux convertisseurs élévateurs de fréquence (mélangeurs) de type SU26A21D. La démodulation des signaux I/Q est obtenue à l'aide d'un module six-port, constitué par la jonction six-port avec les quatre détecteurs et d'un décodeur I/Q. Un générateur de signal non modulé ou, respectivement, un générateur de bruit blanc est utilisé pour générer un signal d'interférence ou, respectivement, un bruit blanc. La partie de réception (RX) de l'équipement de mesure de BER évalue les valeurs du taux d'erreur global.

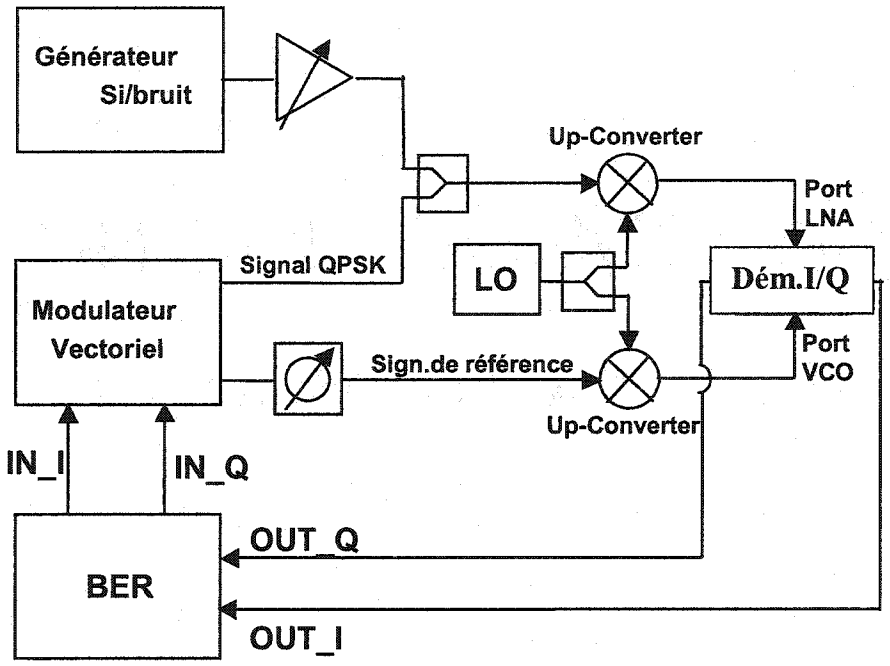



Figure 6.7. Le schéma de mesure du récepteur six-port

La figure 6.8 présente la photographie de la réalisation pratique du démodulateur QPSK et une partie du circuit de mesure. On remarque l'oscillateur local qui fournit le signal à 26,5 GHz et le diviseur de puissance qui divise celui-ci en deux parties. Dans le centre bas de l'image on peut identifier les deux convertisseurs élévateurs de fréquence, qui mélangent les signaux à 26,5 GHz avec deux autres à 250 MHz, dont l'un modulé et l'autre non modulé. On remarque aussi la fixture avec le circuit MHMIC qui contient la jonction six-port avec les quatre circuits de détection et, ensuite, le décodeur qui fournit les signaux I/Q à la sortie.

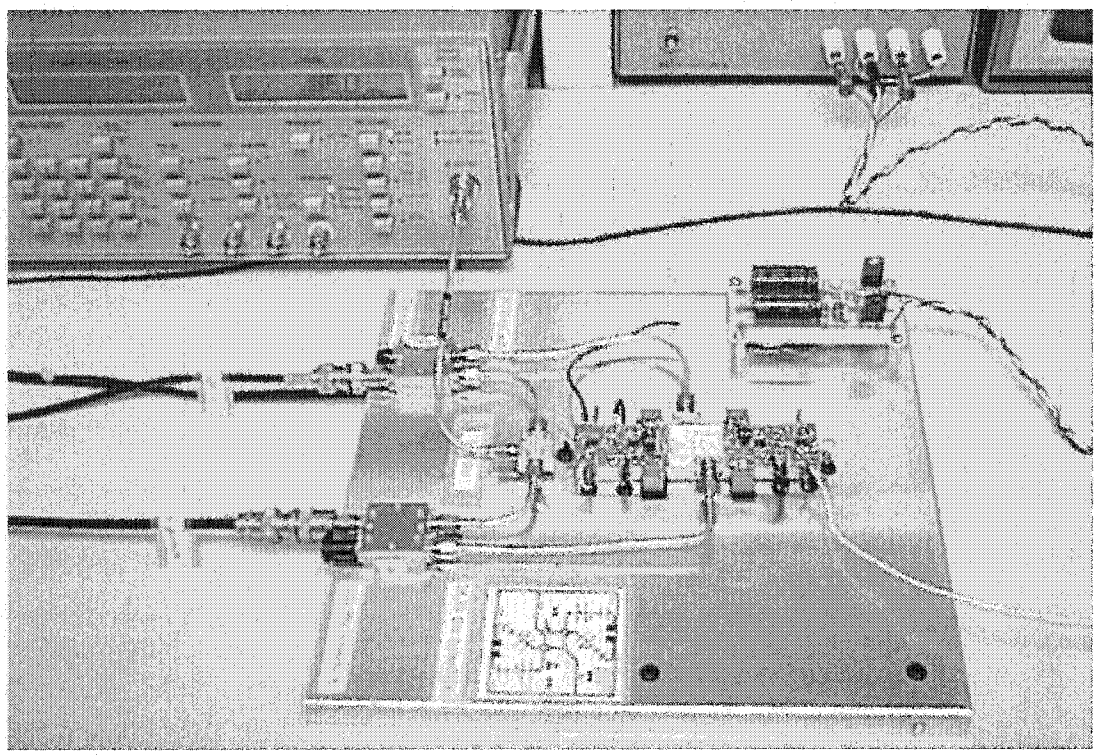


Figure 6.8. La photographie du set-up de mesure du circuit MHMIC

La figure 6.9 illustre les équipements de mesure du taux d'erreur de bit, le modulateur vectoriel, l'oscillateur local et l'analyseur de spectre.

Le banc d'essai au complet est présenté à la figure 6.10. On peut remarquer tous les équipements de mesure déjà présentés et le prototype du récepteur à mesurer.

La photographie du récepteur six-port avec les antennes cornet est illustrée à la figure 6.11. L'antenne émettrice se trouve dans la partie droite de la photographie. L'antenne réceptrice est reliée directement au circuit six-port, sans utiliser aucun amplificateur faible bruit. Les deux antennes sont de type cornet et leur gain est d'environ 15 dBi.

Les mêmes paramètres des antennes ont été utilisés dans les simulations ADS, tel qu'illustré à la figure 6.1.

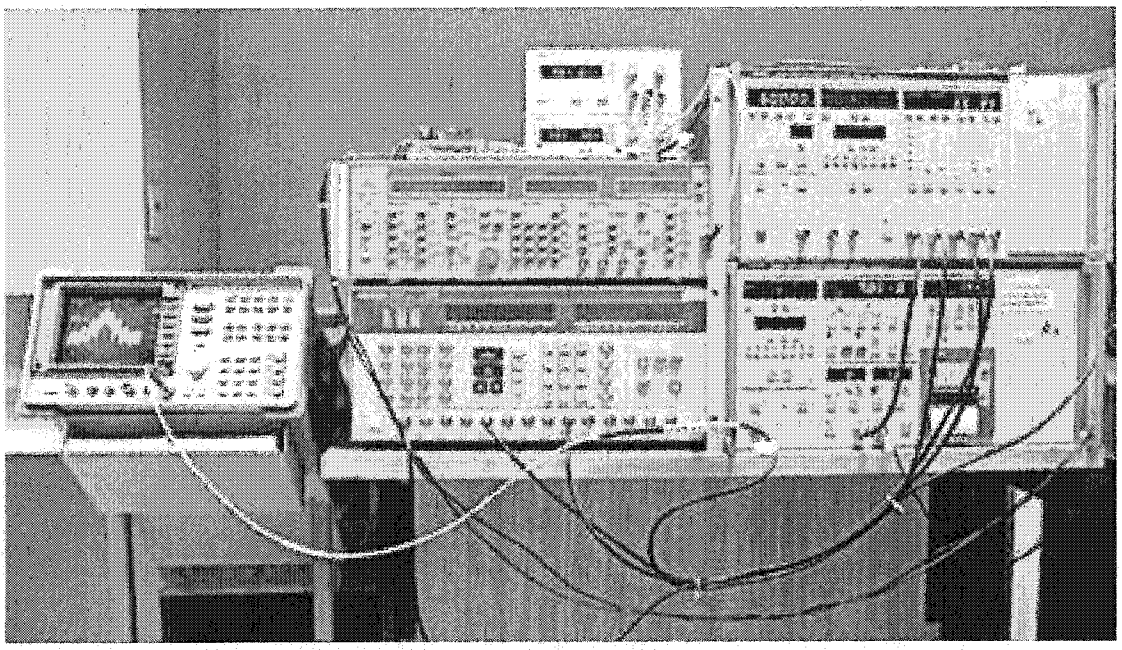


Figure 6.9. La photographie des équipements de mesure

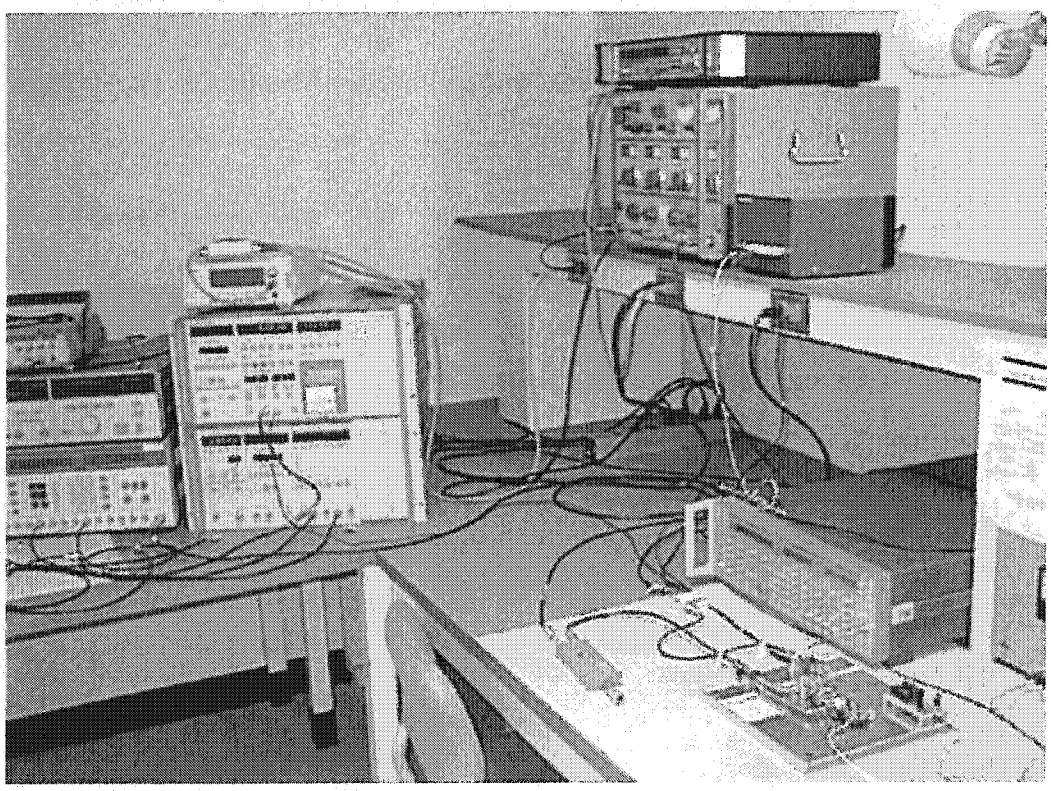


Figure 6.10. La photographie du banc d'essai

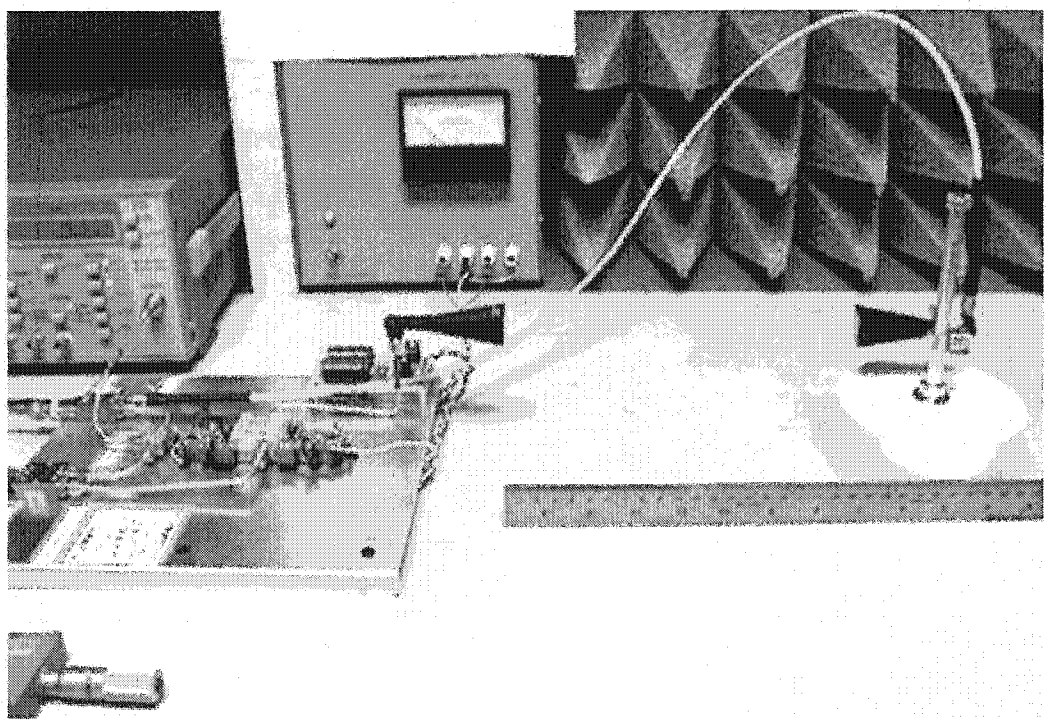


Figure 6.11. La photographie du récepteur six-port MHMIC avec l'antenne cornet

Plusieurs simulations et mesures ont été effectuées dans la bande de fréquence. Les résultas de BER obtenus pour le circuit MHMIC, par rapport au $E_b/N_o$, sont illustrés à la figure 6.12.

Les simulations mettent en évidence que, dans une large bande de fréquence, la démodulation du signal QPSK est excellente. La courbe de BER correspondant à un signal dans la bande de fréquence de 23 à 31 GHz, est presque identique à la courbe théorique du signal QPSK, présentée à la figure 6.5. En dehors de cette bande de fréquence, le taux d'erreur augmente rapidement due à la conception de la jonction six-port.

Les mesures effectuées à la fréquence centrale de 26,75 GHz ont validé les résultats de simulation. La courbe de BER mesurée est translatée seulement de 1 dB par rapport à la courbe simulée. Un taux d'erreur de $10^{-6}$ correspond à un rapport $E_b/N_o$ d'environ 11 dB, ce qui représente un excellent résultat.

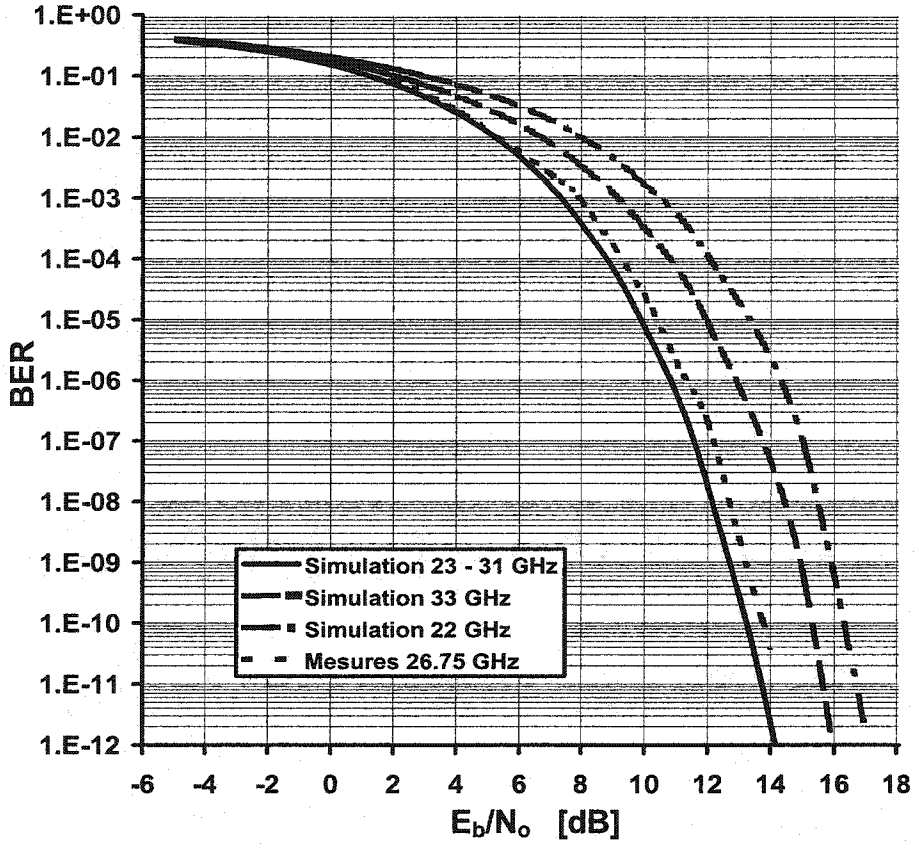



Figure 6.12. Simulations et mesures de BER par rapport au Eb/No dans la bande de fréquence (le prototype MHMIC)

La figure 6.13 illustre les simulations et les mesures de BER par rapport à la puissance d'entrée au port RF du circuit six-port, pour le même circuit MHMIC. La puissance de l'oscillateur local a été fixée à –20 dBm. Pour un rapport $E_b/N_o$ égale à 13 dB, la sensibilité du récepteur, correspondant à une valeur typique de $10^{-6}$ du BER, est très bonne, autour de –36,5 dBm dans le cas de simulations et de -35,5 dBm dans le cas de mesures.

Pour effectuer une comparaison correcte des résultats de mesure et de simulation, les conditions de simulation doivent être identiques aux celles de mesure. À cause qu'aucun LNA n'a été utilisé pendant les mesures, le gain de LNA a été considéré égal à zéro durant les simulations.

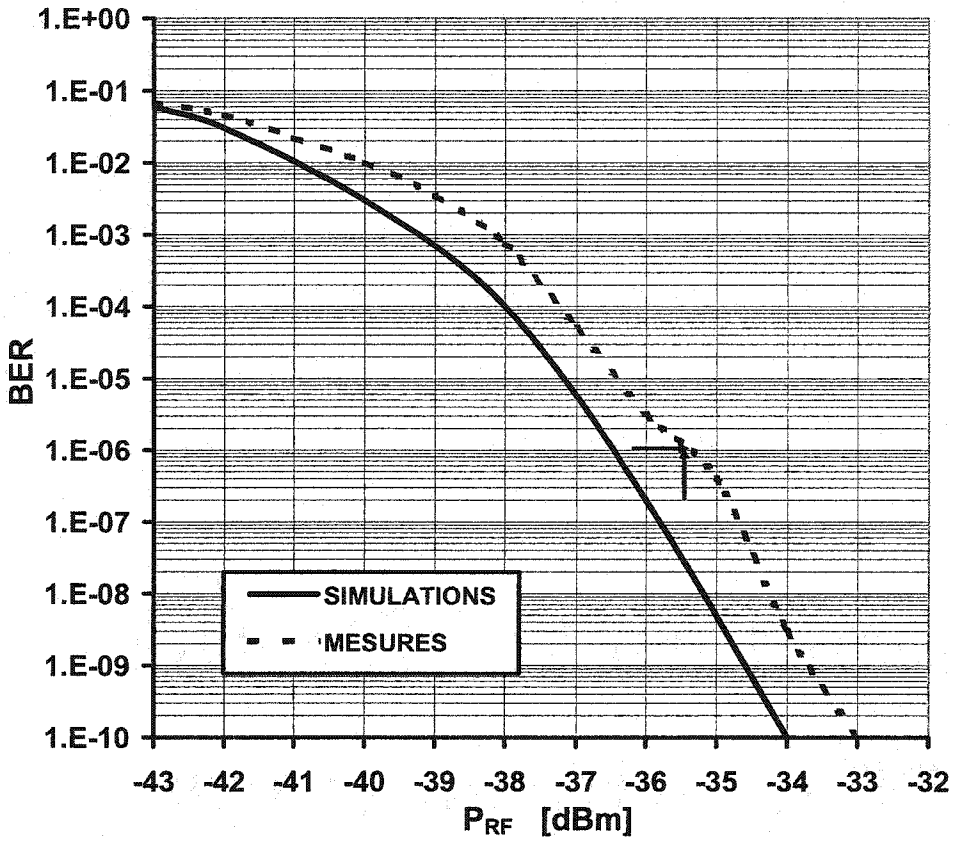



Figure 6.13. Simulations et mesures de BER par rapport à la puissance d'entrée au port RF du circuit six-port (le prototype MHMIC)

Dans les conditions dans lesquelles la puissance de l'oscillateur reste faible (autour de –20 dBm), l'utilisation d'un amplificateur à faible bruit dans le récepteur six-port va augmenter la sensibilité de celui-ci à au moins –50 dBm.

La figure 6.14 illustre les simulations et les mesures de BER par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local, correspondant à un rapport $E_b/N_o$ d'environ 13 dB. Les résultats indiquent que pour une erreur de phase par rapport au synchronisme en dessous de 30° la valeur de BER reste sous le seuil de $10^{-10}$. Les résultats de simulation prouvent que le BER est inférieur à la valeur typique de $10^{-6}$, si l'erreur de phase ne dépasse pas 40°. Les résultats de mesure sont très proches de ceux de simulation. La même valeur typique de BER est obtenue, si l'erreur de phase de l'oscillateur local par rapport au synchronisme ne dépasse pas 35°.

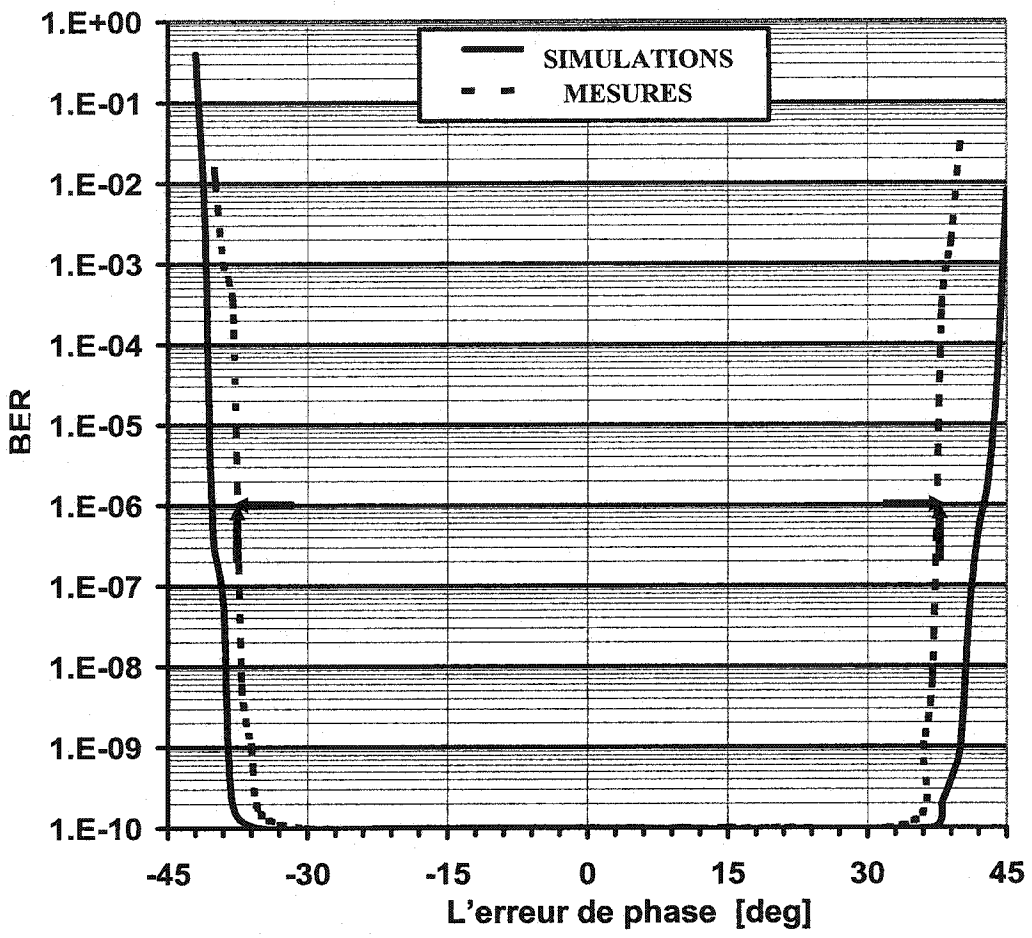



Figure 6.14. Simulations et mesures de BER par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local (le prototype MHMIC)

Plusieurs simulations et mesures du taux d'erreur de bit ont été effectuées aussi sur le prototype MMIC du même récepteur six-port.

Les figures 6.15 et 6.16 illustrent les simulations de BER par rapport à $E_b/N_o$, à la fréquence centrale et en fonction de l'erreur de phase par rapport au synchronisme. Les simulations ont été faites en utilisant un schéma similaire au celui illustré à la figure 6.1, mais employant les modèles ADS des circuits MMIC.

Les simulations du premier prototype MMIC illustrent que la tolérance aux erreurs de phase de ce circuit est dégradée par rapport à la réalisation hybride. Mais, si on garde

cette erreur sous le seuil de ± 15°, pour un rapport $E_b/N_o$ plus grand que 15 dB, les résultats sont très bons car les valeurs de BER restent en dessous de la valeur typique de $10^{-6}$. Le taux d'erreur de bit augmente rapidement pour une erreur de phase supérieure à 25°.

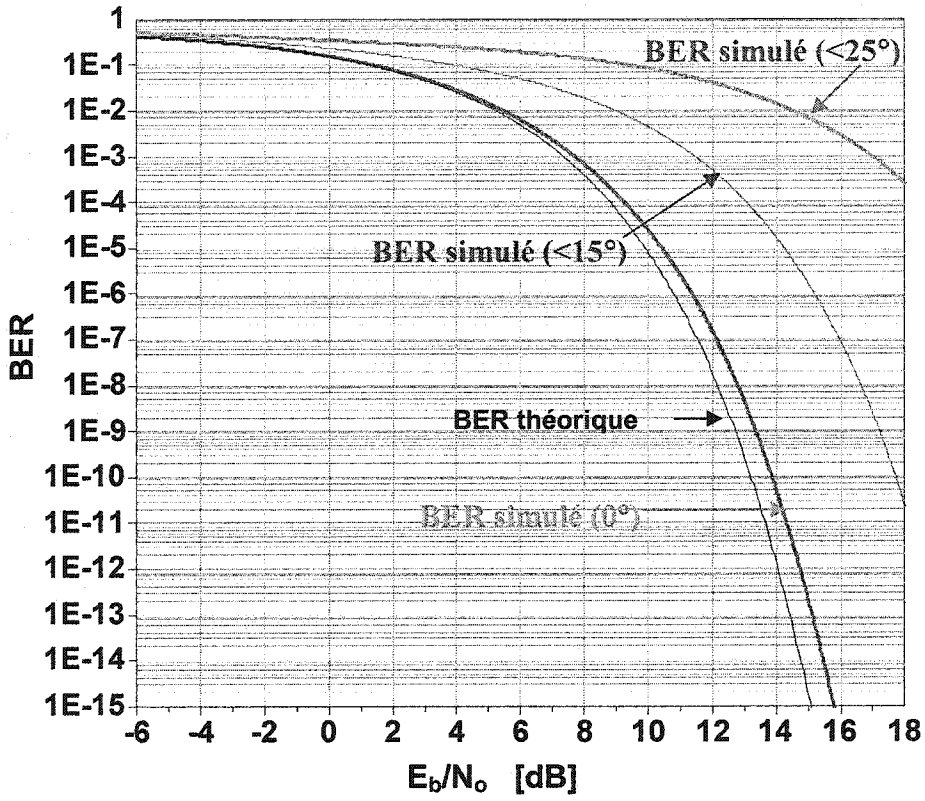



Figure 6.15. Simulations par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local (le premier prototype MMIC)

Les simulations du deuxième prototype MMIC illustrent que la tolérance aux erreurs de phase est plus grande par rapport au premier prototype MMIC, tout en restant inférieure par rapport à la réalisation hybride. Si on garde cette erreur de phase sous le seuil de ± 25°, les résultats restent bons pour un rapport $E_b/N_o$ plus grand que 15 dB. Le taux d'erreur de bit augmente rapidement pour une erreur de phase supérieure à 35°.

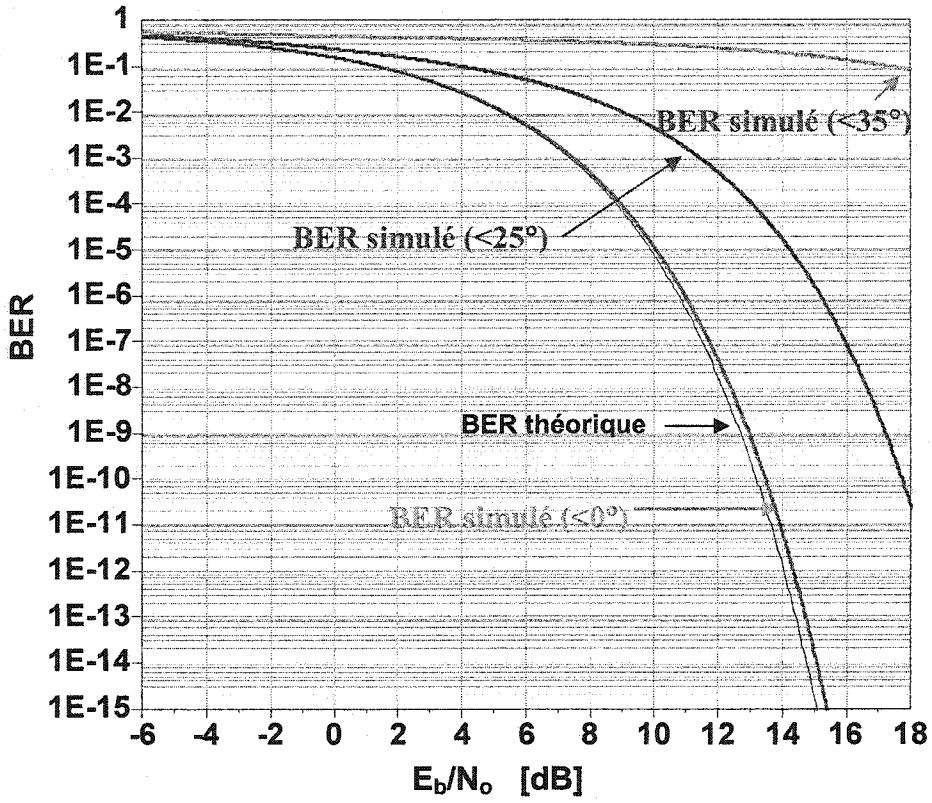



Figure 6.16. Simulations par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local (le deuxième prototype MMIC)

Pendant les mesures on a utilisé le démodulateur QPSK en version MMIC (voir la figure 5.8) et les deux fixtures MHMIC (voir la figure 5.7) présentées dans le chapitre précédent. L'accès aux entrées RF est réalisé en utilisant une station sous-pointes, tel qu'illustré dans les figures 6.17 et 6.18.

Le schéma de mesure a été déjà présenté à la figure 6.7. Dans le but d'effectuer les mesures du circuit MMIC, ce schéma a été légèrement modifié, en utilisant deux amplificateurs RF supplémentaires, connectés aux entrées du six-port. Les niveaux des signaux de référence et d'entrée ont été amplifiés, pour compenser la sensibilité réduite des détecteurs Schottky intégrés.

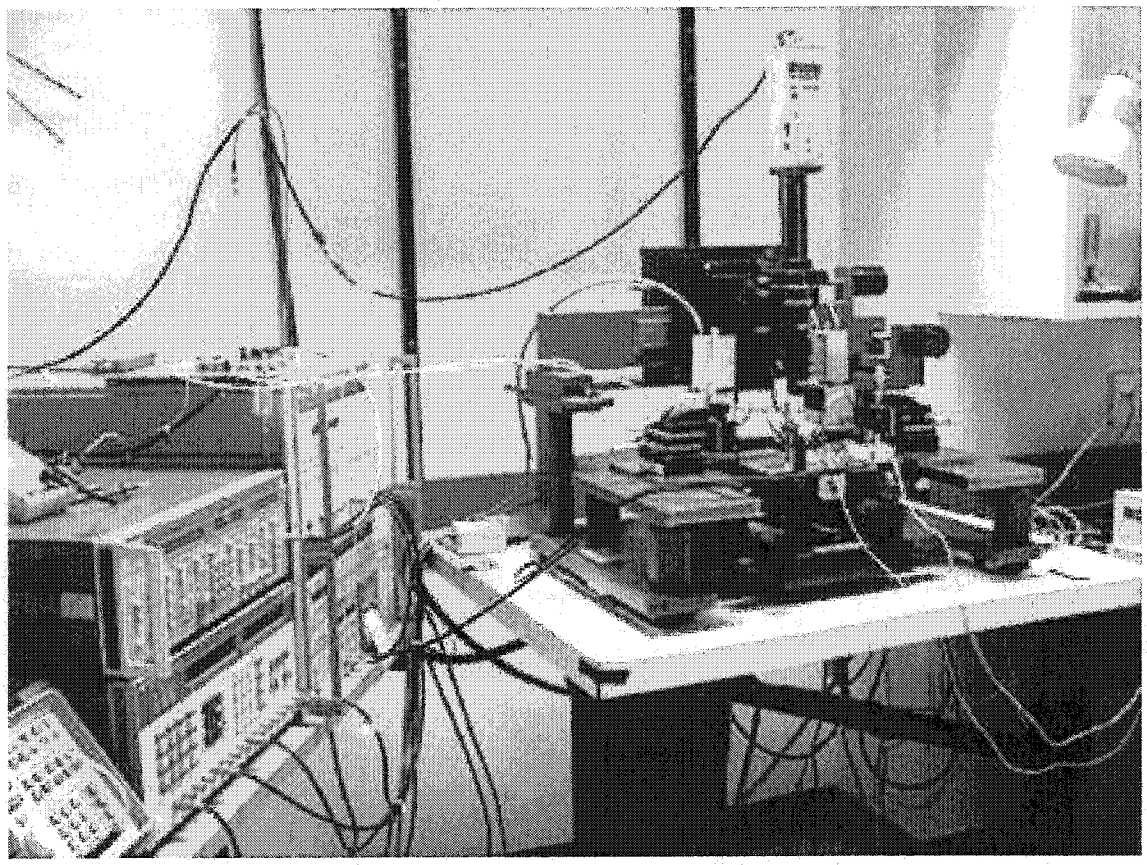


Figure 6.17. Mesures de BER pour le prototype MMIC, en utilisant la station sous pointes

Malheureusement, à cause de la sensibilité réduite des diodes Schottky intégrées on a dû augmenter la puissance de l'oscillateur local à environ 0 dBm. Ce fait a rendu impossibles les mesures de BER par rapport à $E_b/N_o$, car la source de bruit blanc disponible dans notre laboratoire ne pouvait pas fournir la puissance nécessaire pour obtenir des valeurs de bruit considérables. Due à la sensibilité réduite des détecteurs, le circuit MMIC a besoin des puissances RF plus élevées que le circuit MHMIC.

La figure 6.19 illustre les mesures du taux d'erreur de bit des deux circuits MMIC par rapport au synchronisme. À la valeur de synchronisme, le taux d'erreur mesuré est inférieur à $10^{-10}$.

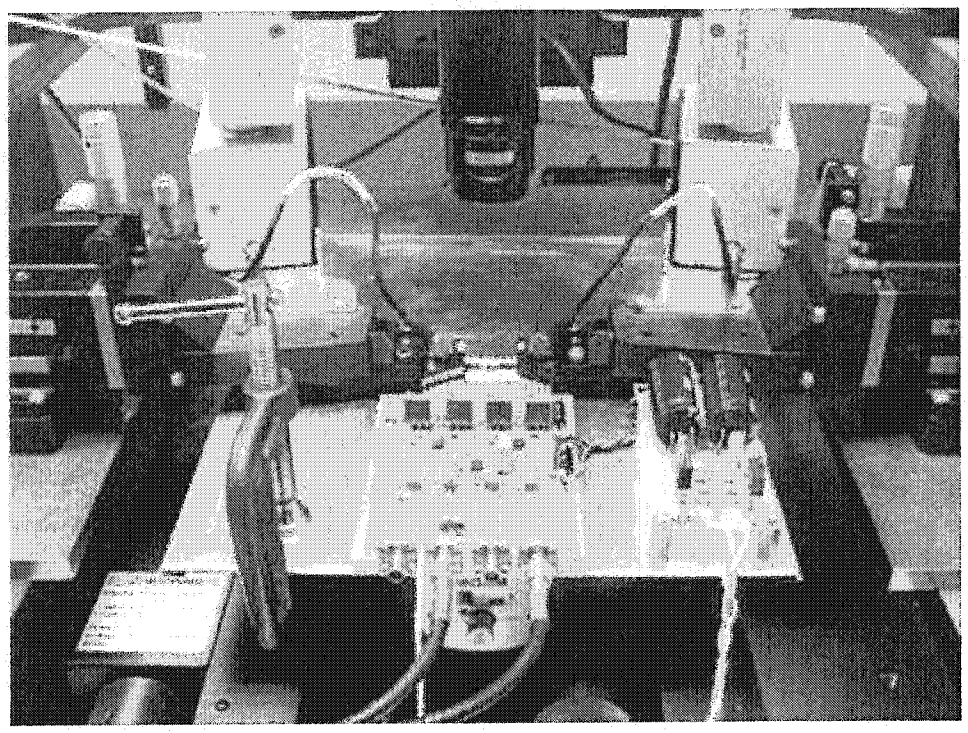


Figure 6.18. Mesures de BER pour le prototype MMIC en utilisant la station sous pointes (détail)

En utilisant un déphaseur variable et une fonction spéciale du modulateur vectoriel (la rotation de la constellation) qui nous permet un changement de la phase du signal de référence (ayant un pas de 1°), on a dressé la courbe de BER par rapport à l'erreur de phase. Dans le cas du premier circuit MMIC, la valeur de BER reste en dessous du seuil de $10^{-6}$ (généralement reconnu pour une transmission de haute qualité), si l'erreur de phase par rapport au synchronisme est inférieure à 10°. En ce qui concerne le deuxième circuit MMIC, cette condition est respecté, si l'erreur de phase est inférieure à 20°. Ce résultat est moins bon que celui obtenu pour la version MHMIC, où la tolérance à l'erreur de phase par rapport au synchronisme pour obtenir un BER égale à $10^{-6}$, était de 35°.

Cette dégradation de la tolérance à l'erreur de phase est due aux détecteurs intégrés MMIC, qui n'ont pas une sensibilité adéquate et, en plus, leurs caractéristiques ne sont plus quadratiques.

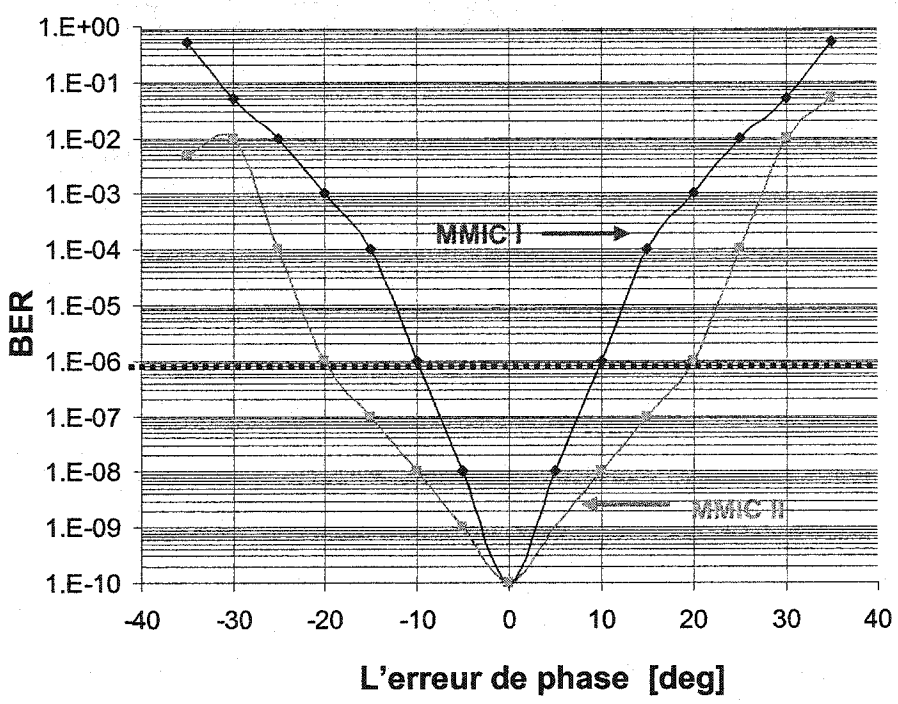



Figure 6.19. Les mesures comparatives de BER par rapport à l'erreur de phase de l'oscillateur local, pour les deux prototypes MMIC

En conclusion, les résultats de simulation et de mesure obtenues sur les trois prototypes illustrent le fonctionnement du récepteur six-port pour un signal de l'oscillateur verrouillé en phase. Le verrouillage peut être réalisé en utilisant plusieurs techniques, comme: la boucle multiplicatrice [11], la boucle PLL [10, 28], ou la modulation inverse [19, 35].

La boucle multiplicatrice ne peut pas être utilisé dans la bande Ka, car, par une multiplication de fréquence de quatre fois, on dépasse 100 GHz et la technologie MMIC n'est pas encore disponible à ces fréquences.

La boucle PLL engendre un oscillateur local assez coûteux, mais elle a une excellente qualité.

À notre avis, la dernière méthode, qui utilise une boucle de modulation inverse, offre le meilleur compromis entre le prix du récepteur et la qualité de la démodulation. Cette méthode sera présentée en détail dans le chapitre suivant.

# CHAPITRE VII

# LA BOUCLE DE RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE

## 7.1. Introduction

La figure 7.1 illustre le schéma bloc du récepteur à conversion directe, incluant le module de récupération de la porteuse [35]. Le signal de référence est généré en utilisant la modulation inverse du signal QPSK d'entrée. Ce signal est d'abord retardé d'une durée de temps $\tau$, égale à une fraction de la durée de bit. Ensuite, le signal va passer par un modulateur QPSK contrôlé par les signaux de sortie du récepteur. Finalement, le signal obtenu est déphasé pour obtenir le signal de référence, ayant la phase correcte. Le démodulateur QPSK reste identique avec celui déjà présenté dans cette thèse.

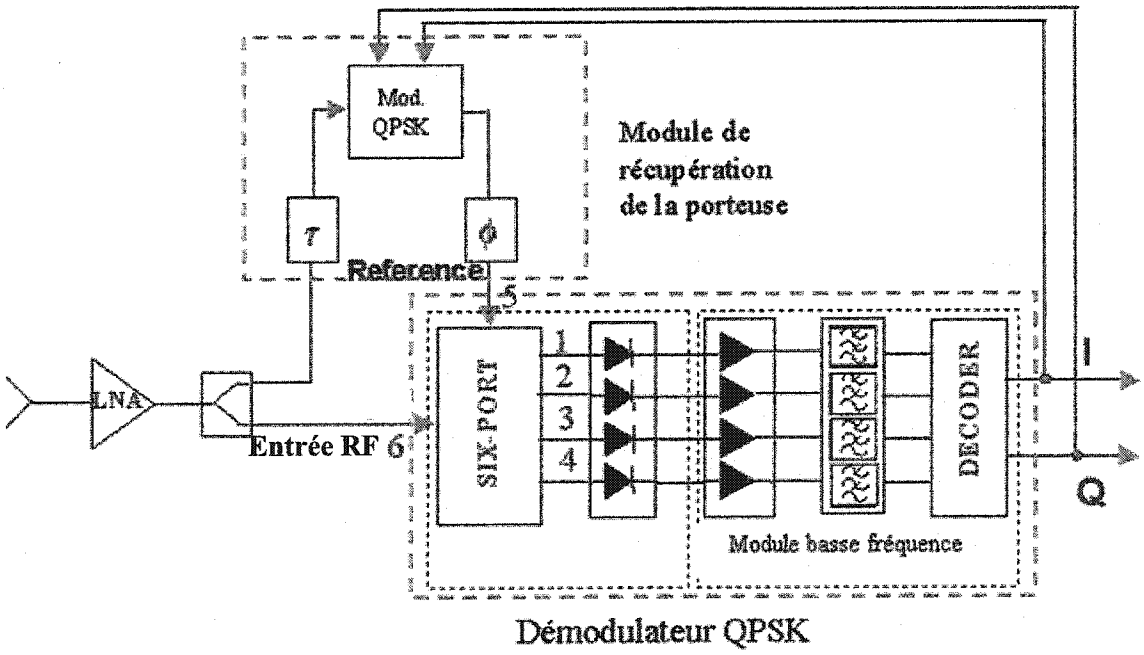



Figure 7.1. Le schéma bloc du récepteur à conversion directe, incluant le module de récupération de la porteuse

### 7.2. Simulations ADS

La figure 7.2 illustre le schéma de simulation ADS du récepteur à conversion directe, avec le module de récupération de la porteuse. À partir du schéma illustré à la figure 6.1, on a remplacé l'oscillateur local verrouillé en phase (LO), par le nouveau circuit de récupération de la porteuse (*carrier recovery*). Pour des meilleures performances de démodulation de la jonction six-port, on a besoin des niveaux de puissance comparables aux deux ports d'entrée, RF et LO. Dans ce but, on a utilisé un atténuateur de 6 dB connecté au port 6. À une vitesse de modulation de 4 Mb/s, le retard de temps introduit dans la boucle de récupération de la porteuse est de 0,1 μs, représentant environ 20% de la durée de bit. Par rapport à la figure 6.1, les autres conditions de simulation ont resté les mêmes: simulation de type enveloppe à la fréquence de 27 GHz, une distance de 100 m entre les deux antennes, d'émission et de réception, le même circuit d'évaluation de BER et le même émetteur, ayant une vitesse de bit de 4 Mb/s.

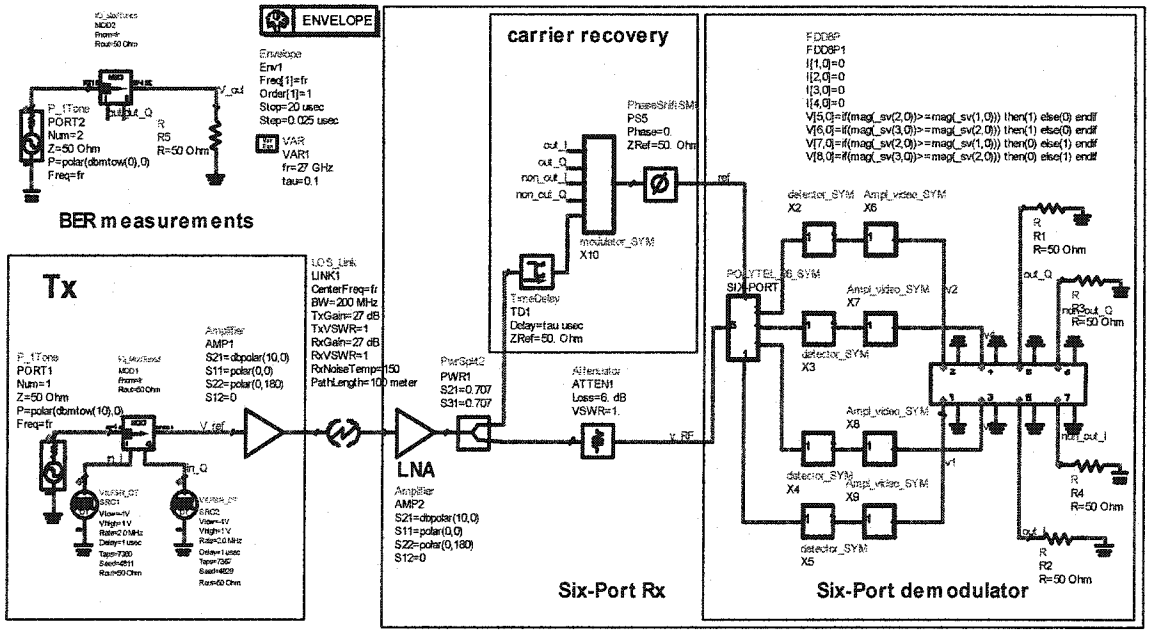



Figure 7.2. Le schéma de simulation ADS du récepteur à conversion directe avec le module de récupération de la porteuse

La figure 7.3 illustre les résultats de simulation pour obtenir le spectre du signal QPSK et le spectre du signal récupéré. La puissance du signal récupéré, à la fréquence centrale, est d'environ –20 dBm, pratiquement la même que celle de l'oscillateur verrouillé en phase utilisé dans le schéma présenté à la figure 6.1. Les autres lignes spectrales du signal récupéré sont à un intervalle de 2 MHz, en tenant compte que la vitesse de modulation est de 4 Mb/s (2 Mb/s pour chaque signal, I or Q). Leurs puissances sont réduites d'environ 35 dB par rapport au signal à la fréquence centrale de 27 GHz. Pratiquement, le spectre obtenu est similaire à celui présenté à la figure 6.2.

En conclusion, en utilisant ce procédé, on a obtenu un signal de référence d'une excellente qualité et à moindre coût.

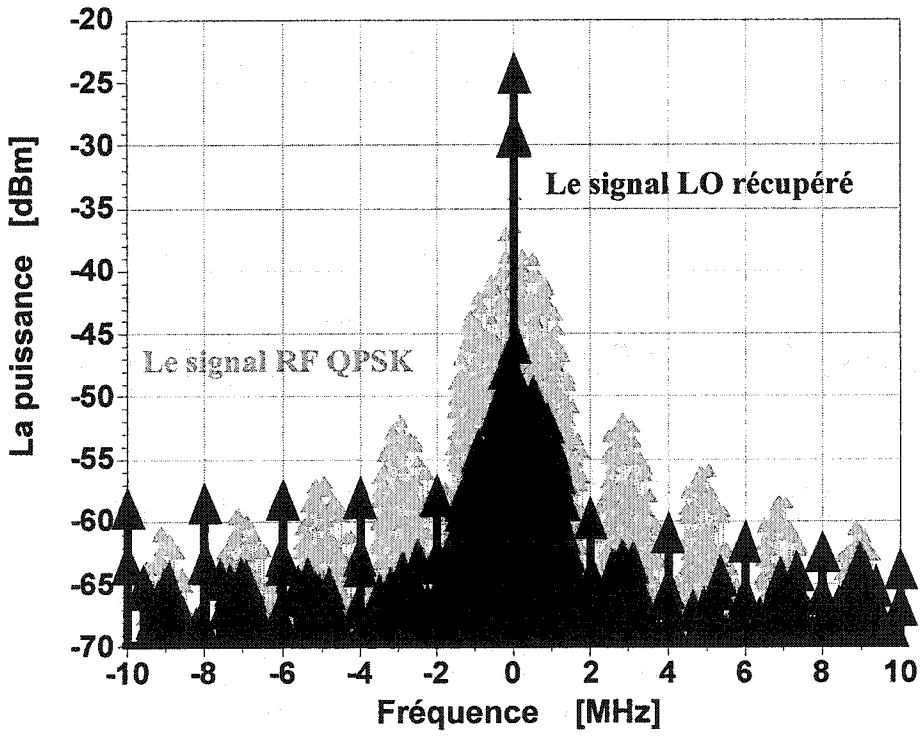



Figure 7.3. Les spectres des signaux RF QPSK et LO récupéré

La figure 7.4 illustre les formes d'onde des signaux obtenus à la suite de la même simulation de type enveloppe en utilisant le signal LO récupéré.

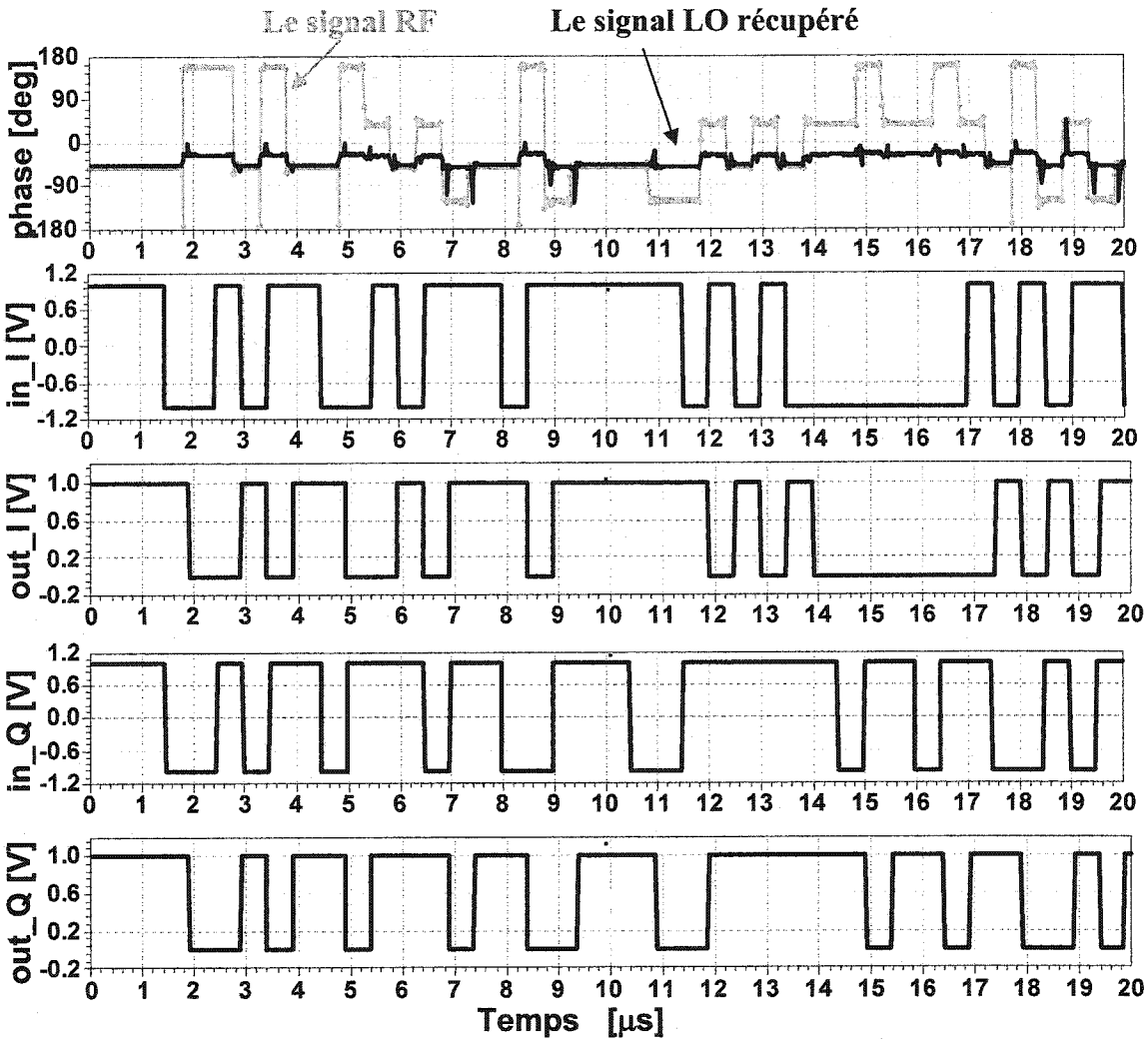



Figure 7.4 Les formes d'onde des signaux obtenus à la suite d'une simulation de type enveloppe

Le signal QPSK est pseudo-aléatoire et sa phase a quatre valeurs distinctes durant le temps. Les « *glitches* » du signal récupéré n'influencent pas le résultat de démodulation, les formes d'onde des signaux d'entrée et de sortie étant identiques.

La phase du signal récupéré a une erreur inférieure à 20°, donc on peut estimer déjà que la valeur du BER va rester très bonne, en dessous du seuil de $10^{-6}$.

La figure 7.5 illustre la courbe simulée du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK, par rapport à la courbe théorique. On a utilise le même schéma de simulation, déjà présenté à la figure 7.2.

On remarque que le résultat de simulation est excellent, étant très proche par rapport à celui illustré à la figure 6.5, dans le cas d'une porteuse verrouillée en phase. La différence est de 0,5 dB, pour une valeur de BER égale à $10^{-15}$. Par rapport à la courbe théorique, la différence entre les valeurs du rapport $E_b/N_o$ est inférieure à 1 dB, si le BER est égale au seuil typique de $10^{-6}$.

Les résultats de la simulation de BER démontrent que la méthode de récupération de la porteuse en utilisant la modulation inverse est très efficace, les résultats étant très proches par rapport à la théorie et à la simulation avec une porteuse verrouillée en phase.

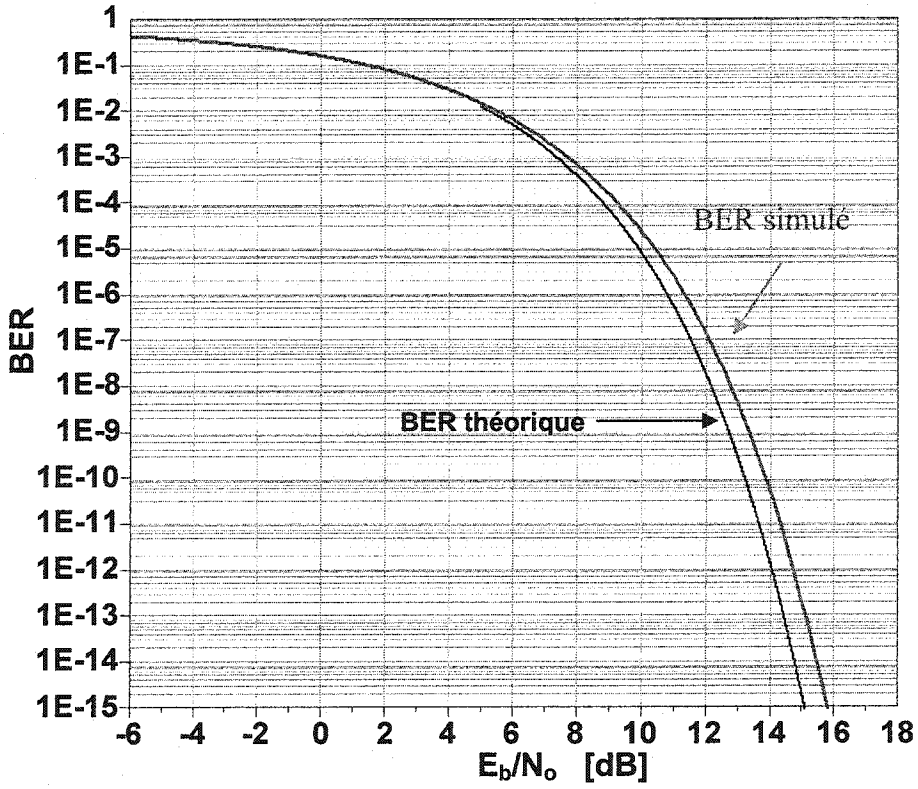



Figure 7.5. La courbe simulée du taux d'erreur de bit pour une modulation QPSK avec le module de récupération de la porteuse, par rapport à la courbe théorique

### 7.3. Mesures en utilisant le circuit de récupération de la porteuse

Le circuit de mesure a été construit en utilisant les équipements disponibles dans notre laboratoire. Celui-ci ressemble au circuit illustré à la figure 6.7. La principale différence entre eux est l'ajout d'un modulateur vectoriel dans la boucle de récupération de la porteuse. La disponibilité d'un tel modulateur, opérant à une fréquence entre 250 MHz et 1 GHz, a conduit à l'utilisation du celui-ci à la fréquence de 250 MHz.

La figure 7.6 illustre le schéma de mesure utilisé pour valider le principe de la récupération de la porteuse par la modulation inverse.

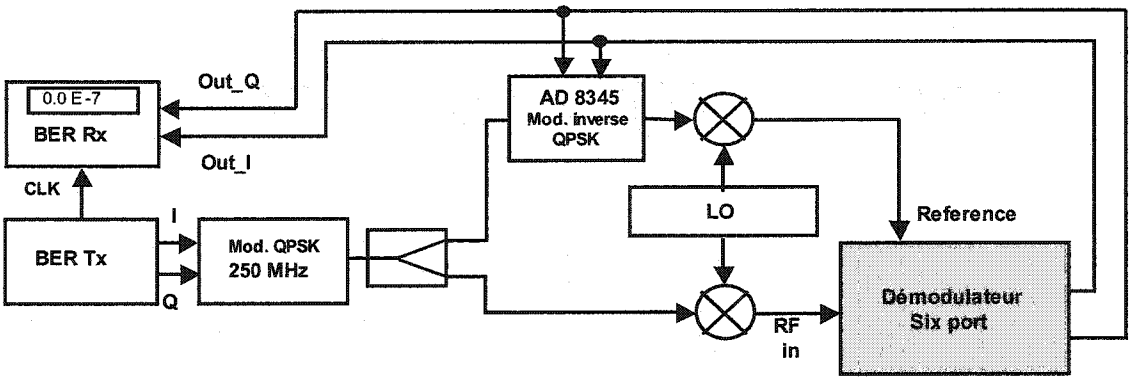



Figure 7.6. Le schéma de mesure prouvant la validité du principe de récupération de la porteuse par modulation inverse

La figure 7.7 illustre le schéma du modulateur vectoriel. Le modulateur vectoriel utilisé, de type AD 8435, est produit par la compagnie *Analog Devices*. Les signaux de sortie I/Q sont de type TTL, donc leur niveau de tension est entre 0 V et 5 V. L'entrée du modulateur nécessite un signal différentiel ayant une amplitude de 1,2 V p-p. Compte tenant de ce fait, on a utilisé deux amplificateurs différentiels, de type AD 8132, et deux atténuateurs en T d'une valeur de 12 dB.

La figure 7.8 illustre la photo du démodulateur six-port avec le module de récupération de la porteuse. Le circuit suivit le schéma de la figure 7.6 en utilisant le modulateur vectoriel et est assemblé sur une base métallique, située dans la partie droite du démodulateur six-port.

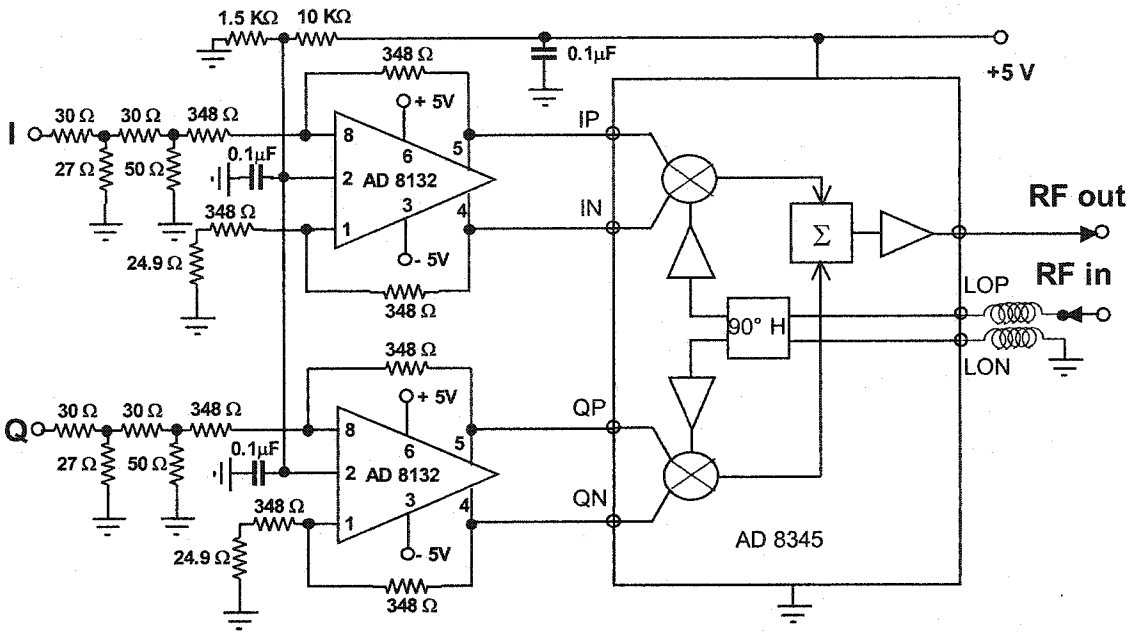



Figure 7.7. Le schéma du modulateur vectoriel

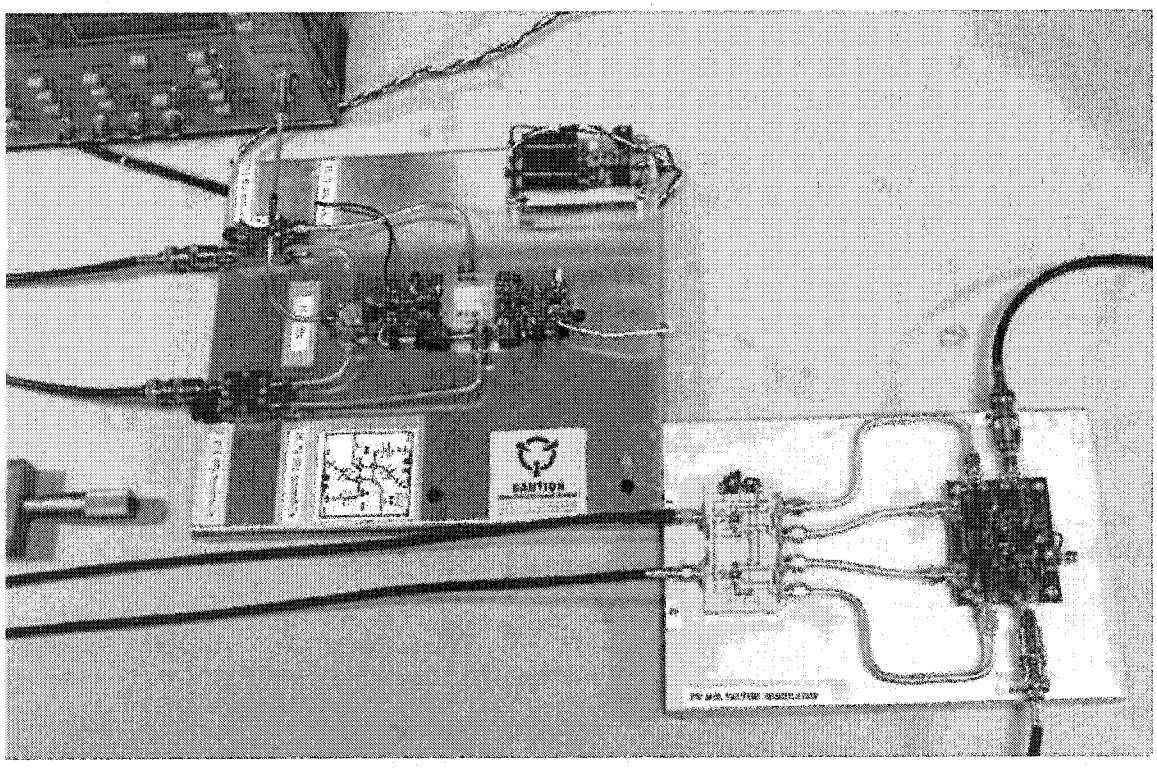


Figure 7.8. La photo du démodulateur six-port avec le module de récupération de la porteuse

La figure 7.9 illustre le spectre du signal récupéré à la fréquence de 250 MHz, par la présente technique. La vitesse de modulation est de 4 Mb/s et le niveau du signal modulé QPSK à l'entrée du circuit est de 0 dBm. La puissance du signal obtenu est de –1.53 dBm, tel q'illustré à la figure. On a donc une perte d'environ 1,5 dB à la suite de ce processus. Le signal obtenu est très bien éloigné des autres lignes spectrales, à au moins 30 dB. Les lignes spectrales situées à un intervalle de 2 MHz, sont en fonction de la vitesse de modulation.

Ce signal va être translaté en fréquence, en utilisant un convertisseur élévateur de fréquence, et finalement, le signal dans la bande Ka va être généré. La puissance du signal de référence à 27 GHz va être d'environ –20 dBm, à cause des pertes introduites par le convertisseur élévateur de fréquence.

On peut conclure que les résultats de mesure suivent très bien les résultats de simulation, illustrés à la figure 7.3.

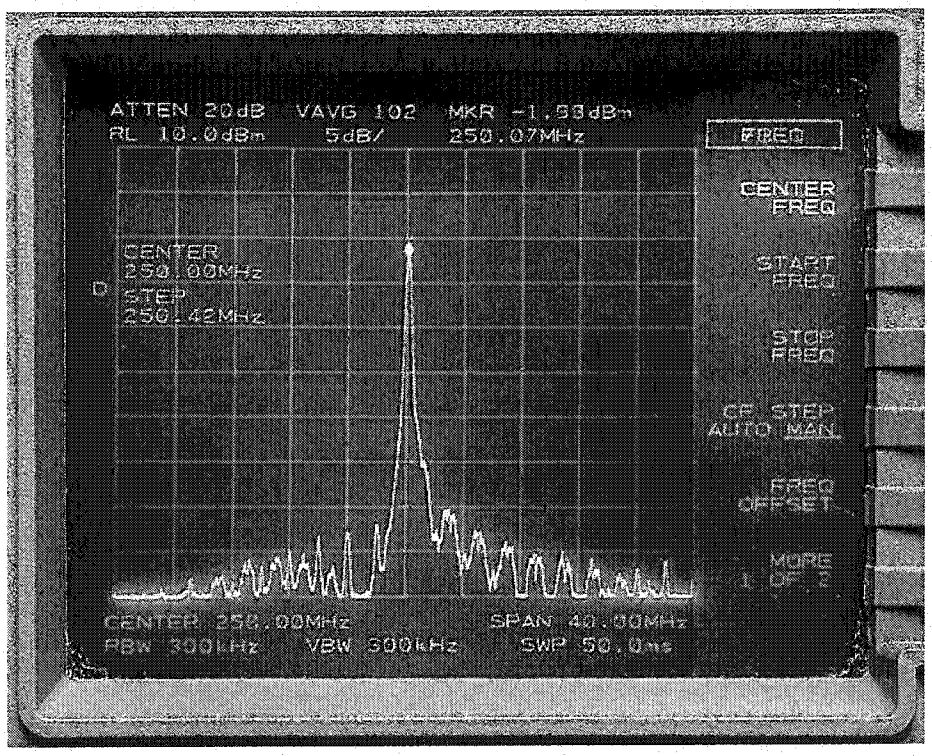



Figure 7.9. La photo du spectre récupéré correspondant à une vitesse de modulation de 2 x 2 Mb/s

La figure 7.10 illustre le spectre du signal récupéré à la fréquence de 250 MHz, pour une vitesse de modulation de 2 Mb/s. Pour le même niveau du signal modulé QPSK de 0 dBm à l'entrée du circuit, on obtient –2,25 dBm à la sortie. Donc, ce processus de récupération de la porteuse va entraîner une perte d'environ 2,25 dB. On remarque que le signal obtenu est très bien éloigne des autres lignes spectrales, à au moins 25 dB. Les lignes spectrales situées à un intervalle de 1 MHz, sont fonction de la vitesse de modulation, qui est de 2 Mb/s.

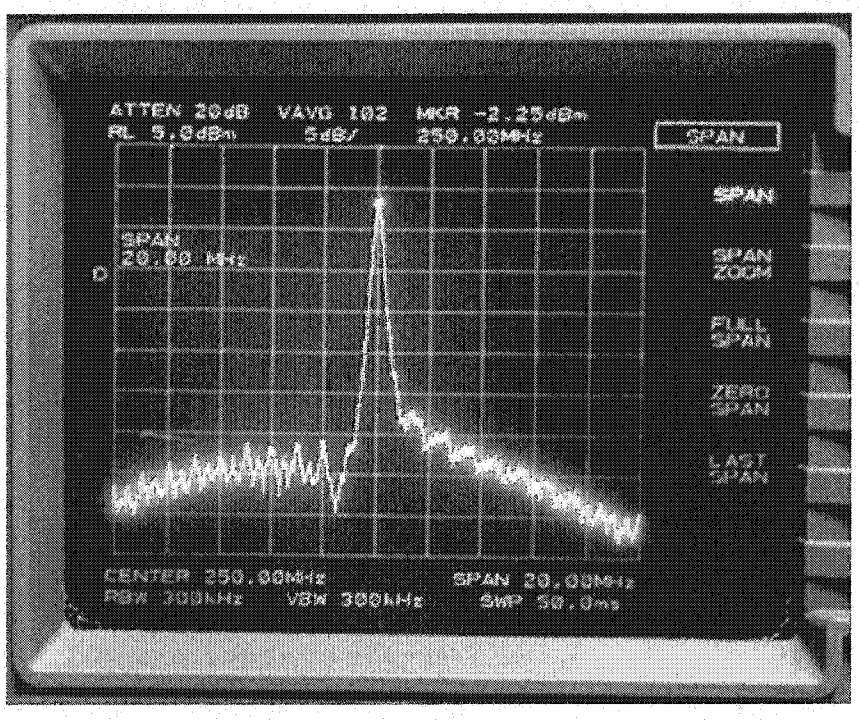



Figure 7.10. La photo du spectre récupéré correspondant à une vitesse de modulation de 2 x 1 Mb/s

La figure 7.11 illustre le spectre du signal récupéré à la fréquence de 250 MHz, pour une vitesse de modulation de 8 Mb/s. Pour le même niveau du signal modulé QPSK de 0 dBm à l'entrée du circuit, on obtient –2,75 dBm à la sortie, ce qui indique que la récupération de la porteuse introduit une perte dans le système d'environ 2,75 dB. Le signal obtenu est bien éloigné des autres lignes spectrales, d'au moins 17 dB.

Les lignes spectrales à un intervalle de 4 MHz sont fonction de la vitesse de modulation, qui est de 8 Mb/s.

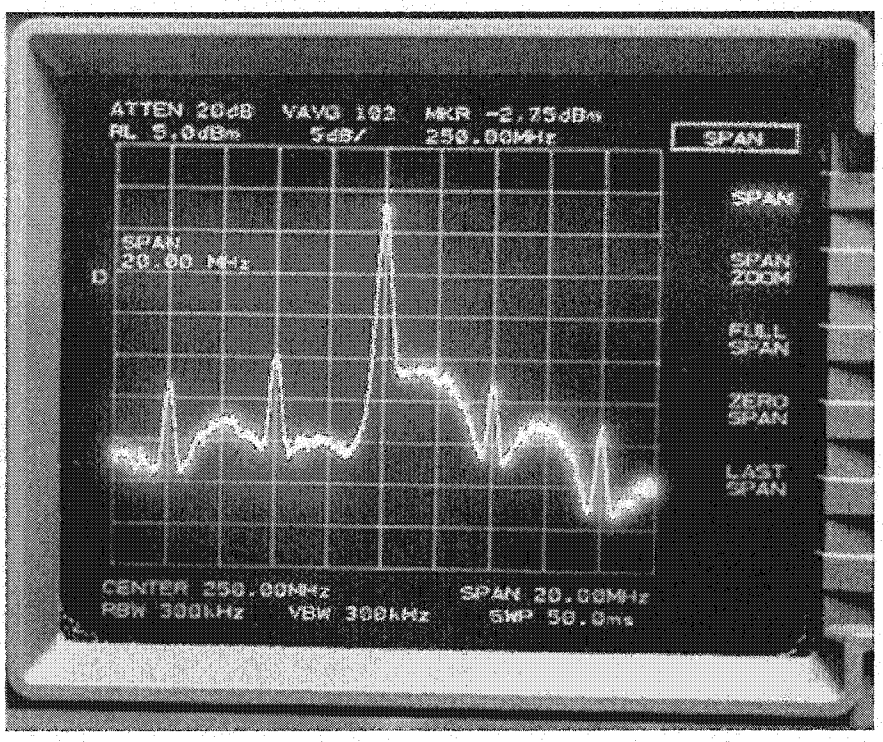



Figure 7.11. La photo du spectre récupéré correspondant à une vitesse de modulation de 2 x 4 Mb/s

Les mesures du spectre récupéré prouvent donc la validité de ce principe de récupération de la porteuse, en utilisant la modulation inverse.

Le taux d'erreur de bit a été mesuré en utilisant le circuit de récupération de la porteuse et le banc d'essai de BER, illustré à la figure 7.12. Les deux antennes cornet ont été placées à une distance d'environ 1,5 m et ont été parfaitement alignées.

La valeur de BER est en fonction de la qualité du signal récupéré et de l'alignement des antennes. La valeur mesurée de BER a été en dessous du seuil de $10^{-6}$, ce qui corresponde à une transmission d'une excellente qualité. Cette valeur augmenterait d'une façon significative si on modifiait la position des antennes, ou si on augmentait la vitesse de modulation. Cette dernière affirmation peut être faite en

analysant la figure 7.11, où on peut remarquer que, en utilisant le même modulateur, si la vitesse de modulation augmente, le signal récupéré n'est plus si éloigné des autres lignes spectrales. La vitesse de modulation du signal qui peut être démodulée correctement est limitée par la bande de fréquence des deux amplificateurs différentiels (de type AD 8132) connectés aux entrées. Cette bande de fréquence est, dans notre cas, de quelques dizaines de MHz.

Une mesure quantitative de BER par rapport à ces modifications était très difficile à effectuer et, en plus, elle ne pouvait pas fournir des résultats significatifs. Par contre, à mon avis, l'utilisation d'un modulateur vectoriel de bonne qualité, directement à 27 GHz, pourrait améliorer de façon significative les résultats de mesure.

À la suite des résultats obtenus, on peut conclure que la méthode de récupération de la porteuse utilisée dans ce projet est très efficace. Le signal de référence est obtenu à moindre coût, parce que l'utilisation d'un oscillateur local avec circuit PLL a été remplacée par un simple modulateur vectoriel.

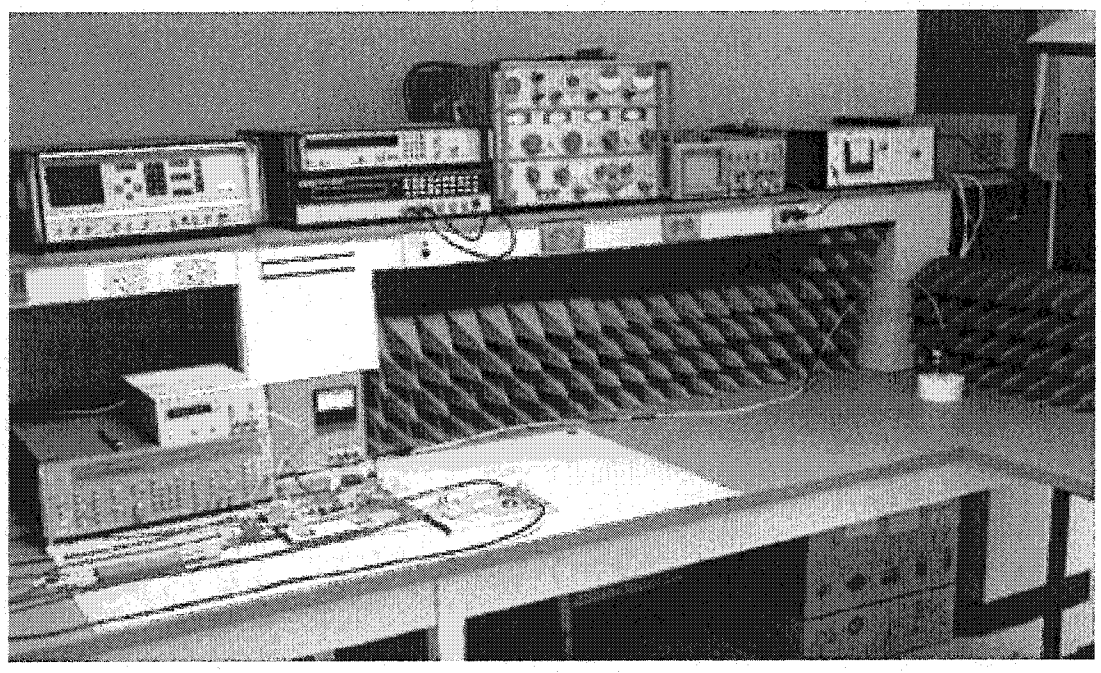


Figure 7.12. La photo du banc d'essai du récepteur incluant le module de récupération de la porteuse

# CHAPITRE VIII

# L'INFLUENCE DE LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES ET DE L'EFFET DOPPLER SUR LE RÉCEPTEUR SIX PORT

## 8.1. Introduction

Le récepteur six-port est une excellente alternative pour les communications mobiles grâce à sa structure simple et à ses très bonnes performances. Dans ce chapitre, on va étudier l'influence des deux facteurs perturbateurs qui jouent un rôle très important dans les communications mobiles, la propagation par trajets multiples et l'effet Doppler [36].

## 8.2. L'influence de la propagation par trajets multiples

L'un des facteurs les plus importants qui influence la qualité des communications mobiles est la propagation par trajets multiples.

Le modèle Norton-Bullington [10, 22] permet un étude assez rigoureux de ce phénomène. Ce type de propagation intervient souvent en pratique, surtout quant il s'agit de la réflexion à la surface d'un immeuble, d'un véhicule ou d'une autre structure.

La figure 8.1 illustre la voie de propagation entre l'émetteur et le récepteur, après le modèle Norton-Bullington. Les antennes d'émission et de réception sont situées à une hauteur $h_1$ et, respectivement, $h_2$ par rapport au sol. Dans cette figure, $r_1$ représente la longueur de la voie directe de propagation et $r_2$ représente la longueur de la voie du signal réfléchi.

La puissance du signal reçu, due à la propagation dans l'espace libre, peut être calculée en utilisant la formule de Friis :

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d}\right)^2 \qquad (8.2.1)$$

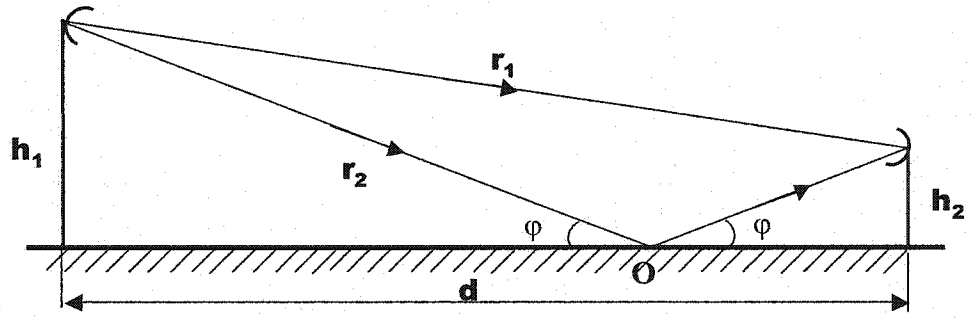



Figure 8.1. Le modèle Norton - Bullington de la propagation par trajets multiples

Dans cette relation, $P_R$ est la puissance du signal reçu, $P_T$ est la puissance du signal transmis, $G_T$ est le gain de l'antenne émettrice, $G_R$ est le gain de l'antenne réceptrice, $\lambda$ est la longueur d'onde et $d$ est la distance entre l'émetteur et le récepteur.

La puissance du signal reçu peut être calculée à partir de l'équation (8.2.1) et de la figure 8.1.

$$P_R = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d}\right)^2 \cdot \left|1 - a \cdot e^{-j\Delta\Phi}\right|^2 \qquad (8.2.2)$$

Le coefficient $a$ représente l'atténuation du signal réfléchi et $\Delta\Phi$ est le déphasage entre les deux trajets de propagation. Dans le point d'impact O, pour un petit ongle d'incidence ($\varphi$), la phase du signal réfléchi change d'environ 180°. À cause de ce changement de phase, on a le signe « *moins* » avant le coefficient $a$.

Pour calculer le rapport $P_R/(P_T \cdot G_T \cdot G_R)$ en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur pour plusieurs valeurs de l'atténuation $a$, on a considéré un cas typique de communication mobile. Ce rapport représente les pertes dues à la propagation, en tenant compte de la réflexion. La fréquence de travail a été choisie à 27 GHz, et les hauteurs des deux antennes à $h_1 = 10$ m et, respectivement à $h_2 = 2$ m.

La figure 8.2 illustre les pertes dues à la propagation du signal réfléchit pour différentes atténuations introduites dans la voie du celui-ci. Cet effet est connu sous le nom de « *fading* » et il est l'un des plus importants facteurs qui peuvent affecter les

performances d'un système de communications sans fil. Ce phénomène induit des variations rapides de la puissance du signal reçu, qui peuvent apparaître sur une distance très courte, inférieure à la moitié de la longueur d'onde. Le *fading* augmente si la magnitude de l'atténuation *a*, exprimée en dB, diminue.

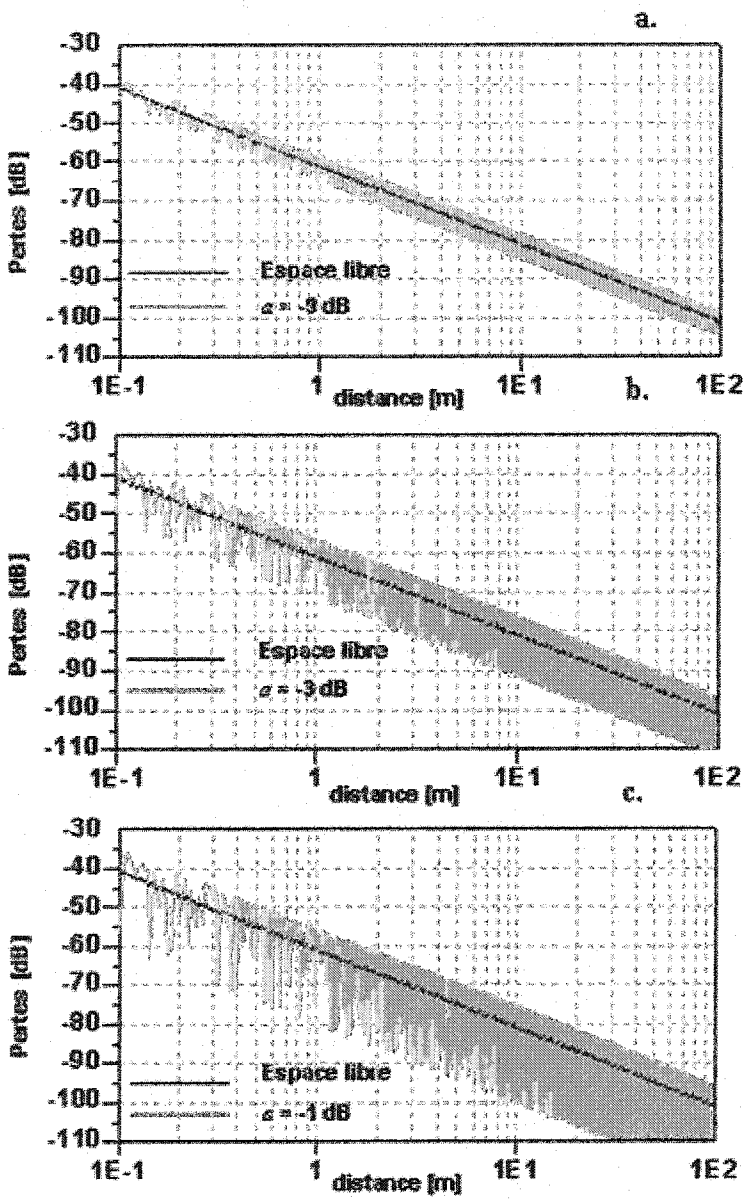



Figure 8.2. Les pertes supplémentaires introduites par la réflexion, correspondant aux diverses valeurs d'atténuation dans la voie du signal réfléchit

Pour effectuer les simulations de système, on a fait de nouveau appel au logiciel ADS. La figure 8.3 illustre le modèle proposé pour la propagation par trajets multiples, en utilisant des diviseurs – combinateurs de puissance et le modèle ADS pour la propagation dans l'espace libre, qui tient compte de l'équation de Friis.

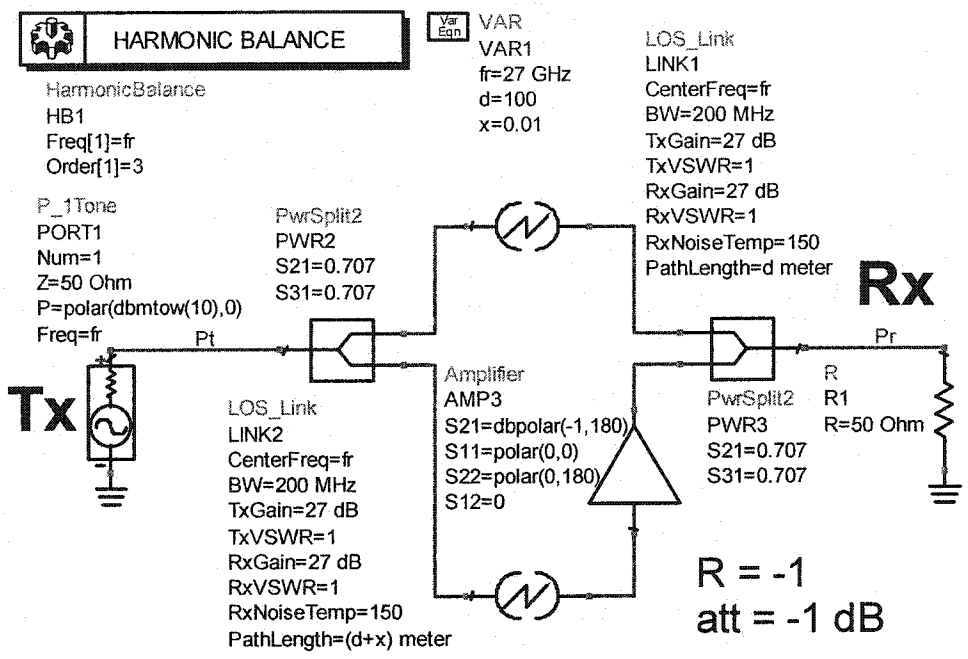



Figure 8.3. Le modèle ADS proposé pour la propagation par trajets multiples

Tel qu'illustré dans cette figure, on a effectué une simulation de type équilibrage harmonique, considérant le pire cas de propagation, donc, une différence minimale entre les deux trajets de propagation.

Les simulations ont été effectuées pour différentes atténuations, en choisissant une distance de résolution supérieure au double de la longueur d'onde. La distance entre l'émetteur et le récepteur a été de 100 m et la fréquence de travail de 27 GHz.

La figure 8.4 illustre la puissance d'entrée du récepteur par rapport à la distance de résolution. Comme attendu, on a obtenu des variations rapides de la puissance sur une distance inférieure à la moitié de la longueur d'onde. On remarque que le pire cas

correspond a la valeur de $a$ = -1 dB, quand on obtient une variation de 22 dB. De même, pour $a$ = -3 dB et $a$ = -9 dB, la puissance du signal reçu présente une variation de 15 dB et, respectivement, 6 dB.

On peut conclure que, pour éviter les effets négatifs de ce type de propagation, la sensibilité du récepteur doit être supérieure au niveau minimal de puissance du signal reçu par le récepteur.

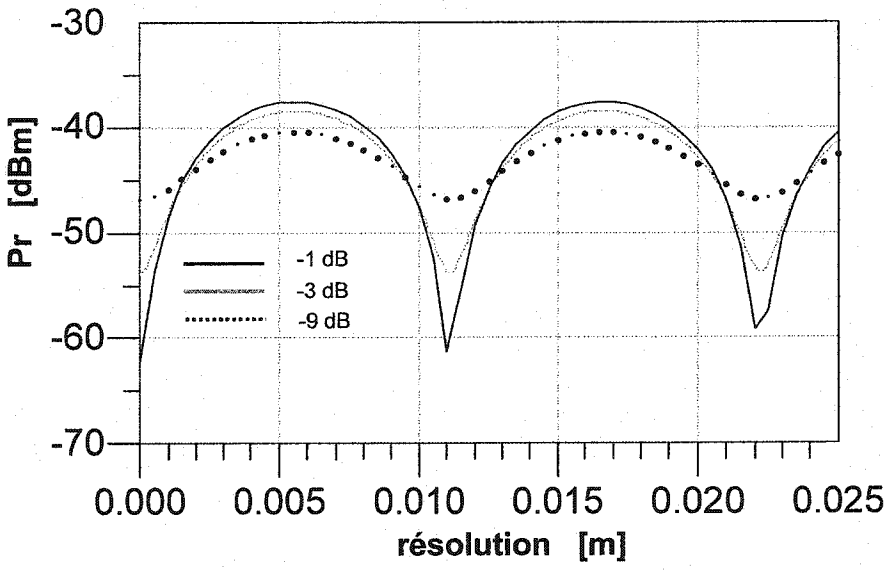



Figure 8.4. La puissance d'entrée en récepteur, par rapport à la distance de résolution

Pour obtenir les signaux de sortie I et Q, on va utiliser le modèle ADS du récepteur six-port et le modèle ADS proposé pour la propagation par trajets multiples.

La figure 8.5 illustre le schéma de simulation ADS du récepteur six-port, incluant l'effet de la propagation par trajets multiples. La simulation utilisée est une simulation d'enveloppe, ayant un pas de simulation équivalent à 5% de la durée d'un bit. La fréquence d'opération a été choisie à 27 GHz et la vitesse de modulation du signal QPSK a été de 4 Mb/s.

Dans la partie émettrice du schéma, on a utilisé un modulateur QPSK qui génère une séquence de bit pseudo-aléatoire. Le signal modulé QPSK est d'abord amplifié et, ensuite, transmis par trajets multiples. Cette propagation a été simulée en utilisant le

modèle illustré à la figure 8.3. Le gain des antennes à l'émission et à la réception, est identique et égale à 27 dBi.

Dans la partie de réception on a utilisé un atténuateur de 6 dB pour égaliser les niveaux des signaux à l'entrée du circuit six-port. Cet équilibre des niveaux des signaux d'entrée mène à une importante amélioration des performances du récepteur, surtout en ce qui concerne sa plage dynamique. Le décodeur I/Q a été simulé en utilisant un circuit de type FDD, pour améliorer la convergence de la simulation. Le circuit FDD est, en effet, un comparateur des signaux, basé sur un algorithme mathématique. Ses équations sont données à la même figure. Pour obtenir le signal de référence à l'entrée du circuit six-port, on utilise la boucle de récupération de la porteuse, présentée dans le chapitre précédent. Finalement, les signaux I et Q d'entrée et de sortie sont comparés, pour obtenir le taux d'erreur de bit.

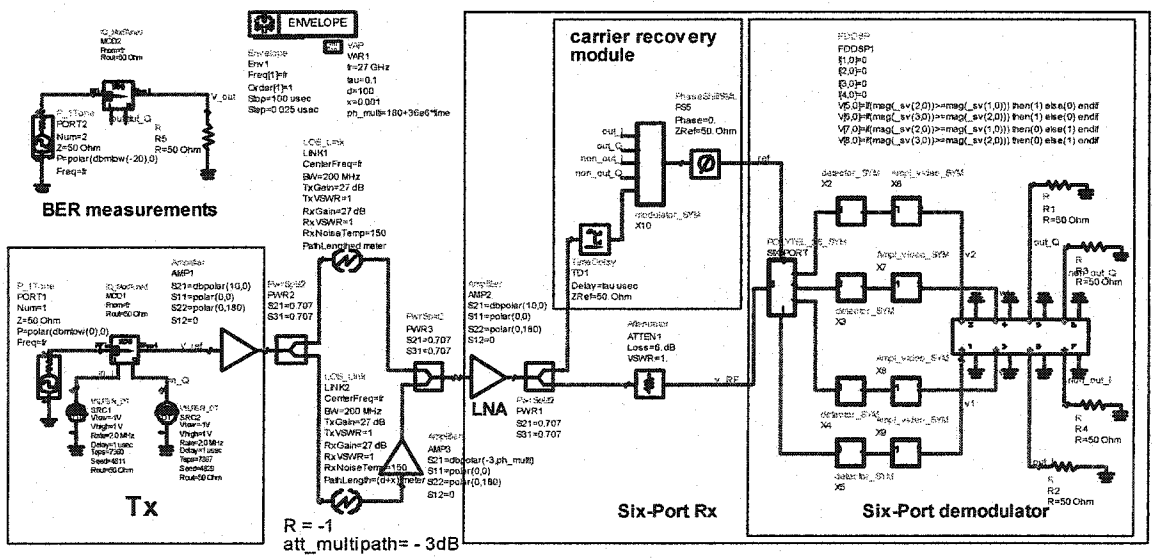



Figure 8.5. Le schéma de simulation ADS du récepteur six-port, incluant l'effet de la propagation par trajets multiples

La figure 8.6 illustre les formes d'onde des signaux I/Q, obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une atténuation de -3 dB.

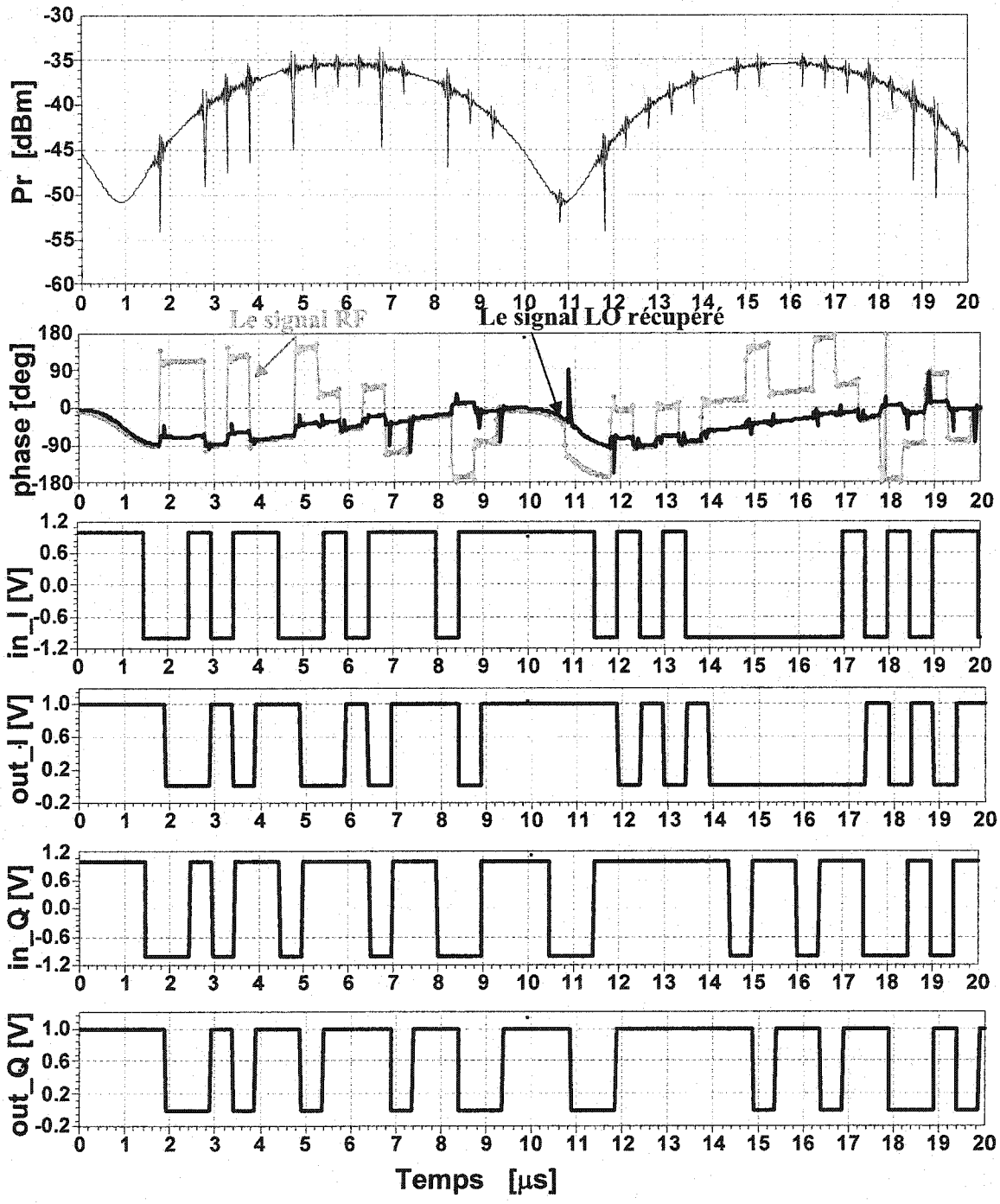



Figure 8.6. Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une atténuation $a$ = -3 dB

Durant cette simulation, pour obtenir la variation de la puissance du signal d'entrée entre ses limites minimales et maximales, on a varié le déphasage introduit par le deuxième trajet de propagation (le signal réfléchi). Suite a cette simulation, on a obtenu une variation de 20 dB, correspondant à une atténuation de -3 dB.

On remarque que la phase du signal récupéré suit de très proche la phase de la porteuse du signal d'entrée. Ce fait conduit à des excellents résultats de démodulation, comme on peut d'ailleurs remarqué à la même figure.

Les formes d'onde des signaux I et Q d'entrée et de sortie sont parfaitement identiques. Le retard d'environ 0,5 μs entre les signaux d'entrée et de sortie est dû à la propagation sur une distance de 100 m.

La figure 8.7 illustre les effets du *fading*, pour différentes atténuations du signal réfléchit. Les effets de ce phénomène sont très importants, si l'atténuation introduite dans la voie du signal réfléchit est inférieure à 1 dB. En utilisant un amplificateur faible bruit ayant un gain de 10 dB, la sensibilité du récepteur est d'environ -55 dBm. On peut observer que, si la puissance du signal reçu descend sous ce seuil, la phase du signal récupéré ne suit plus le signal d'entrée (voir la figure 8.7 c), donc les signaux démodulés à la sortie seront erronés.

Les résultats de simulation du taux d'erreur de bit sont illustrés à la figure 8.8. Tel que prévu, si l'atténuation diminue, le BER augmente d'une façon dramatique. Si la valeur de l'atténuation devient supérieure à 3 dB, la voie du signal réfléchit n'influence pratiquement pas du tout les résultats de démodulation. Pour la valeur typique du BER de $10^{-6}$, la différence entre les valeurs de $E_b/N_o$ par rapport au résultat idéal, est inférieure à 1dB. Ce résultat illustre les excellentes qualités de démodulation du récepteur six-port.

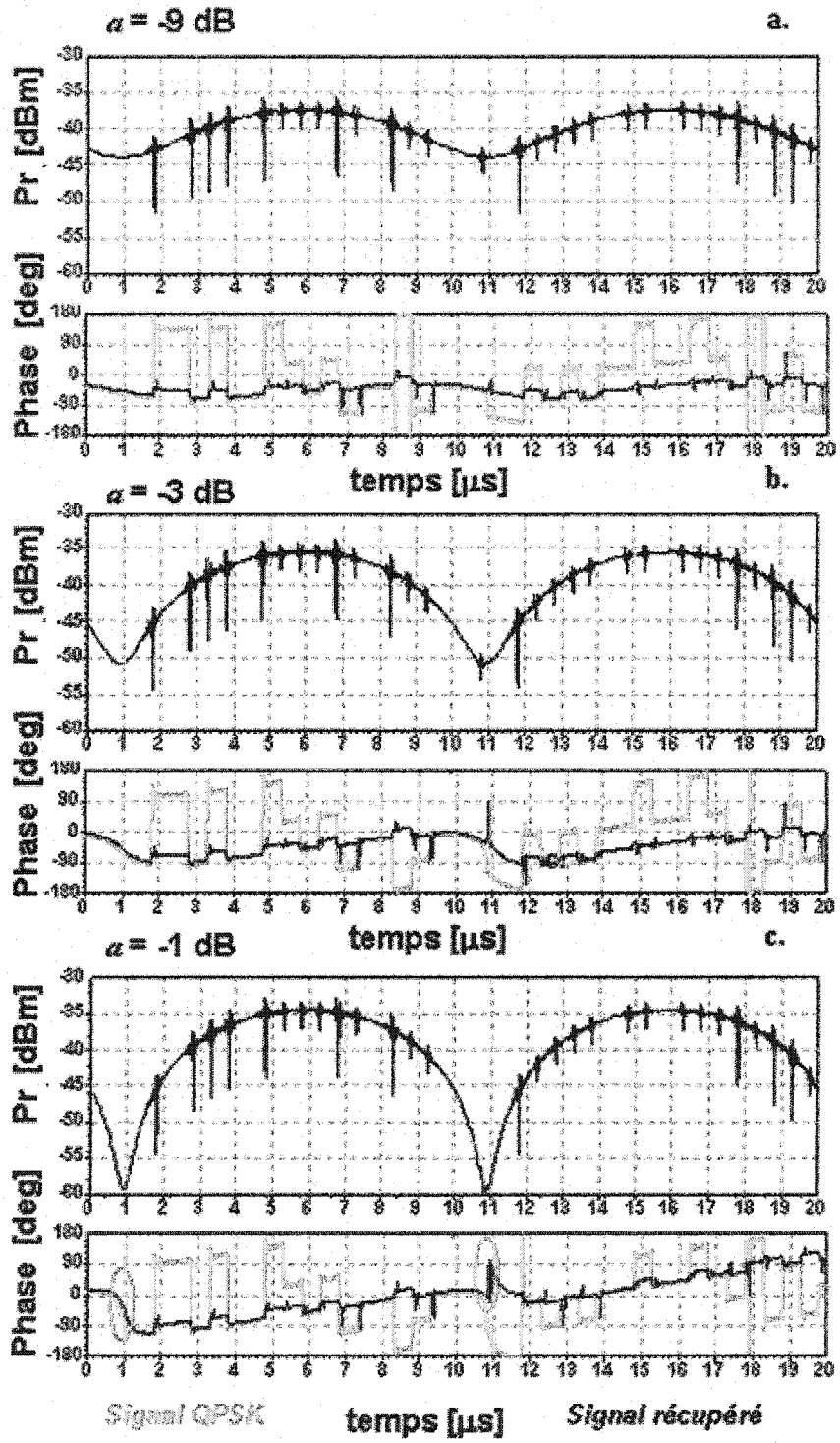



Figure 8.7. Les effets du *fading* pour différentes atténuations du deuxième trajet

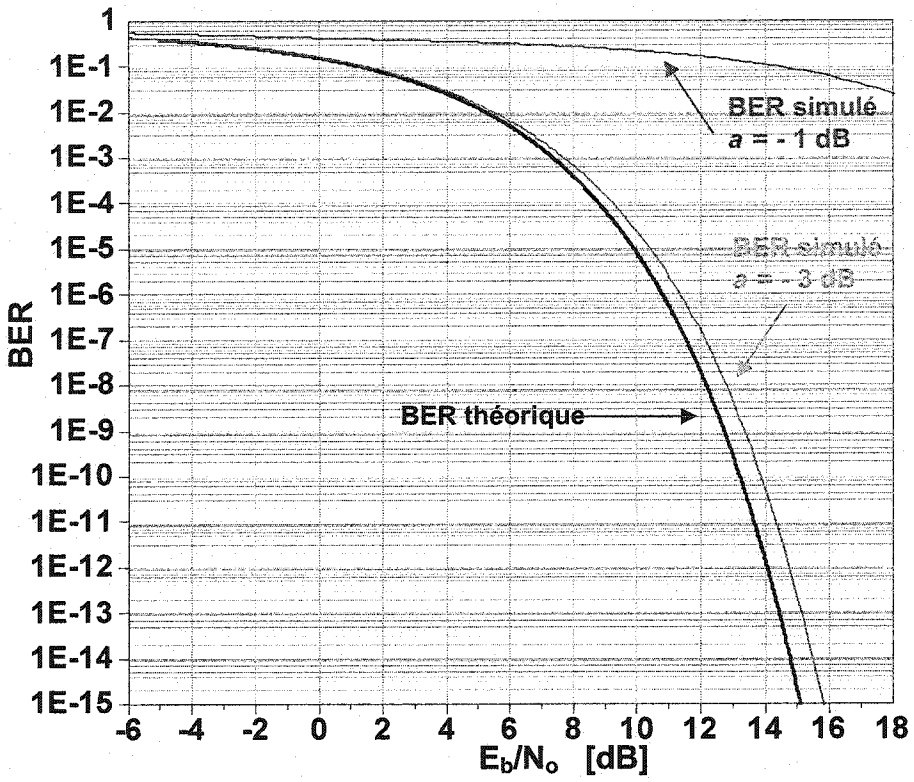



Figure 8.8. La courbe du taux d'erreur de bit simulée, par rapport à la courbe théorique, pour de différentes valeurs d'atténuation du trajet supplémentaire

Le banc d'essai utilise le prototype MHMIC de l'émetteur-récepteur six-port à conversion directe.

La photo de l'émetteur-récepteur six-port, incluant le circuit de récupération de la porteuse et l'antenne cornet, est illustrée à la figure 8.9.

Le circuit de récupération de la porteuse est assemblé sur une base métallique, située à la partie droite du démodulateur six-port, comme on peut observer dans cette photographie. L'antenne cornet est connectée directement à l'entrée RF du circuit six-port, à cause que ce prototype de récepteur n'utilise pas un amplificateur à faible bruit.

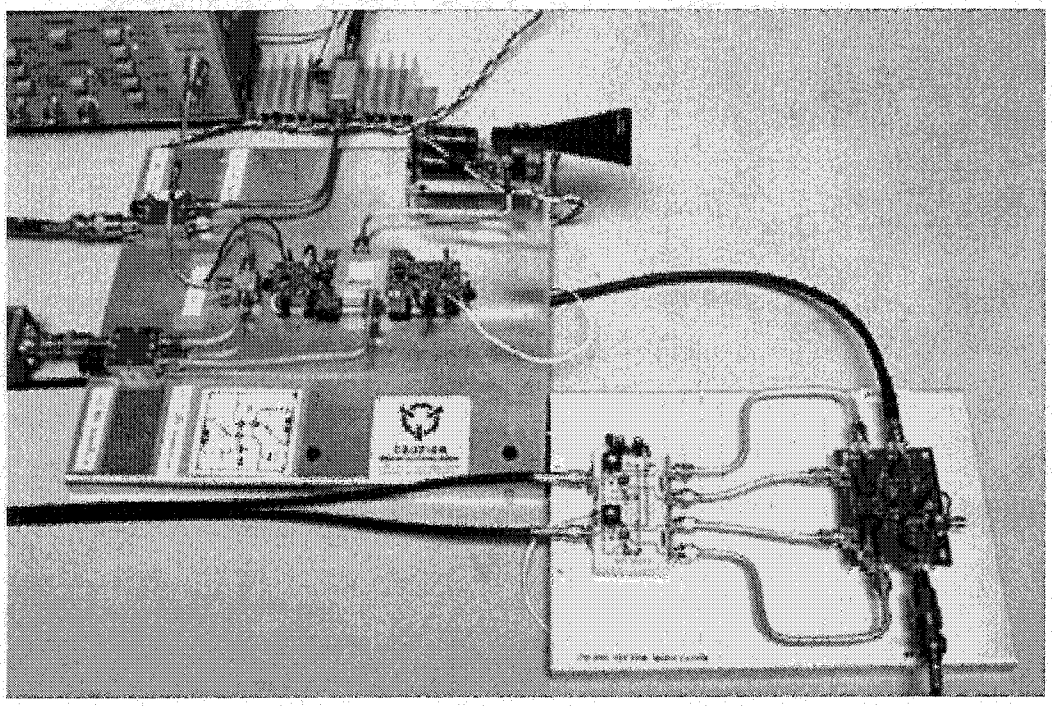


Figure 8.9. La photo de l'émetteur-récepteur six-port à conversion directe

La photo du banc d'essai du récepteur six-port, dans le cas de la propagation par trajets multiples, est présentée à la figure 8.10. Pendant ces essais, la distance entre les antennes émettrice et réceptrice a été de 1,3 m, le gain des deux antennes a été de 15 dBi et la puissance de l'émetteur a été égale à +10 dBm.

La perte de propagation correspondant à une distance de 1,3 m, évaluée à l'aide de l'équation (8.2.1), est d'environ 63 dB. Donc, la puissance mesurée à l'entrée RF du circuit six-port, en tenant compte qu'aucune LNA n'a été utilisé, est d'environ –23 dBm. La puissance à l'entrée de l'oscillateur est égale à – 20 dBm.

La valeur mesurée du BER correspondant à une vitesse de modulation de 4 Mb/s, a été inférieure à $10^{-10}$. Ce résultat a été obtenu en évitant toute autre réflexion, par l'utilisation des panneaux absorbants tout au long de la voie de propagation et autour des antennes.

Pour obtenir le signal réfléchi, on a utilisé d'abord un réflecteur métallique. Comme attendu, la puissance du signal à l'entrée du récepteur a été très affectée par l'effet du

*fading*. En changeant la position de ce réflecteur de 0 à 5,5 mm, ce qui corresponde à une demi-longueur d'onde à 27 GHz, la puissance mesurée à l'entrée a été entre –15 dBm et –43 dBm, ce qui détermine une variation de la valeur mesurée de BER. La sensibilité du prototype MHMIC du récepteur (sans LNA), correspondant à une valeur de BER de $10^{-6}$, est de –36 dBm, comme illustré à la figure 6.13. En conclusion, si la puissance du signal reçu descend sous ce seuil, le BER augmente très rapidement et les signaux I/Q à la sortie seront erronés.

Ensuite, des essais ont été effectués en utilisant un réflecteur non-métallique. Dans ce cas, la valeur mesurée du BER est restée, comme prévu, inférieure à $10^{-7}$, pour n'importe quelle position de ce réflecteur.

Les mesures sur le banc d'essai, avec les deux types de réflecteurs, ont donc validé les simulations ADS et ont conduit pratiquement à la même conclusion, que le récepteur six-port à conversion directe est très tolérant au phénomène de *fading*, si la puissance du signal d'entrée est en dessus du seuil de la sensibilité du récepteur.

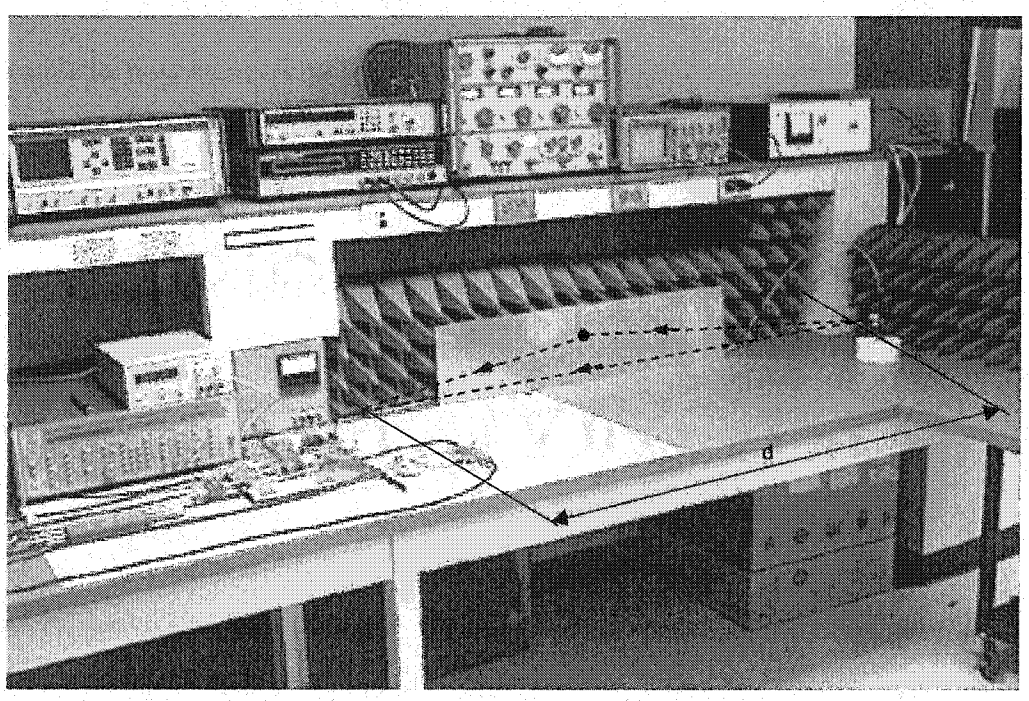



Figure 8.10. La photo du banc d'essai du récepteur six-port pour la propagation par trajets multiples

### 8.3. L'influence de l'effet Doppler

La présence de l'effet Doppler ne peut pas être négligée, surtout dans le cas des communications mobiles [10]. Une nouvelle plate-forme de simulation ADS a été conçue pour prouver les qualités du récepteur six-port à conversion directe, en tenant compte de cet effet.

L'influence de l'effet Doppler a pu être mise en évidence en utilisant une variation linéaire de la phase du signal modulé, tel qu'illustré à la figure 8.11.

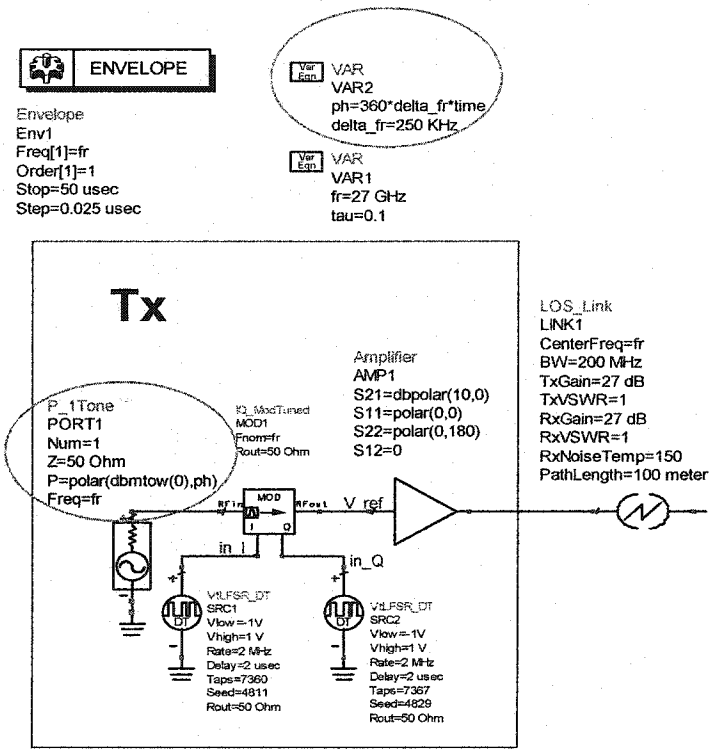



Figure 8.11. Le schéma de simulation ADS proposé pour l'effet Doppler

La valeur de la fréquence Doppler $f_D$ peut être obtenue en fonction de la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur, comme dans la relation suivante:

$$f_D = \frac{v}{c} f_0 \tag{8.3.1}$$

Dans cette équation, $v$ représente la vitesse relative, $c$ est la vitesse de la lumière et $f_0$ est la fréquence de la porteuse.

Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, dans le cas d'une fréquence Doppler de + 25 KHz (correspondant à une vitesse relative de 1000 Km/h), sont illustrées à la figure 8.12. La fréquence de travail est de 27 GHz et la vitesse de modulation de 4 Mb/s. On remarque que la phase du signal récupéré suit très bien la phase de la porteuse du signal d'entrée. La démodulation est correcte parce que les formes d'onde des signaux I/Q d'entrée et de sortie sont identiques.

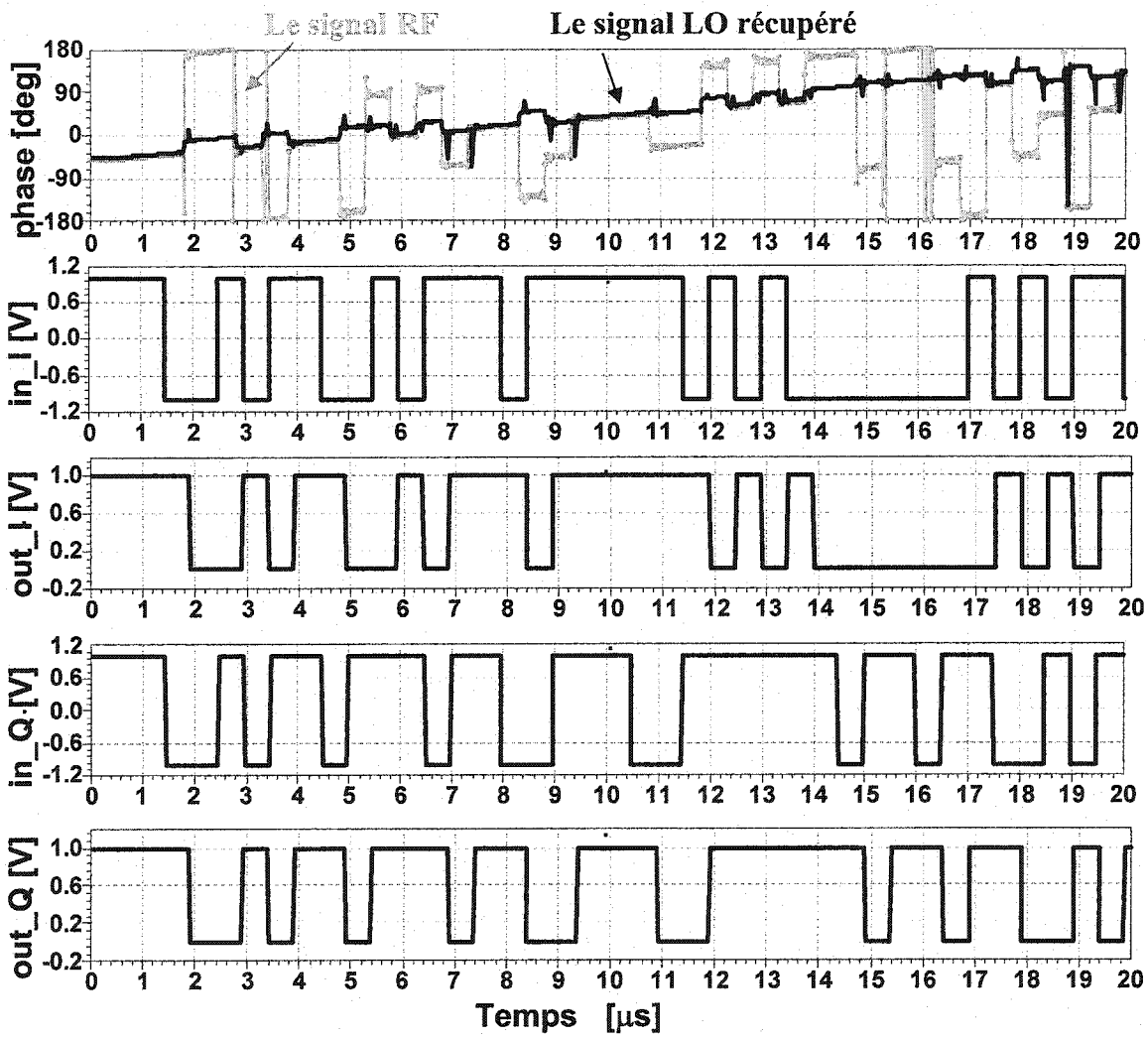



Figure 8.12. Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une fréquence Doppler de + 25 KHz

Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une fréquence Doppler de + 125 KHz (correspondant à une vitesse relative de 5000 Km/h), sont illustrées à la figure 8.13. La fréquence de travail et la vitesse de modulation sont les mêmes que dans le cas précédent. On remarque que la phase du signal récupéré suit très bien la phase de la porteuse du signal d'entrée. La démodulation est correcte et les sauts de phase de 360° sont dus au simulateur et n'influencent pas la démodulation.

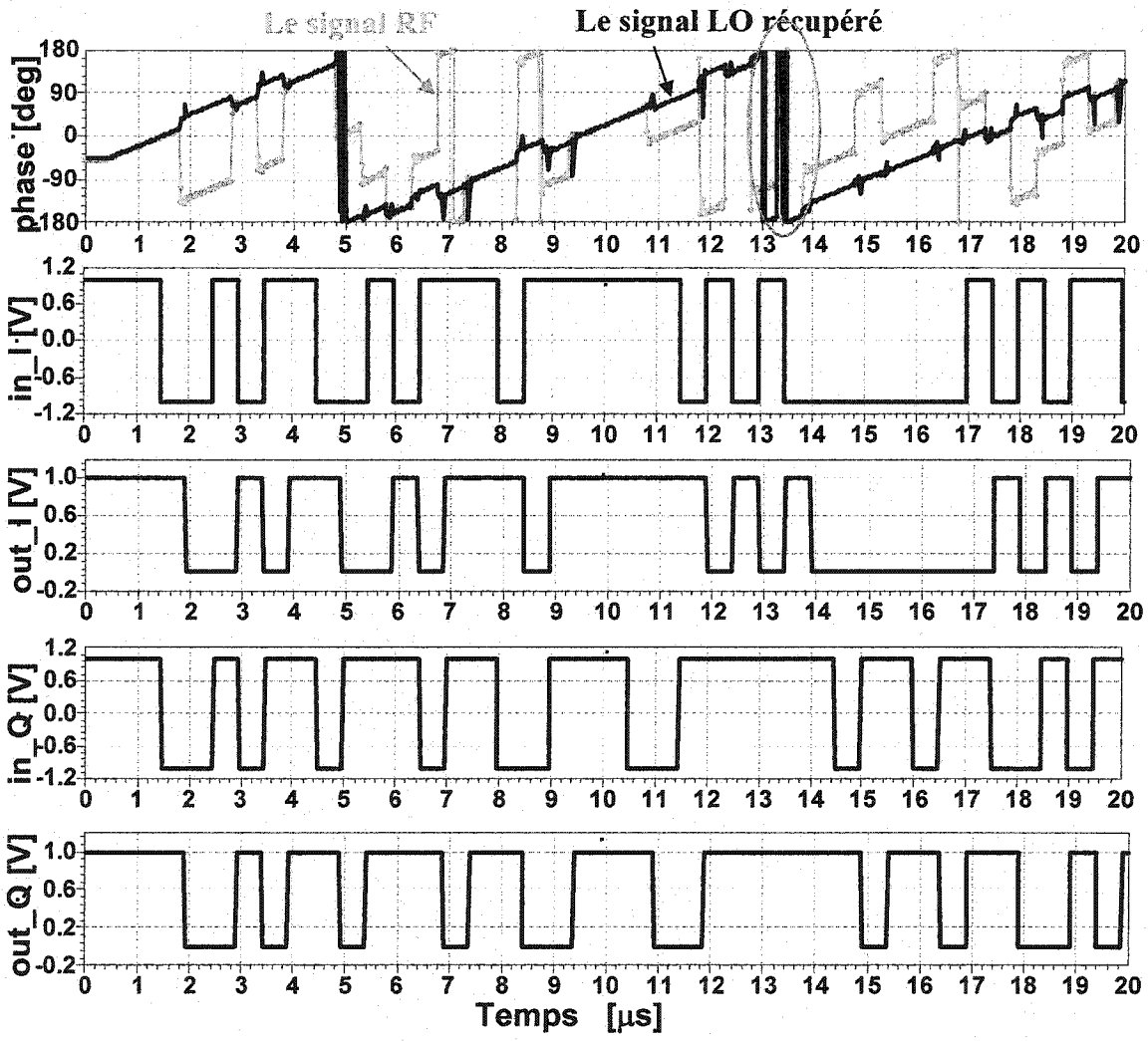



Figure 8.13. Les formes d'onde des signaux obtenus à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une fréquence Doppler de + 125 KHz

Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une fréquence Doppler de + 250 KHz (correspondant à une vitesse relative de 10000 Km/h), sont illustrées à la figure 8.14. La fréquence de travail et la vitesse de modulation ont restées les mêmes. On remarque que la phase du signal récupéré suit très bien la phase de la porteuse du signal d'entrée. La démodulation est correcte et les sauts de phase de 360° sont dus à la manière dont est faite la simulation et n'influencent pas la démodulation.

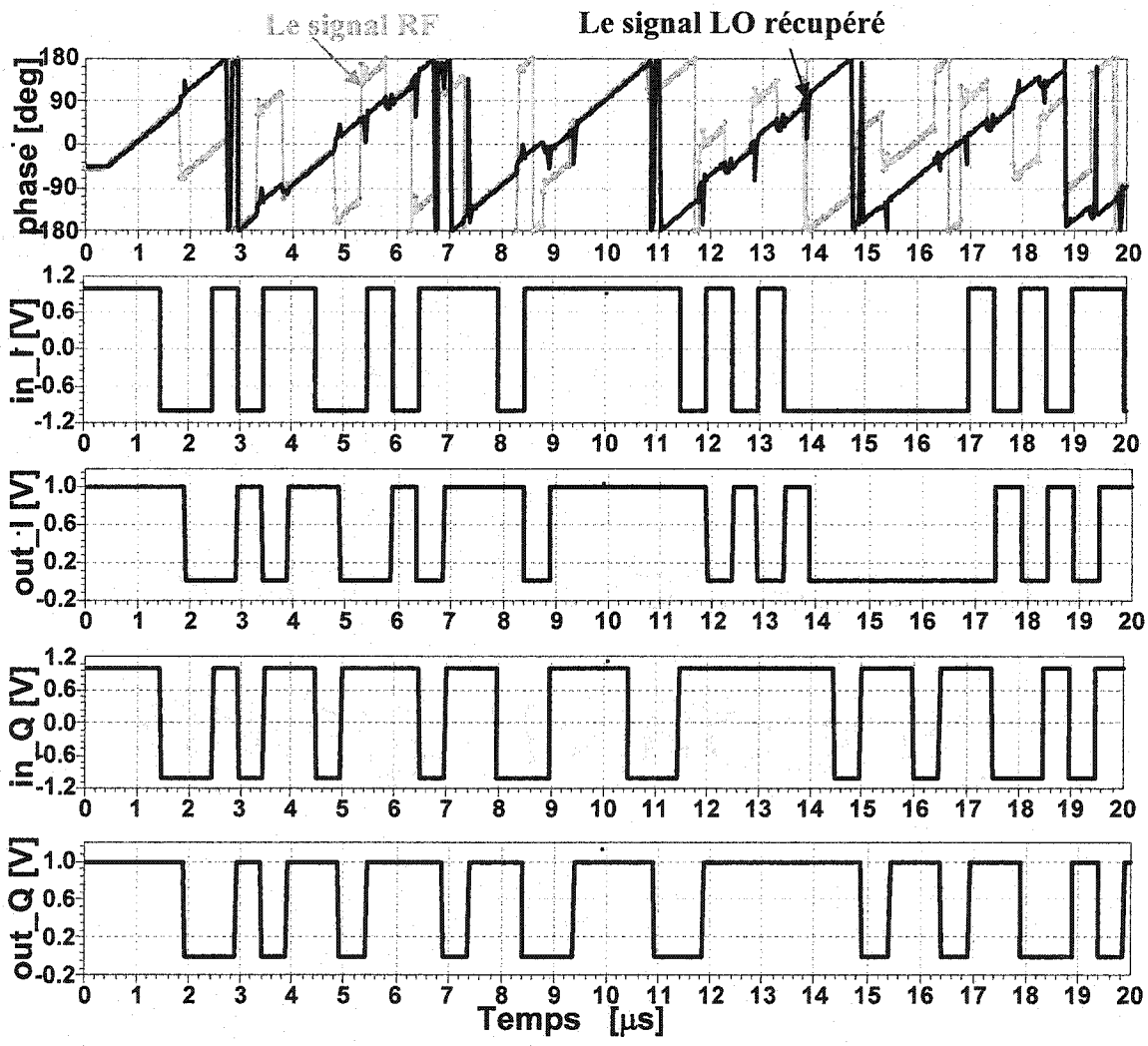



Figure 8.14. Les formes d'onde des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe pour une fréquence Doppler de + 250 KHz

Les phases des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une fréquence Doppler de + 250 KHz et, respectivement – 250 KHz, correspondant à une vitesse relative de +10000 Km/h et, respectivement –10000 Km/h, sont illustrées à la figure 8.15. Dans ces cas il s'agit déjà des vitesses relatives qui peuvent apparaître dans les communications satellite.

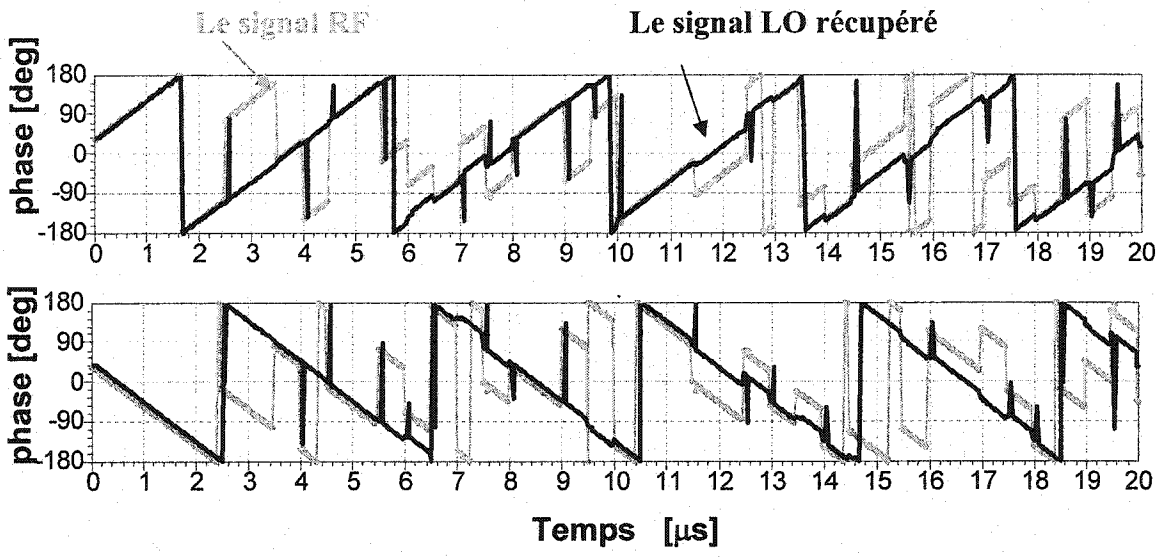



Figure 8.15. Les phases des signaux obtenues à la suite d'une simulation d'enveloppe, pour une fréquence Doppler de + 250 KHz et respectivement – 250 KHz

Durant la période du bit une variation linéaire de phase, plus grande que l'erreur maximale acceptée (environ ± 35° pour le prototype MHMIC, comme illustré à la figure 6.14, et égale à ± 45° dans le cas idéal), va entraîner des erreurs de démodulation.

Cette remarque nous permet d'établir une limite théorique de la fréquence Doppler pour laquelle la démodulation est faite correctement.

Cette limite peut être obtenue à l'aide de la relation suivante :

$$360^0 \cdot f_D \cdot T \leq 2 \cdot 45^0 \qquad (8.3.2)$$

En s'appuyant sur cette relation, on peut conclure que, pour une communication à une vitesse de 4 Mb/s ($T = 0{,}5$ µs), et en utilisant notre prototype MHMIC, la fréquence Doppler maximale permise est de :

$$f_D \leq \frac{2 \cdot 35^0}{360^0} \cdot \frac{1}{0.5 \cdot 10^{-6}} = 388KHz \qquad (8.3.3)$$

Donc, dans le cas des fréquences Doppler supérieures à cette valeur, la démodulation des signaux I/Q ayant une vitesse de transmission de 4 Mb/s, ne sera plus faite correctement. Ce résultat justifie le choix des valeurs de la fréquence Doppler pendant les simulations précédentes.

La figure 8.16 illustre les valeurs simulées du taux d'erreur de bit par rapport à $E_b/N_o$, pour différentes valeurs de la fréquence Doppler.

Tel que prévu, la valeur du BER est excellente si on est situé loin du seuil de 388 KHz et augmente assez vite, si on est proche de celui-ci (voir la courbe correspondante à la fréquence Doppler de 250 KHz).

Le résultat de démodulation devient incorrect dans le cas des erreurs de phase importantes. Ce fait est dû à une puissance du signal d'entrée en récepteur en dessous du seuil de sensibilité ou à une fréquence Doppler trop élevée par rapport à la vitesse de modulation du signal QPSK.

Suite à tous ces résultats, on peut conclure que le récepteur six-port à conversion directe est très robuste par rapport à la propagation par trajets multiples et par rapport à l'effet Doppler.

En même temps, il représente une excellente alternative faible coût aux récepteurs conventionnels, dans le domaine des communications mobiles.

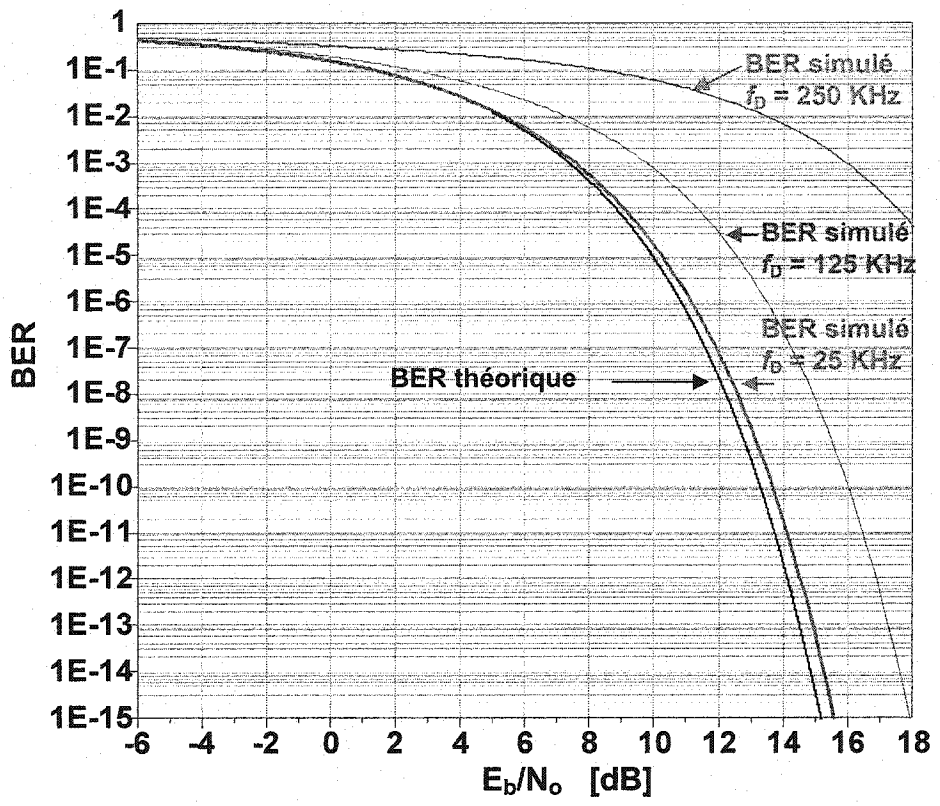



Figure 8.16. La courbe simulée de taux d'erreur de bit par rapport à la courbe théorique, pour de différentes valeurs de la fréquence Doppler

# CONCLUSIONS

La thèse présente l'étude d'un nouveau type de récepteur six-port à conversion directe, dans le domaine des ondes millimétriques. Ce récepteur rivalise en terme de performances avec les récepteurs homodynes conventionnels. Ses principaux avantages par rapport à ces derniers sont un coût de fabrication faible et des dimensions réduites.

Le nouveau récepteur est conçu pour démoduler des signaux QPSK dans la bande de fréquence Ka, pour un grand débit d'information.

La jonction six-port, qui représente la partie principale du récepteur, a été conçue spécialement pour démoduler des signaux modulés en phase. Elle a été fabriquée dans notre centre de recherche en technologie MHMIC sur un substrat céramique. Puis en technologie MMIC sur un substrat d'arséniure de gallium, par le fondeur *TriQuint Semiconductor Texas*.

Les résultats de simulation de la jonction six-port, seule et intégrée dans le récepteur, ont mis en évidence que notre nouveau récepteur est large–bande, et a une plage dynamique autour de 35 dB. Cette dernière peut être augmentée d'une manière significative en utilisant un amplificateur faible bruit muni d'un contrôle automatique du gain (AGC). Cette qualité lui permet de traiter des signaux de forte puissance et de conserver, en même temps, une bonne sensibilité pour les signaux faibles.

Le nouveau récepteur présente une grande immunité au bruit de phase, avec des bonnes performances en terme d'erreur de phase. En effet, l'erreur de phase est de ± 35° autour de la valeur de synchronisation des signaux d'entrée, pour la version MHMIC, et d'environ ± 20° pour la version MMIC. Ces résultats on été obtenus en utilisant une modulation du type QPSK. La modulation BPSK permet d'augmenter ces tolérances, tandis que les modulations 8PSK ou 16PSK requirent un bruit de phase réduit par rapport à la modulation QPSK, pour obtenir de bonnes performances de démodulation.

La vitesse de modulation maximale pour laquelle le récepteur présente des bonnes performances est d'environ 100 Mb/s. Celle-ci est limitée seulement par les circuits de

basse fréquence, car la jonction six-port a une bande de fréquence assez large pour permettre une vitesse de modulation très élevée, de l'ordre des centaines de Mb/s.

La nouvelle méthode de récupération de la porteuse permet de réduire davantage les coûts de fabrication du nouveau récepteur en onde millimétriques, tout en conservant les performances du démodulateur six-port.

Le récepteur six-port à conversion directe peut s'avérer être un très bon choix pour les communications mobiles à grande vitesse, destinées au grand public. Ses qualités en ce qui concerne la robustesse par rapport à la propagation par trajets multiples et l'immunité élevée à l'effet Doppler, font de ce récepteur une excellente alternative aux approches classiques.

Ces résultats encouragent la poursuite des études pour améliorer davantage ces performances et obtenir un récepteur plus performant.

La même jonction six-port pourra être utilisée dans le futur comme la partie principale d'une radio réalisée par logiciel (RRL). Les premières applications pour ce type de radio ont été faites dans le domaine militaire. La RRL est rapidement devenue un succès commercial, et elle a été adoptée non seulement par la téléphonie cellulaire, mais aussi par les réseaux d'ordinateur sans fil et la télédiffusion (radio et télévision) numérique. Les organisations d'intervention rapide (comme la police, les pompiers et les ambulances), les militaires et le grand public profiteront des progrès que cette radio engendra.

La troisième génération de communications sans fil (3G) peut offrir une grande opportunité commerciale dans l'exploitation de cette nouvelle technologie, par la conception des nouveaux circuits, plus fiables et à faible coût. Ces circuits pourront être utilisés comme des parties intégrantes dans les futurs émetteurs-récepteurs, afin d'introduire des services plus dynamiques et fiables.

La fréquence de travail d'un récepteur six-port pourra couvrir les fréquences actuelles et futures allouées aux communications sans fil. La fabrication en technologie intégrée de la partie radiofréquence permettra d'obtenir des dimensions réduites et un coût faible par rapport aux autres récepteurs.

La radio virtuelle est fondée sur une plate-forme matérielle commune, compatible avec différents standards de communication et de technologie, grâce à des modules logiciels. Le logiciel qui permettra la démodulation d'un nouveau standard pourra même être téléchargé, en utilisant le standard actuel, sans avoir besoin de main d'œuvre supplémentaire.

En conclusion, les résultats de simulation et de mesure montrent que le nouveau récepteur à conversion directe, réalisé à l'aide d'une jonction six-port, peut être utilisé comme récepteur large bande. Il est aussi robuste et fiable, ayant une structure simple et compacte, une très bonne immunité au bruit de phase et aux signaux d'interférence et une large plage dynamique. Les coûts et les imperfections de fabrication sont réduits par rapport aux autres types de récepteurs et il peut être facilement adapté pour fonctionner à des vitesses allant jusqu'à des centaines de Mb/s.

# RÉFÉRENCES

[1] Abe, M., Sasho, N., Brankovic, V., Krupezevic, D. (2000 oct.). Direct Conversion Receiver MMIC Based on Six-Port Technology. European Conference on Wireless Technology ECWT 2000, Conference Proceedings, 139-142.

[2] Abe, M., Sasho, N., Zaragoza, R.M., Haruyama, S. (2001 dec.). An RF Circuit Architecture for Software Defined Radio. Microwave Week 2001, Yokohama, Japan, Conference Proceedings, 1558-1563.

[3] Abidi, A.A. (1995 dec.). Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications. Journal of Solid-State Circuits, 30, 1399-1410.

[4] Cohn, S.B., Weinhouse, N.P. (1964 feb.). An Automatic Microwave Phase Measurement System. Microwave Journal, 7, 49-56.

[5] Cronson, H.M., Susman, L. (1977 dec.). A Six-Port Automatic Network Analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1086-1091.

[6] Engen, G.F., Hoer, C.A. (1972 nov.). Application of an Arbitrary 6-Port Junction to Power-Measurement Problems. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, IM-21, 470-474.

[7] Engen, G.F., (1977 dec.). The Six-Port Reflectometer. An Alternative Network Analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1075-1077.

[8] Engen, G.F. (1977 dec.). An Improved Circuit for Implementing the Six-Port Technique of Microwave Measurements. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1080-1083.

[9] Engen, G.F. (1979 dec.). Thru-Reflect Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-27, 987-992.

[10] Feher, K. (1995). Wireless Digital Communications. Modulation and Spread Spectrum Application, Prentice-Hall PTR.

[11] Gagné, J.F., Gautier, J., Wu, K., Bosisio, R.G. (2001 mai). High Speed Low-cost Architecture of Direct Conversion Digital Receiver IEEE MTT Symposium, Phoenix, Arizona, Conference Proceedings, 2, 1093-1096.

[12] 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, IM-21, 466-470.

[13] Hoer, C.A., Roe, K.C. (1975 dec.). Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, 23, 978-984.

[14] Hoer, C.A. (1977 dec.). A Network Analyzer Incorporating Two Six-Port Reflectometers. IEEE Trans. Microwave Theory Technique, MTT-25, 1070-1074.

[15] Hyryläinen, J., Bogod, L., Kangasmaa, S., Scheck, H.O., Ylamurto, T. (1997 sept.). Six Port Direct Conversion Receiver. 27th European Microwave 97 Conference, Conference Proceedings, 1366, 341-347.

[16] Li, J., Bosisio, R.G., 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.

[17] Li, J., Bosisio, R.G., 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.

[18] Marsan, E., Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 aug.). C-Band Direct Digital receiver. ANTEM 2002 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, St-Hubert, Quebec, Canada Conference Proceedings, 421-424.

[19] Marsan, E, Schiel, J.-C., Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 aug.). High Speed Carrier Recovery Suitable for Direct Digital QPSK Transceivers, RAWCON 2002 IEEE Radio and Wireless Conference, Boston, Massachusetts, Conference Proceedings, 103-106.

[20] Mirieux, O., Brault, J.J., Bosisio, R.G. (2002 juin). Result on a Direct Digital receiver Operated with a Fast Learning Networks. IEEE MTT Symposium, Seattle, Washington, Conference Proceedings, 1, 457-500.

[21] Moldovan, E., Tatu, S.O, Gaman, T., Wu, K., Bosisio, R.G. (2004 mars). A New 94 GHz Collision Avoidance Radar Sensor Using Six-Port Phase Frequency Discriminator. IMS2003 Special Symposium Issue of the IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, 3, 751-759.

[22] Rohde, U.L., Whitaker, J., Bucher, T.T.N. (1996). Communications Receivers: Principles and Design. McGraw-Hill.

[23] Scott, A.W. (1993). Understanding Microwaves. John Wiley & Sons, Inc.

[24] Schiel, J.C., Tatu, S.O., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 juin). Six-port Direct Digital Receiver (SPDR) and Standard Direct Digital Receiver (SDR) Results for Modulation at High Speeds. IEEE MTT Symposium, Seattle, Washington, Conference Proceedings, 2, 931-934.

[25] Song, Z., Tatu, S. O., Soleymani, M. R., Wu, K., Bosisio, R.G. (2003 mars). Initial Coding Results with a Millimeter Wave Six Port QPSK Receiver. Microwave and Optical Technology Letters, vol.36, 6, 465-467.

[26] Song, Z., Tatu, S.O., Soleymani, M.R., Wu, K., Bosisio, R.G. (2003 mai) RF Coding Application in MMIC Six Port Receiver. CCECE2003 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering CCECE 2003 Symposium, Montréal, Canada, Conference Proceedings, 3, 1929-1931.

[27] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Bosisio, R.G. (2001 mai). A New Direct Millimeter Wave Six-Port Receiver. IEEE MTT Symposium, Phoenix, Arizona, Conference Proceedings, 3, 1809-1812.

[28] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Bosisio, R.G. (2001 juin). A New Carrier Recovery Method for a Six-Port Millimeter-Wave Receiver. ISMOT 2001, Montréal, Canada, Conference Proceedings, 211-214.

[29] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., 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, vol.49, 12, 2517-2522.

[30] Tatu, S.O., Moldovan, E., Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 juin). Ka-Band Direct Digital Receiver Using 0.25 um PHEMTs. IEEE MTT RFIC Symposium, Seattle, Washington, Conference Proceedings, 155-158.

[31] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 aug.). Ka-Band MMICs in GaAs Technology. ANTEM 2002 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, St-Hubert, Quebec, Canada Conference Proceedings, 429-432.

[32] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Brehm, G., Bosisio, R.G. (2002 nov.). Ka Band Direct Digital Receiver. RFIC2002 Special Symposium Issue of the IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, 11, 2436-2442.

[33] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Bosisio, R.G. (2003 mai). Analog Signal Treatment in Six-Port Technology. CCECE2003 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering CCECE 2003 Symposium, Montréal, Canada, Conference Proceedings, 3, 1925-1928.

[34] Tatu, S.O., Moldovan, E., Brehm, G., Wu, K., Bosisio, R.G. (2003 juin). New Results on MMIC Six-Port's used in Ka Band Direct Conversion Receivers. IEEE MTT RFIC Symposium, Philadelphia, Pennsylvania, Conference Proceedings, 523-526.

[35] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Bosisio, R.G. (2003 aug.). A Rapid Carrier Recovery Loop for Direct Conversion Receivers. RAWCON 2003 IEEE Radio and Wireless Conference, Boston, Massachusetts, Conference Proceedings, 159-162.

[36] Tatu, S.O., Moldovan, E., Denidni, T. (2004 avril). Analysis of Multipath Fading for Six–port Receiver, Microwave and Optical Technology Letters, vol.41, 2, 137-141.

[37] Visan, T.M., Bosisio, R.G., Beauvais, J. (2000 dec.). Phase and Gain Imbalance Algorithm for Six-Port Based Direct Digital Millimeter Wave Receiver. Microwave and Optical Technology Letters, 27, 432-438.

[38] Xu, X., Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, K., Bosisio, R.G. (2002 aug.). Analysis of FDSS Ultra-Wideband Six-Port Receiver. RAWCON 2002 IEEE Radio and Wireless Conference, Boston, Massachusetts, Conference Proceedings, 87-90.

# LISTE DES PUBLICATIONS

***Chapitres de livre:***

[1] Tatu, S.O., Bosisio, R.G., (2004), Quadrature Phase Shift Keying, Wiley Encyclopedia of RF and Microwave, Wiley and Sons, New York, 40 pages, à publier.

***Journaux:***

[2] Tatu, S.O., Denidni, T., (2004 avril), Analysis of Multipath Fading for Six–port Receiver, Microwave and Optical Technology Letters, vol.41, 2, 137-141.

[3] Moldovan, E., Tatu, S.O., Gaman, T., Wu Ke, Bosisio R.G. (2004 mars), A New 94 GHz Six Port Collision Avoidance Radar Sensor", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, 3, 751-759.

[4] Song, Z., Tatu S.O., Soleymani, M.R., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2003 mars), Initial Coding Results with a Millimeter Wave Six Port QPSK Receiver, Microwave and Optical Technology Letters, vol.36, 6, 465-467.

[5] Tatu, S.O. Moldovan, E., Brehm, G., Wu, Ke, 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, Ke, 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 :***

[7] Tatu, S.O., Moldovan, E., Bosisio, R.G., Wu, Ke, (2003 august), A Rapid Carrier Recovery Loop for Direct Conversion Receivers, RAWCON 2003, 2003 IEEE Radio and Wireless Conference, Boston, Massachusetts, Conference Proceedings, 159-162.

[8] Tatu, S.O., Moldovan, E., Brehm, G., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2003 juin), New Results on MMIC Six-Ports used in Ka Band Direct Conversion Receivers, 2003 IEEE RFIC Symposium, Philadelphia , Conference Proceedings, 523-526.

[9] Moldovan, E., Tatu, S.O., Gaman, T., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2003 juin), A New 94 GHz Collision Avoidance Radar Sensor Using Six-Port Phase Frequency Discriminator", 2003 IEEE IMS Symposium, Philadelphia, Conference Proceedings, vol. 1, 595-598.

[10] Song, Z., Tatu, S.O., Soleymani, M.R., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2003 mai), RF Coding Application in MMIC Six Port Receiver, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering CCECE 2003 Symposium, Montréal, Conference Proceedings, vol. 3, 1929- 1931.

[11] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2003 mai), Analog Signal Treatment in Six Port Technology", Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering CCECE 2003 Symposium, Montréal, Conference Proceedings, vol. 3, 1925 -1928.

[12] Xu, X., Tatu, S.O., Moldovan, E., Bosisio, R.G., Wu, Ke, (2002 août), Analysis of FDSS Ultra-Wideband Six-Port Receiver, RAWCON 2002, 2002 IEEE Radio and Wireless Conference, Boston, Massachusetts, Conference Proceedings, 87-90.

[13] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2002 août), Ka-Band MMICs in GaAs Technology, ANTEM 2002 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, St-Hubert, Quebec, Canada Conference Proceedings, 429-432.

[14] Tatu, S.O., Moldovan, E., Brehm, G., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2002 juin), Ka-Band Direct Digital Receiver Using 0.25 um PHEMTs, 2002 IEEE RFIC Symposium, Seattle, Washington, Conference Proceedings, 155-158.

[15] Schiel, J.C., Tatu, S.O., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2002 juin), Six-port Direct Digital Receiver (SPDR) and Standard Direct Digital Receiver (SDR) Results for Modulation at High Speeds, IMS2002, Seattle, Conference Proceedings, vol. 2, 931-934.

[16] Belaid, M., Tatu, S.O., Gagne, J.F., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2001 août) Innovative Integrated Circuits and Systems for Millimeter Waves, CITR Annual Research Conference, Aylmer, poster session.

[17] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2001 juin), A New Carrier Recovery Method for a Six-Port Millimeter-Wave Receiver", ISMOT 2001, Montréal, Conference Proceedings, 211-214.

[18] Tatu, S.O., Moldovan, E., Wu, Ke, Bosisio, R.G., (2001 mai), A New Direct Millimeter Wave Six-Port Receiver, 2001 IEEE MTT Symposium, Phoenix, Arizona, vol. 3, 1809-1812.

***Workshops:***

[19] Bosisio, R.G., Wu, Ke, Tatu, S.O., (2003 août), Six-port Digital Receiver: a solution for the RF part of a Software Defined Radio", Workshop on Software Defined Radio, RAWCON 2003, 2003 IEEE Radio and Wireless Conference.