PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Conception et fabrication de circuits intégrés monolothiques microondes pour radiocommunications
Auteur: Author:	Yacouba Coulibaly
Date:	1998
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Coulibaly, Y. (1998). Conception et fabrication de circuits intégrés monolothiques microondes pour radiocommunications [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/6887/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/6887/
Directeurs de recherche: Advisors:	Rénato Bosisio
Programme: Program:	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION ET FABRICATION DE CIRCUITS INTÉGRÉS MONOLOTHIQUES MICROONDES POUR RADIOCOMMUNICATIONS

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

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (GÉNIE ÉLECTRIQUE)
DÉCEMBRE 1998

© Yacouba Coulibaly, 1998.

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

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

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

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

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

0-612-38670-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CONCEPTION ET FABRICATION DE CIRCUITS INTÉGRÉS MONOLOTHIQUES MICROONDES POUR RADIOCOMMUNICATIONS

présenté par : COULIBALY Yacouba

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

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

M. Wu Ke, Ph.D., président
M. Bosisio Renato, M.Sc.A., membre et directeur de recherche
M. Serigne Diba, Doctorat., membre

DÉDICACE

À toute ma grande famille

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier Monsieur Jules Gauthier pour les conseils sur la station de mesure sous pointes, Monsieur Réné Archambault qui m'a aidé à vérifier les circuits avec le logiciel CADENCE, Ali Rahal qui m'a introduit à la technologie MMIC et enfin tous les étudiants de Polygrames pour leurs discussions surtout Ambroise Olomo et Tibériu Visan.

Je voudrais aussi remercier Docteur Yansheng Xu qui m'a aidé à effectuer différentes simulations et pour ses précieux conseils.

Je remercie particulièrement Monsieur Renato.G.Bosisio, mon directeur de recherche, qui m'a aidé tout le long de ce travail.

Un dernier merci à ma famille, mes amis et à mon pays la Côte d'Ivoire dont je bénéficie d'une bourse d'études.

RÉSUMÉ

Le taux de transmission de l'information est le plus important paramètre pour les systèmes de communications. Ce débit est de plus en plus croissant dans la globalisation de l'information. Ceci, nécessite l'élaboration de composants pouvant fonctionner à des plus hautes fréquences avec des grandes largeurs de bande. La complexité de plus en plus grande de ces circuits nécessite un outil de conception de plus en plus fiable pour les valider et les intégrer dans un ensemble complexe incluant divers types d'amplificateurs, mélangeurs, diviseurs etc.

Ces équipements micro-ondes sont conçus en sous systèmes composés de plusieurs types de circuits, dont les circuits intégrés monolithiques (MMIC) et autres types de circuits plus traditionnels tels que les circuits hybrides micro-ondes intégrés (MHMIC).
Ces derniers sont composés de transistors, de diodes et de circuits passifs sur un substrat diélectrique.
Par contre les MMICs sont constitués d'éléments actifs (diodes et transistors) et passifs (lignes de transmission, résistances, inductances...) fabriqués sur un même substrat semi-conducteur tels que l'Arséniure de Gallium (AsGa) et le Phosphure d'indium (InP).

Notre travail a utilisé la technologie SAGRF AsGa MESFET 0.8 µm de Nortel. Nous avons conçu, mesuré et validé des MMICs fabriqués à Nortel par l'entremise de la Corporation Canadienne de Micro-électronique (CMC).

Les dispositifs micro-ondes utilisés sont des coupleurs hybrides, des coupleurs directionnels, des coupleurs multioctaves et des amplificateurs linéaires.

Ces dispositifs ont été conçus en utilisant des lignes coplanaires (CPW).

Les outils utilisés dans la conception sont les simulateurs de circuits, MDS ainsi que les simulateurs de champs électromagnétiques HFSS et MOMENTUM. Lors des mesures nous avons utilisé l'analyseur de réseaux en combinaison avec une station de mesure sous pointes. Nous avons ainsi pu valider nos différents circuits, les modèles de transistors, etc.

ABSTRACT

The rate of transmissions, measured in bits per second, is a very important parameter in communication systems. The increasing rate of transmissions in today's global communications requires the development of reliable components able to work at microwaves and millimeters waves over a wide bandwidth. The complexity of these circuits also requires a reliable design tool and an effective integration of these circuits into complex units such as amplifiers, mixers and receivers.

Most microwave equipment is made up of subsystems that are the combination of many circuit types, including monolithic microwave integrated circuits (MMIC) and other more traditional circuits such as hybrid microwave integrated circuits (MHMIC).
MHMICs and MMICs are composed of transistors, diodes, and passive circuits elements. In MHMIC these devices are deposited on a dielectric substrate. On the other hand, in MMIC, they are all fabricated simultaneously on the same substrate in a semiconductor chip, usually supplied by foundry services.

In this work, we used the SAGRF GaAs MESFETs 0.80 μm technology of Nortel. We have designed, measured and validated MMICs fabricated at Nortel under the auspices of the Canadian Microelectronics Corporation.

The microwaves devices studied in this thesis are hybrids couplers, directional couplers, multi-octave couplers and amplifiers

The design tools used included a circuit simulator (MDS), electromagnetic field simulators MOMENTUM and HFSS. A HP 8510 automatic network analyzer was used for the measurements in combination with a probe station. By this means, the validation of various MMIC's designs have been derived.

TABLES DES MATIÈRES

DÉDICACE iv
REMERCIEMENTS v
RÉSUMÉ vi
ABSTRACT viii
TABLES DES MATIÈRES x
LISTE DES TABLEAUX xiii
LISTE DES FIGURES xiv
LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS xviii
LISTE DES ANNEXES xix
CHAPITRE 1 : LA TECHNOLOGIE DES MMICS 1
1.1 Introduction 1
1.2 Regard historique des MMICs 2
1.3 Les technologies des MMIC 2
1.3.1 MEFSET en AsGa 3
1.3.2 HEMT en AsGa 3
1.3.3 HBT en AsGa 4
1.3.4 HBT en SiGe 4
1.3.5 HBT et HEMT en Phosphure d'Indium 5
1.4 Comparaison entre les MMICs et les MHMICs 6
1.4.1 Taille et poids 7
1.4.2 Performance et fiabilité 7
1.5 Les applications 8
1.5.1 Utilisation des MMICs dans le domaine militaire 8
1.5.2 Utilisation des MMICs dans le domaine commercial 8
1.6 Conclusion 10

CHAPITRE 2 : PROCÉDÉS DE FABRICATION DES MMICS 12
2.1 Introduction 12
2.2 La technologie AsGa du CMC 13
2.3 Exemple d'éléments planaires 13
2.3.1 MESFETs 13
2.3.2 Les capacités 14
2.3.3 Les résistances 15
2.3.5 Les inductances 16
2.5 Conclusion 17
CHAPITRE 3 :INSTRUMENTATION POUR MMIC ET MESURE DE CIRCUITS ACTIFS 18
3.1 Introduction 18
3.2 Instrumentation 19
3.3 Station de mesures sous pointes 19
3.4 Station de mesure sous-pointes du laboratoire 20
3.5 Calibration 21
3.5.1 Calibration SOLT 21
3.5.2 Calibration TRL 21
3.6 Mesures de résistances 24
3.6.1: Mesure d'un MEFSET à un doigt et de largeur de grille 40 um 26
3.6.2 Diode Schottky de largeur w=52 µm 30
3.7 : Conclusion 32
CHAPITRE 4 : DESIGN ET CARACTÉRISATION DE CIRCUITS PASSIFS 33
4.1 Introduction 33
4.2 Lignes microrubans 34
4.3 Lignes coplanaires 34
4.3.1 Simulation et mesure de lignes de transmissions coplanaires avec et sans pont à air 35

4.4 Généralités sur les coupleurs directionnels et les jonctions hybrides 40
4.5 Coupleur hybride 41
4.5.1 Problème de discontinuités 43
4.5.2 Simulation des caractéristiques électriques du coupleur hybride 44
4.5.3 Simulation avec MOMENTUM. 44
4.5.4 : Comparaison entre les mesures et les différentes simulations. 45
4.6 Coupleurs directionnels à lignes CPW couplées 48
4.7 Coupleur ``multioctave`` 51
4.8 Conclusion: 55
CHAPITRE 5 : VALIDATION DES RÈGLES DU PROCÉDÉ DE NORTEL DANS LE DESIGN D'UN AMPLIFICATEUR 56
5.1 Introduction 56
5.2 Généralités sur la conception des amplificateurs 57
5.3 Choix des paramètres du transistor 58
5.3.1 Largeur de grille et nombre de doigts 58
5.3.2 Choix du point de polarisation 59
5.4 Unilatéralité 61
5.5 Stabilité 63
5.6 Adaptation du transistor 64
5.6.1 Circuit ouvert 64
5.6.2 Jonction coplanaire 67
5.6.3 Circuit d'adaptation 68
5.7 Mesures 69
5.8 Interprétation des résultats de mesure 70
5.9 Conclusion 72
CONCLUSION GENERALE ET RECOMMENDATIONS 73
BIBLIOGRAPHIE 77
ANNEXES 82

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: Comparaisons de différents procédés Si et AsGa.....6

Tableau 1.2: Coûts de différents procédés en MMIC.....6

Tableau 2.1: Caractéristiques des diélectriques.....15

Tableau 4.1: Comparaison des resultats de mesure et de simulation à la fréquence nominale de 28 GHz.....45

Tableau 5.1: Paramètres de dispersion et de stabilité du MEFSET.....63

Tableau 5.2: Paramètres S du transistor et stabilité avec une adaptation résistive parallèle (R=500 Ohms) à la sortie.....64

Tableau 5.3 : Résultat du circuit ouvert à 13 GHz.....66

Tableau 5.4 : Mesures de paramètres S à 13.64 GHz.....69

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Marché global des MMICs en communications.....10

Figure 1.2 : Marché des MMICs en AsGa par produit.....11

Figure 1.3 : Marché des MMICs 11

Figure 2.1 : Coupe d'un transistor.....14

Figure 2.2 : Capacité MIM 14

Figure 2.3 : Coupe d'une résistance 16

Figure 2.4 : Dessin d'une inductance spirale.....17

Figure 3.1 : Station de mesure sous-pointes.....20

Figure 3.2 : kit de calibration 24

Figure 3.3 : Mesure de coefficient de réflexion d'une charge de 50 Ω 25

Figure 3.4 : Coefficient de réflexion de la charge de 50 Ω sur l'abaque de Smith 26

Figure 3.5 : Simulation et mesure de l'amplitude de S21 du MEFSET 28

Figure 3.6 : Simulation et mesure de l'amplitude de S11 du MEFSET 28

Figure 3.7 : Simulation et mesure du gain maximum stable du MEFSET 29

Figure 3.8 : Simulation et mesure de l'amplitude de S12 du MEFSET 29

Figure 3.9 : Courbes DC expérimentales et de simulation du MEFSET 30

Figure 3.10 : Simulation et mesure de l'amplitude de S11 de la diode 31

Figure 3.11 : Simulation et mesure de la courbe I-V de la diode 32

Figure 4.1 : Vue de dessus et coupe transversale d'une ligne coplanaire 35

Figure 4.2 : Simulation et mesure de l'amplitude de S11 de la ligne CPW sans pont à air 36

Figure 4.3 : Simulation et mesure de l'amplitude de S11 de la ligne CPW avec pont à air 37

Figure 4.4 : Simulation et mesure de l'amplitude de S12 de la ligne CPW sans pont à air 37

Figure 4.5 : Simulation et mesure de l'amplitude de S12 de la ligne CPW avec pont à air 38

Figure 4.6 : Simulation et mesure de la phase de S12 de la ligne CPW sans pont à air...38

Figure 4.7 : Simulation et mesure de la phase de S12 de la ligne CPW avec pont à air...39

Figure 4.8 : Division de puissance 40

Figure 4.9 : Addition de puissance.....40

Figure 4.10 : Ligne de propagation et coupleur prélevant une partie de l'onde incidente réfléchie 40

Figure 4.11 : Schéma de principe du coupleur.....41

Figure 4.12 : Coupleur hybride 43

Figure 4.13 : Résultats des simulations et des mesures de l'adaptation du coupleur hybride.....46

Figure 4.14 : Résultats des simulations et des mesures de l'isolation du coupleur hybride....46

Figure 4.15 : Résultats des simulations et des mesures de la transmission du coupleur hybride....47

Figure 4.16 : Résultats des simulations et des mesures des pertes d'insertion du coupleur hybride....47

Figure 4.17 : Résultats des simulations et des mesures du déphasage entre les portes 2 et 3 du coupleur hybride....48

Figure 4.18 : Simulation et mesure du couplage du coupleur 10 dB....50

Figure 4.19 : Simulation et mesure de l'adaptation à la porte 1 du coupleur 10 dB....50

Figure 4.20 : Simulation et mesure de l'isolation du coupleur 10 dB....51

Figure 4.21 : Schéma du coupleur multioctaves....51

Figure 4.22 : Adaptation du coupleur multioctaves....53

Figure 4.23 : Couplage du coupleur multioctaves....53

Figure 4.24 : Déphasage du coupleur multioctaves....54

Figure 4.25 : Transmission du coupleur multioctaves....54

Figure 4.26 : Isolation du coupleur multioctaves....55

Figure 5.1 : Schéma bloc d'un amplificateur....57

Figure 5.2 : Schéma du MEFSET à six doigts avec une largeur de grille de 600 µm et une longueur de grille de 0.8 µm....59

Figure 5.3 : Variation de la puissance de sortie du MEFSET en fonction de Vds pour une puissance d'entrée donnée (0 dBm)....60

Figure 5.4 : Caractéristiques I/V du MEFSET et choix du point de polarisation.....61

Figure 5.5 : Variation de S12 en fonction du nombre de doigts.....62

Figure 5.6 : Variation de S12 en fonction de la largeur de grille.....62

Figure 5.7 : Circuit ouvert en coplanaire simulé avec MOMENTUM.....65

Figure 5.8 : Vue de dessus du circuit ouvert..... 65

Figure 5.9 : Résultats de simulation du circuit ouvert sur l'abaque de Smith.....66

Figure 5.10 : Jonction simulé avec MOMENTUM 67

Figure 5.11 : Paramètres de dispersion de la jonction coplanaire.....68

Figure 5.12 : Résultats de mesures et de simulation de l'amplitude de S11 en dB de l'amplificateur 71

Figure 5.13 : Résultats de mesures et de simulation de l'amplitude de S21 en dB de l'amplificateur 71

Figure 5.14 : Résultats de mesures et de simulation de l'amplitude de S22 en dB de l'amplificateur.....72

LISTE DES SIGLES ET DES ABRÉVIATIONS

CMC : Canadian Microelectronic Corporation

MMIC : Microwave Monolithic Integrated Circuit

AsGa : Arséniure de Gallium

PCS : Personal Communication System

PHS : Personal Handset System

GPS : Clobal Position System

InP : Phosphure d'Indium

MDS : Microwave Design System, Simulateur de HP

MOMENTUM : Simulateur numérique de HP

HFSS : Simulateur numérique de HP

WLAN : Wireless Local Area Network

LINCALC : Option de MDS permettant le calcul les caractéristiques d'une grande variété de ligne de transmission

TEM : Transverse ElectroMagnetic modes

HBT : Heterojunction Bipolar Transistor

LISTE DES ANNEXES

Annexe A : Masques

1- Coupleur 10 dB, ligne de transmission CPW et diode Schottky
2- Transistor
3- Coupleur hybride
4- Coupleur multioctave
5- Amplificateur

ANNEXE B : Caractéristiques de la sonde

ANNEXE C : Schéma électrique de l'amplificateur

CHAPITRE 1 : LA TECHNOLOGIE DES MMICS

1.1 Introduction

L'utilisation des circuits intégrés monolithiques (MMIC) dans les systèmes micro-ondes est devenue de plus en plus importante. Ils couvrent les fréquences de 1 GHz à 100 GHz. Ils sont de ce fait utilisés dans les systèmes de communications. Il est donc nécessaire de concevoir et fabriquer des circuits avec ce procédé. La technologie MMIC est une technologie dans laquelle tous les composants passifs et actifs sont fabriqués sur le même substrat et élimine donc le besoin de faire des connections pour les composants discrets. Dans ce chapitre, nous allons donner les caractéristiques essentielles des MMICs.

1.2 Regard historique des MMICs

À l'École Polytechnique, nous avons commencé à faire des études sur les MMICs en 1989 grâce à une collaboration avec l'École Nationale Supérieure en Télécommunication (Paris). Mais par contre, l'histoire des MMICs est jalonnée par quelques dates importantes. Le premier circuit en MMIC fait de lignes microstrip et de diodes incorporées est fait par Texas Instrument en 1968 [26]. Un mélangeur à 94 GHz fait de diode Schottky est proposé par Vendelin au cours de la même année[20]. Un oscillateur à diode Gunn et un multiplicateur sont réalisés et non mesurés [22]. Un amplificateur, fait d'inductance et de capacités interdigitales, dans la bande X est réalisé à Caswell en 1976 [33].

Après des débuts incertains, un symposium est créé par IEEE en 1979 pour les circuits intégrés en AsGa. En 1980, les transistors à effet de champ basé sur une hétérostructure GaAlAs/GaAs sont réalisés. C'est le TEGFET (Two Dimensional Electron Gas Field Effect Transistor) chez Thompson et le HEMT (High Electron Mobility Transistor) chez Fujitsu. Il y a eu une croissance rapide des MMICs à partir des années 1980. Le développement de nouveaux circuits pour les communications permet à cette technologie de prendre de l'essor .

1.3 Les technologies des MMIC

Le principal volume de production des MMICs est en arséniure de gallium. Mais différentes technologies commencent à être utilisées [25]. Les tableaux 1.1 et 1.2 comparent ces différentes technologies.

1.3.1 MEFSET en AsGa

Cette technologie n'est pas aussi dispendieuse que d'autres technologies (e.g InP), et elle a un grand champ d'applications. Les transistors MESFETs ont un bon facteur de bruit et des bonnes performances de puissance de sortie. L'AsGa présente beaucoup d'avantages. Les électrons ont une mobilité élevée. En particulier pour les champs faibles cette mobilité est quatre fois supérieure à celle du silicium ce qui diminue les résistances d'accès des transistors. Il en résulte moins de pertes et le facteur de bruit est amélioré. Il a une meilleure stabilité thermique et une immunité aux rayonnements ionisants de l'espace. Il permet d'opérer avec des tensions de polarisation plus faibles et de diminuer les puissances dissipées. Les longueurs de grille varient généralement entre 0.25 μm et 2 μm.

1.3.2 HEMT en AsGa

Ce transistor permet de travailler à des fréquences de l'ordre de 100 GHz. Les longueurs de grille sont plus petites (de l'ordre de 0.25 μm). La mobilité des porteurs de charges est plus importante ainsi la transconductance est élevée. Elle est plus grande que celle du MEFSET. La figure de bruit est minimum pour les ondes millimétriques. Des figures de bruits de 0.8 dB à 60 GHz et de 1.2 dB à 94 GHz ont été obtenues [5]. La structure des HEMTs leur permet d'être facilement intégrés aux circuits passifs en ondes millimétriques.

1.3.3 HBT en AsGa

C'est un dispositif bipolaire. Du fait de sa structure verticale, ce transistor présente certains avantages. Il a une fréquence de coupure élevée ainsi qu'une grande transconductance. Il permet d'avoir de grands gains, une puissance élevée et une grande efficacité [30]. Il nécessite une seule polarisation positive ce qui est avantageux par rapport aux FETs et HEMTs qui eux utilisent une tension de polarisation additionnelle. En plus, il peut supporter des grandes tensions. Il présente un faible bruit de grenaille 1/f. Ces performances permettent à ces transistors bipolaires d'être les meilleurs candidats pour les fonctions à faible bruit de phase comme les oscillateurs, les vco et les mélangeurs. Ces dispositifs peuvent être utilisés pour les amplificateurs [8].

1.3.4 HBT en SiGe

La technologie bipolaire en silicium a beaucoup évolué ces dernières années. Ils peuvent être intégrés facilement avec des circuits VLSI. Différents composants millimétriques peuvent être réalisés dans cette technologie,ce sont les diodes IMPATT et les diodes Schotky pour les détecteurs et les mélangeurs et aussi les transistors. La technologie en silicium germanium a un grand potentiel. Elle a montré des bonnes performances en ondes millimétriques. Des figures de bruits de moins de 1dB ont été obtenues à 10 GHz [28]. Récemment, les transistors HBT en silicium de germanium ont permis d'avoir des fréquences de coupure de 160 GHz et des fréquences maximum de 162 GHz. Le coût

pour les technologies en Si et en SiGe varie de 10 ¢ à 40 ¢ le mm^2. Ils permettent donc de réaliser des composants micro-ondes à faibles coûts.

1.3.5 HBT et HEMT en Phosphure d'Indium

Le phosphure d'indium et ses dérivées sont des excellents matériaux pour les micro-ondes car les électrons ont une plus grande mobilité dans ces matériaux que dans l'arséniure de gallium. Les HEMTs ont déjà démontré une très grande vitesse et un faible bruit aux ondes millimétriques [31] et des caractéristiques à hautes fréquences supérieures aux autres transistors. Les HBTs montrent des performances de bruits excellents, une puissance élevée et une grande linéarité. On est capable d'intégrer ces deux composants sur le même substrat d'InP. Ceci permet de réaliser des circuits en ondes millimétriques utilisant les avantages des deux technologies [16]. Un avantage significatif des circuits MMICs en phosphure d'indium repose sur le fait que les circuits optiques qui émettent la lumière avec des longueurs d'ondes faibles peuvent être aussi fabriqués sur le même substrat. Ces régions sont bien adaptées dans la zone de dispersion pour la plupart des fibres optiques. Il existe aussi des circuits intégrés combinant des FETs et lasers pour les communications à taux élevé.

Tableau 1.1: Comparaisons de différents procédés Si et AsGa

Technologie	Si			AsGa		
Dispositifs	BJT	HBT SiGe	BiCMOS	MEFSET	HEMT	HBT
Ft(GHz)	45	86	13	30	100	50
Fmax(GHz)	46	65	11	65	130	70
1/f (KHz)	0.1 à 1	0.1 à 1	0.1 à 1	10000	20000	1à 10

Tableau 1.2: Coûts de différents procédés en MMIC

Technologies	AsGa	InP	Si et SiGe
Prix	1$/mm^2	10$/mm^2	10¢ à 40¢/mm^2

1.4 Comparaison entre les MMICs et les MHMICs

Il existe différentes technologies pour fabriquer des circuits en micro-ondes. Ces différents procédés de fabrication présentent des avantages et des inconvénients. Nous allons comparer la technologie MMIC à la technologie MHMIC (Monolithic Hybrid Microwave Integrated Circuit).

1.4.1 Taille et poids

Les MMICs sont plus compacts, ils sont indispensables pour miniaturiser les circuits utilisés dans les communications. Différentes fonctions micro-ondes peuvent être réalisées sur la même petite puce. Ces circuits sont légers et moins encombrants ce qui permet aux MMICs d'être utilisés dans les téléphones cellulaires, les antennes à réseaux, etc. Les MMICs présentent un avantage au point de vue économique, on peut fabriquer des milliers de circuits sur la même gaufre.

1.4.2 Performance et fiabilité

Dans la technologie hybride l'ingénieur a le choix pour les composants. Pour faire un amplificateur, le choix des transistors est grand. Et il y a différents modèles précis qui existent pour les circuits actifs et les discontinuités tandis que en MMIC, il faut refaire ces différentes discontinuités. Mais avec le développement des transistors, des circuits micro-ondes performants commencent à être réalisés. Le fait que les éléments actifs et passifs soient fabriqués sur le même substrat permet de diminuer les effets parasites des ``wire bond`` et d'augmenter la largeur de bande.

Les circuits hybrides sont connectés entre eux par des ``wire bonds``. Leur fiabilité en souffre donc. Ils ne sont pas idéaux pour des circuits sujets aux vibrations, aux variations de température et aux chocs. Les MMICs sont très fiables lorsque le processus de fabrication a été maîtrisé. On ne peut pas modifier un circuit MMIC fabriqué. On peut soit faire un bon design, soit un mauvais design.

1.5 Les applications

Le succès des MMICs est dû au fait que les circuits fabriqués sont fonctionnels en grand volume et à un pris bas. Il existe deux grandes applications pour les MMICs.

1.5.1 Utilisation des MMICs dans le domaine militaire

Différentes applications militaires sont utilisent les MMICs pour des fréquences élevées. Les circuits ont besoin d'être fiables pour être utilisées dans les conditions climatiques les plus drastiques. Les MMICs sont utilisés dans la conception des radars. La largeur de bande, la rapidité de détection de plusieurs objets, la protection dans différents environnements électromagnétiques et la fiabilité sont requises pour les radars. Le premier radar à réseaux a été fabriqué par Hugues et Général Electric. La technologie MMIC est utilisée dans les armes intelligentes. Elle permet d'améliorer les performances pour les composants utilisés dans les systèmes de communications, les équipements de télécommunications, dans les liaisons optiques etc.

1.5.2 Utilisation des MMICs dans le domaine commercial

Le secteur commercial utilise de plus en plus les MMICs. Les systèmes de communication de voix , de données et de vidéo en sont de grands utilisateurs. C'est le cas des PCS, GPS, et LCMS. La figure 1.1 montre la croissance de ces différents systèmes. D'autres marchés importants sont l'automobile (radars anticollision) et l'instrumentation.

Le marché des télécommunications sans fil est aussi en plein essor et on utilise en abondance les MMICs dans les amplificateurs, des commutateurs, des mélangeurs (figure

1.2). Le PCS en Amérique du nord et le PHS au japon ont besoin de petits téléphones portables avec une grande fonctionnalité desservis par des stations de base d'où la nécessité d'utiliser la technologie des MMICs. Ce marché présente beaucoup d'opportunités pour les pays où il n'existe aucune ligne téléphonique. Le système de câble présente aussi de grands débouchés pour les circuits MMIC en ondes millimétriques.

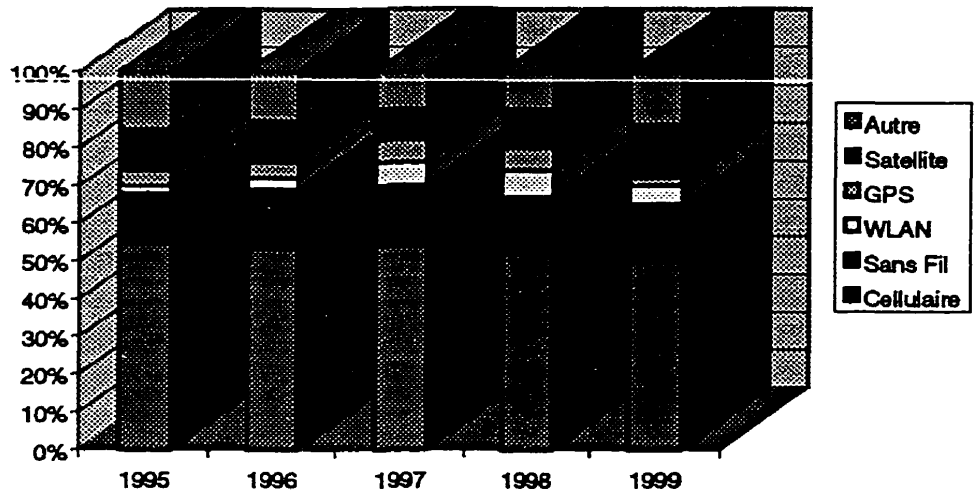


Figure 1.1: Marché global des MMICs en communication

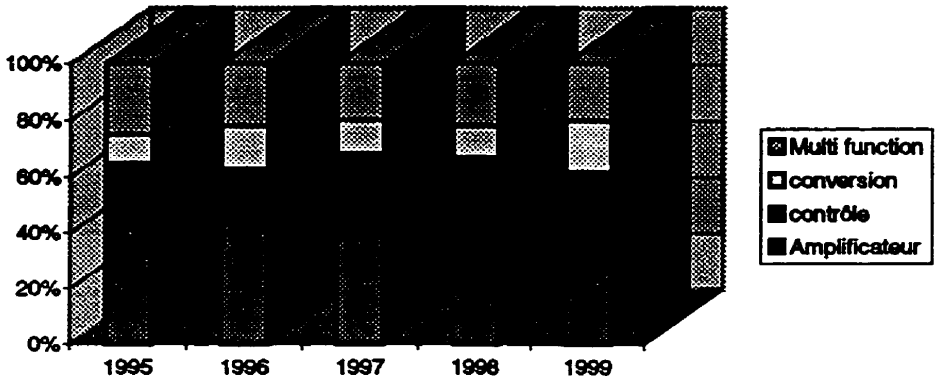


Figure 1.2: Marché des MMICs en AsGa par produit

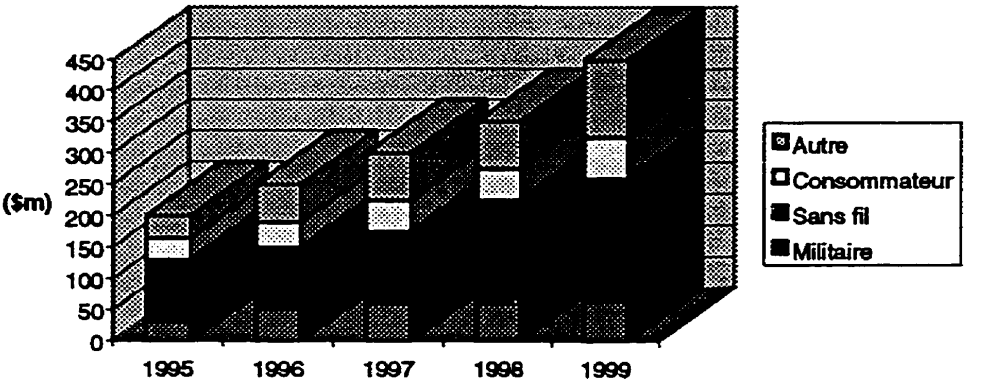


Figure 1.3: Marché des MMICs

1.6 Conclusion

La technologie MMIC est en plein essor. Elle est le résultat de longues réflexions portant sur le développement de la miniaturisation de circuits en maintenant d'excellents rapports

entre la performance et le coût par des productions de qualités. Elle est utilisée dans plusieurs applications commerciales et militaires.

CHAPITRE 2 : PROCÉDÉS DE FABRICATION DES MMICS

2.1 Introduction

La notion de fonderie pour la fabrication des MMICs a pris naissance dans les années 70 [10]. Les fonderies deviennent de plus en plus aptes à servir multiples utilisateurs du fait de l'utilisation des MMICs dans les systèmes de communications. Dans ce chapitre, nous allons nous attarder sur la fonderie du CMC et le procédé de fabrication de circuits en MMIC.

2.2 La technologie AsGa du CMC

La fonderie utilisée pour nos circuits est la fonderie de Nortel. Elle fabrique des circuits dans différentes technologies. Nous utilisons la technologie en arséniure de gallium de longueur de grille 0.8 µm. Cette technologie offre des éléments de circuits analogiques telle que des résistances et des capacités et des circuits numériques. Elle fonctionne jusqu'à 20 GHz et elle est utilisée pour des applications micro-ondes et les guides optiques. L'inconvénient de cette technologie est le problème de temps, en effet il faut attendre trois à six mois pour les avoir.

2.3 Exemple d'éléments planaires

2.3.1 MESFETs

Les transistors à effets de champs fabriqués sur arséniure de gallium constituent un des éléments de base des circuits micro-ondes. La figure 2.1 présente une coupe d'un transistor dans le plan du doigt.

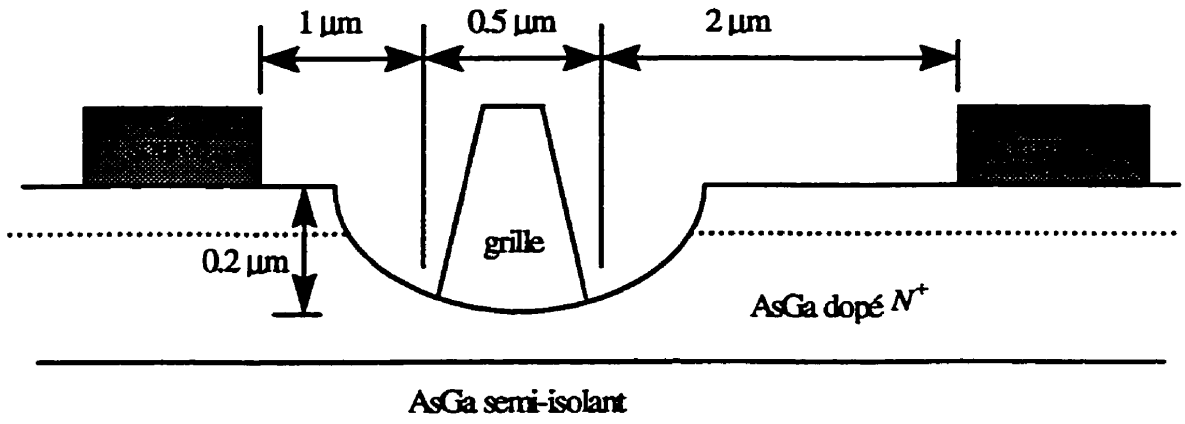


Figure 2.1: Coupe d'un transistor

2.3.2 Les capacités

Elles sont utilisées pour les circuits d'adaptation ou pour faire le découplage. Il existe les capacités interdigitales, les capacités à contact Schottky et les capacités MIM (Métal-Isolant-Métal).

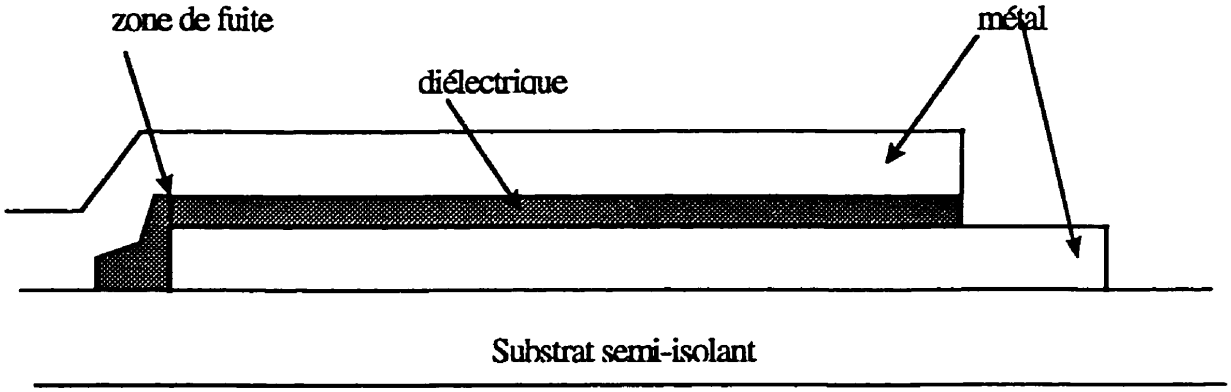


Figure 2.2: Capacité MIM

La capacité MIM est représentée à la figure 2.2. Le diélectrique peut être fait par différents matériaux. Les dépôts de la couche isolante sont obtenus par pulvérisation cathodique ou par oxydation. Des constantes diélectriques élevées sont utilisées pour avoir des circuits compacts. Afin d'avoir des couches minces, la tension de claquage du diélectrique doit être élevée.

Tableau 2.1: Caractéristiques des diélectriques

Matériau	Permittivité	Champ de claquage en V/um
SiO_2	4 à 6	400
Polyamide	3 à 5	
Si_3N_4	5.5	200
Al_2O_3	8.8	250
TiO_2	55	50

2.3.3 Les résistances

Les résistances sont fabriquées en utilisant une portion de la couche active ou à l'aide d'un dépôt métallique (Ti,NiCr) ou d'alliage plus complexe. Les résistances faites en couche mince sont beaucoup plus utilisées. Elles permettent au concepteur de faire des circuits qui peuvent être utilisés à des températures critiques pour les applications militaires. Elles augmentent la stabilité et leur dissipation thermique est faible. La figure 2.3 présente un

exemple de résistance réalisée à partir d'un dépôt de TiPt ayant une résistivité de 20 Ω/carré.

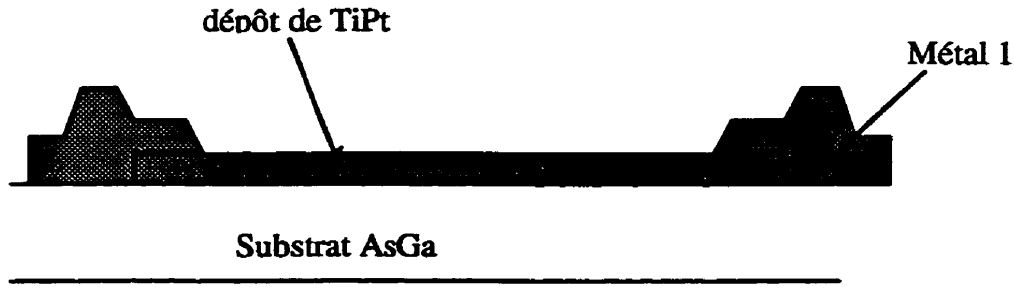


Figure 2.3: Coupe d'une résistance

2.3.5 Les inductances

Les inductances constituent les éléments passifs de base des circuits micro-ondes. Les inductances les plus utilisées sont les inductances à spirale (fig.2.4) car elles permettent d'occuper moins de place. Ce type d'inductance est souvent réalisées en utilisant des lignes de transmission microstrip. En ligne CPW il faut entrevoir de modéliser ces inductances car elles ne sont pas disponibles sur les simulateurs commerciaux. On doit nécessairement utiliser des ponts à air pour connecter le centre de l'inductance à l'extérieur du circuit.

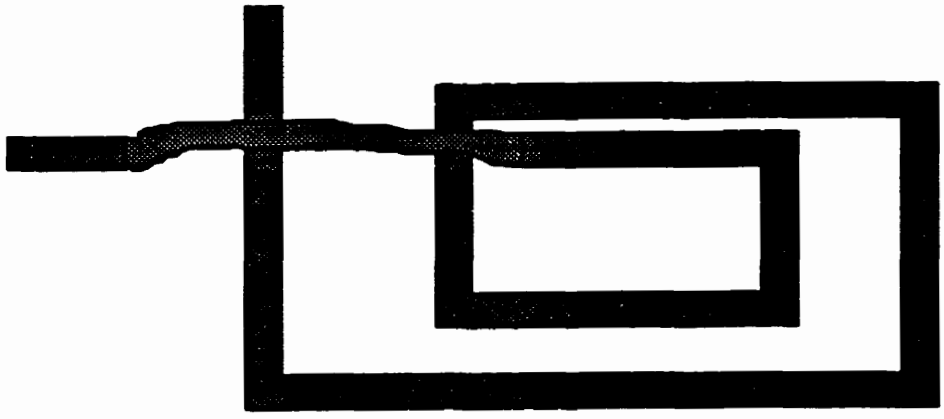


Figure 2.4: Dessin d'une inductance spirale

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé sur le procédé de fabrication des éléments de base des MMICs. Ces applications varient d'une fonderie à l'autre. Il faut toujours utiliser le guide de conception (GDC) de chaque fondeur. Les modèles des éléments contenus dans le guide doivent retenir une certaine précision pour réaliser des circuits de bonne qualité. C'est pourquoi certains utilisateurs de fonderies font d'abord leurs librairies qu'ils vérifient expérimentalement.

CHAPITRE 3 :INSTRUMENTATION POUR MMIC ET MESURE DE CIRCUITS ACTIFS

3.1 Introduction

Après avoir fait la conception et la fabrication des circuits monolithiques, il faut les valider grâce à des mesures précises. Pour ce faire, on devra identifier très rapidement et efficacement les circuits qui ne sont pas rejetables dans le but de minimiser le coût final des circuits MMICs. Dans ce chapitre nous parlerons de l'instrumentation en MMIC. Nous allons faire des mesures de paramètres S et DC d'un transistor et d'une diode et les comparer avec les résultats obtenus par simulation.

3.2 Instrumentation

L'instrumentation a beaucoup profité du développement constant des communications. Les mesures étaient difficiles à cause de la taille des circuits, de l'importance à définir des plans de référence du dispositif et des inductances parasites. Les mesures pour des fréquences inférieures à 5 GHz sont faites en assemblant les puces MMICs dans une fixture à des circuits MHMIC à l'aide des ``wire bonds``. Ce procédé est assez couteux et demande un traitement analytique après les mesures. Il faut ensuite extraire les paramètres du circuit intégré par une opération d'épluchage (de-enbeding) et de la calibration 2/3 [10]. On peut éviter cette approche en utilisant des mesures sous pointes .

3.3 Station de mesures sous pointes

Pour faire des mesures correctes, on doit utiliser la station de mesure sous pointe qui permet de diminuer les incertitudes causées par les réflexions, les pertes et le couplage (crosstalk) et elle facilite l'opération d'épluchage. Pour arriver à ce point, il faut utiliser une ligne de transmission qui peut servir à la fois d'interface avec une transition câble coaxiale à microstrip (SMA, connecteur K ou 2.4) et de transformation d'une ligne coaxiale de 50 Ohms en des plots de 100 µm à 150 µm en AsGa. La station de mesure sous pointe permet de faire des mesures jusqu'à 50 GHz, d'avoir des mesures précises et répétables et de faire une calibration plus simple.

3.4 Station de mesure sous-pointes du laboratoire

La station de mesure sous pointe est constituée de deux sondes, d'un téléviseur, d'une pompe mécanique pour fixer les circuits à un plan stable et d'un microscope.

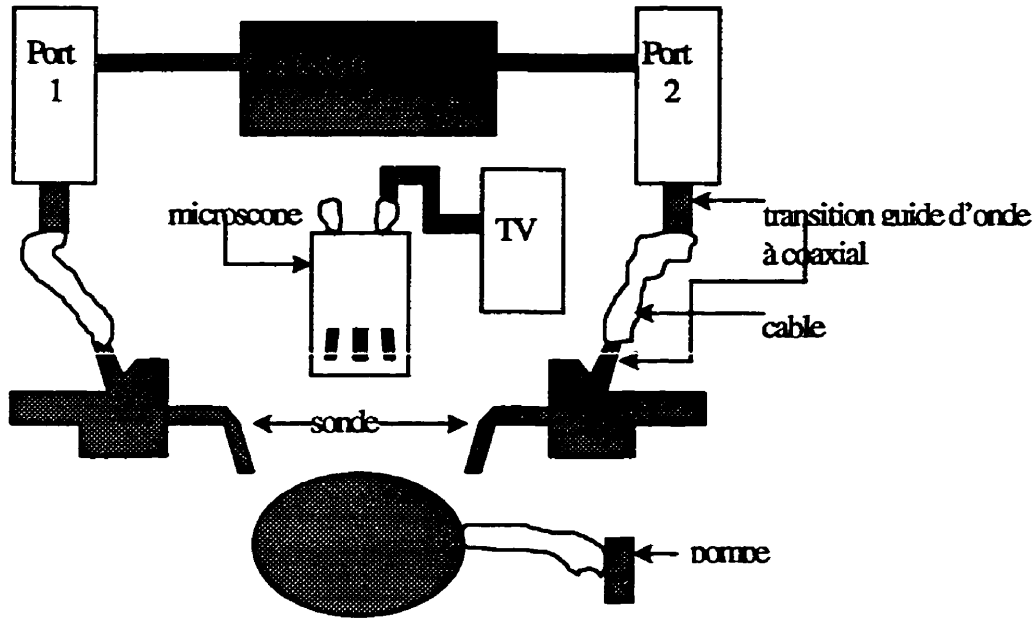


Figure 3.1: Station de mesure sous-pointes

Les deux sondes de "pitch" 168 µm ont leurs caractéristiques, fournies par l'industriel, qui sont données en annexe B.

3.5 Calibration

Pour faire des mesures correctes, le système doit être calibré dans le but de transférer les plans de mesures à des plans de références du dispositif sous test (DST). En plus, il faut corriger les erreurs résultant des réflexions et des pertes de transmissions. Il existe deux types de calibration utilisées :

3.5.1 Calibration SOLT

Les termes SOLT représentent ``Short-Open-Load-Thru``. C'est la méthode la plus utilisée pour calibrer les analyseurs de réseau. On utilise les 4 standards mesurés pour en extraire la calibration de l'analyseur. Les standards Open et Load ne pouvant pas être très bien caractérisés, on obtient une précision faible pour cette méthode [15].

3.5.2 Calibration TRL

Ces termes représentent ``Thru-Reflect-Line``. C'est une méthode de plus en plus utilisée grâce à sa facilité d'utilisation et à la grande qualité des calibrations obtenues[14]. Nous allons la décrire en détail car c'est la calibration que nous avons utilisée.

Elle est utilisée dans notre cas pour extraire les paramètres S d'un bloc dont l'accès n'est pas dans les plans de mesure de l'analyseur (voir figure 3.2). Les différentes étapes de cette méthode sont :

- On utilise le ``thru``. Le plan de référence est obtenu au milieu de cette composante. La longueur de la composante du ``thru`` doit être plus grande que zéro .

- On utilise ensuite le "reflect". On peut utiliser la valeur que l'on veut pour cette composante. On préfère utiliser une valeur de réflexion élevée comme un court-circuit ou un circuit ouvert. La valeur de la réflexion n'est pas importante. Il faut utiliser la même valeur de réflexion pour le port 1 et 2 . On utilise le court circuit.

- On utilise ensuite le standard ``line``. Son impédance devient l'impédance de normalisation de la calibration. Pour notre mesure sous pointes, il faut spécifier les paramètres de dispersions du milieu de propagation, ici, l'arséniure de gallium, afin de compenser cette erreur d'impédance. La longueur de la ligne doit respecter ces conditions : 0< phase de S21<179

On utilise une marge d'erreur pour les conditions aux limites :

La phase de S21 > 1 à la plus faible fréquence et la phase de S21 <179 à la plus grande fréquence. Il faut seulement connaître l'impédance caractéristique de cette ligne, on utilise habituellement une ligne de 50 Ω. La longueur électrique n'est pas utile. Nous utilisons deux composantes ``Line`` dont leurs longueurs sont réparties entre le critère spécifié précédemment pour compenser la variation de l'impédance en fonction de la fréquence.

- La dernière étape consiste à utiliser le standard ``load``. Nous ne faisons pas cette étape dans notre calibration. Elle permet de corriger le mauvais niveau d'isolation de l'analyseur. Nous nous basons sur la note de référence Product Note 8510 -8 de (Hewlett -Packard) [15], pour faire un kit TRL.

Les différentes équations nous permettent de réaliser notre kit de calibration.

$$v_g = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \qquad (3.1)$$

$$v_g = 11421 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$\lambda_g = \frac{v_g}{f} \qquad (3.2)$$

pour 4< f <50 GHz on choisit la calibration TRL

Thru : l=400 µm

ligne1 : l=2500 µm 4 GHz <f <20 GHz

ligne2 : l=1000 µm 16 GHz <f <50 GHz

si $\Delta d = 2300$ µm

$$\varphi = \frac{2 \times pi}{v_g} \times f \times \Delta d \qquad (3.3)$$

$$\varphi = \frac{2 \times pi}{c} \times f \times \sqrt{\varepsilon_{eff}} \times \Delta d \qquad (3.4)$$

Après résolution de 3.4 on a $\varphi(4) = 29^\circ > 20°$, $\varphi(20) = 145^\circ < 160°$

Pour $\Delta d = 800\,\mu\text{m}$ $\varphi(14) = 353^\circ > 20°$, $\varphi(50) = 126^\circ < 160°$

Pour le court-circuit on choisit une longueur nulle. Les longueurs respectent toutes les conditions. Le kit de calibration est dessiné à la figure 3.2

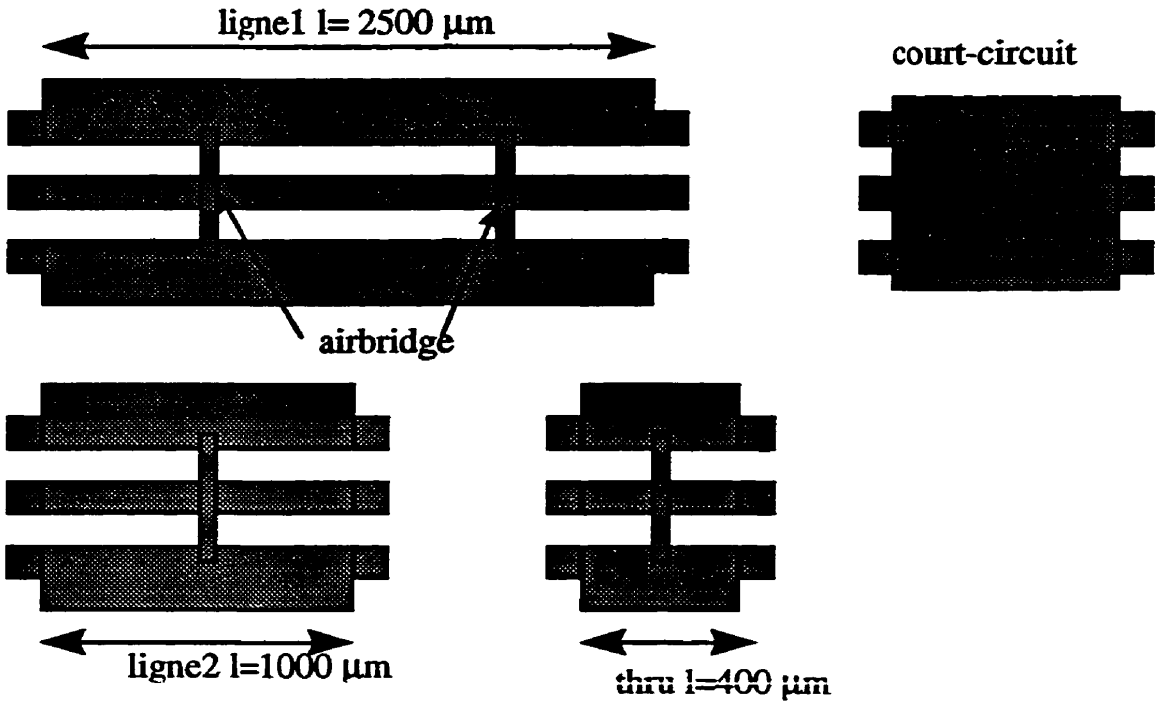


Figure 3.2: Kit de calibration

3.6 Mesures de résistances

Nous utilisons une résistance de 50 Ω pour vérifier le système de mesures. Nous mesurons le coefficient de réflexion de 8 à 32 GHz pour évaluer la variation de la valeur de la résistance avec la fréquence. Les résultats obtenus sont indiqués sur la fig 3.3.

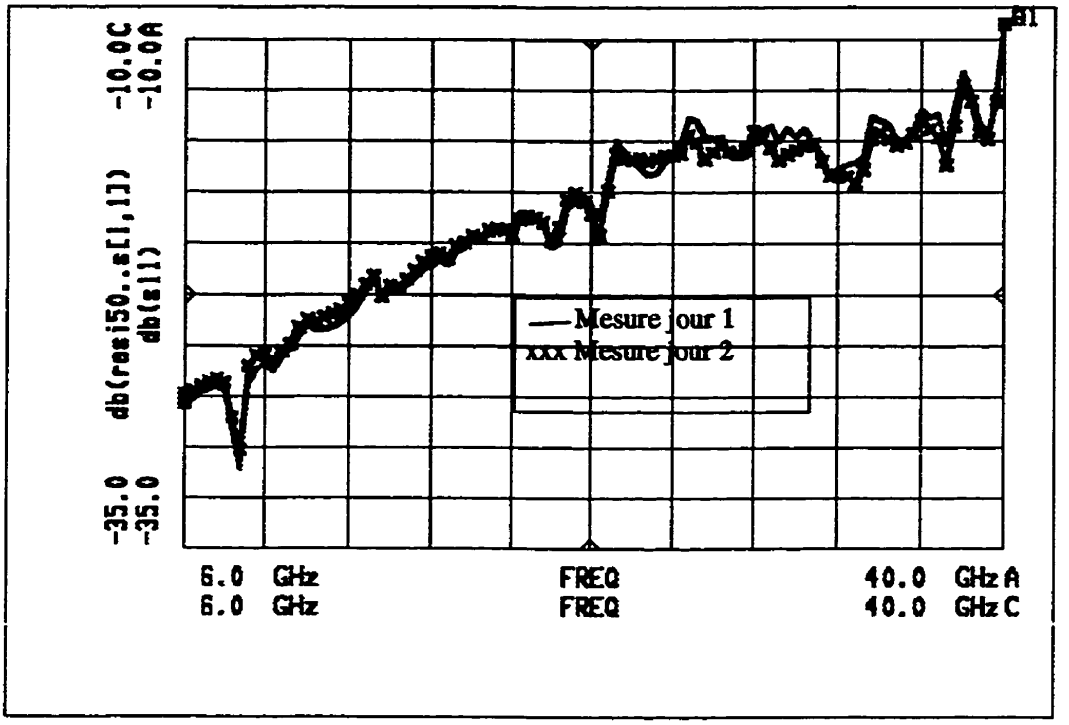


Figure 3.3: Mesure de coefficient de réflexion d'une charge de 50 Ω

Nous notons une dégradation de la valeur du coefficient de réflexion avec la fréquence. Nous voyons sur l'abaque de Smith (figure 3.4) que la charge est placée au centre tel que prévu.

Nous tirons de ces différentes mesures que la calibration utilisée est correcte et que les mesures sont correctes dans une gamme de fréquences inférieures à 40 GHz.

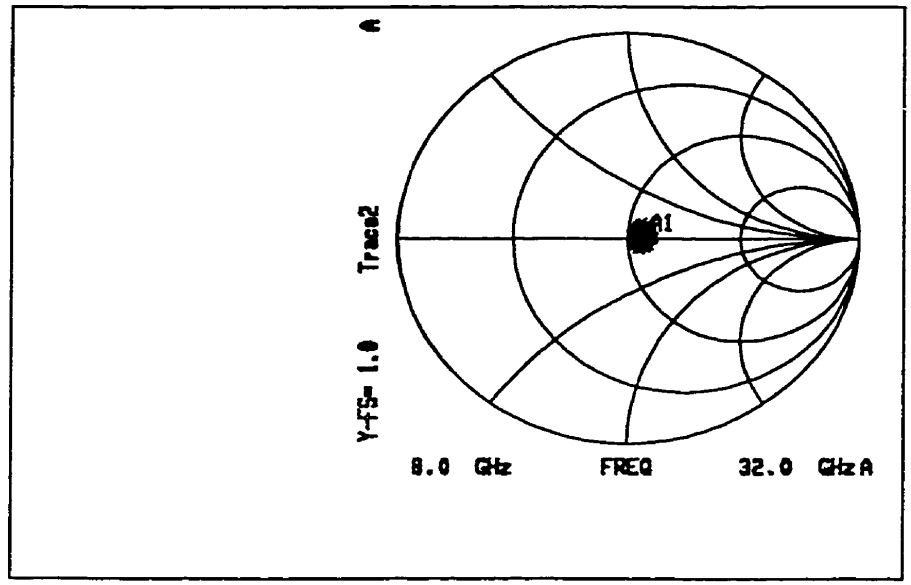


Figure 3.4: Coefficient de réflexion de la charge de 50 Ω sur l'abaque de Smith

3.6.1: Mesure d'un MEFSET à un doigt et de largeur de grille 40 um

Nous traitons un MEFSET à un seul doigt, avec une longueur de grille de 0.8 µm. La largeur de grille variable est fixée à 40 µm. Annexe A nous présente une photographie de la puce contenant un certain nombre de MEFSETs. Le simulateur commercial MDS utilise un modèle de Statz. Les figures 3.5 à 3.9 nous donnent les résultats de la simulation et des mesures des paramètres S du MESFET. L'amplitude de S21 simulée est constante et égale à 0.532. Les mesures donnent une amplitude de S21 qui varie autour de 0.532 pour les fréquences variant de 6 GHz à 20 GHz. Les résultats de mesure confirment donc ceux de la simulation. La faible valeur de S21 est due à la largeur de grille du transistor qui est très petite (40 um). Afin de savoir si ce transistor peut être utilisé comme amplificateur nous

avons tracé le gain maximum stable que nous pouvons obtenir (Figure 3.7). Avec la simulation , on peut obtenir un gain maximum stable entre 8 dB et 13 dB. Tandis qu'avec les mesures, il varie entre 3 dB et 7 dB. Cet décalage est causée par la différence entre les mesures et la simulation de l'amplitude de S12 (Figure 3.8).

L'amplitude de S11 est la même pour les simulations et les mesures. Il y a seulement une légère différence aux fréquences élevées. Nous pouvons dire en conclusion que le modèle de Statz utilisé par MDS donne des résultats qui sont en accord avec les mesures de paramètre S.

Nous avons aussi fait varier la tension grille-source (Vgs) de -0.2 V à - 0.6 V. La tension drain-source (Vds) varie de 0 V à 5 V. Les courbes expérimentales et théoriques sont sensiblement les mêmes (figure.3.9). Le modèle théorique installé sur MDS correspond bien avec les mesures.

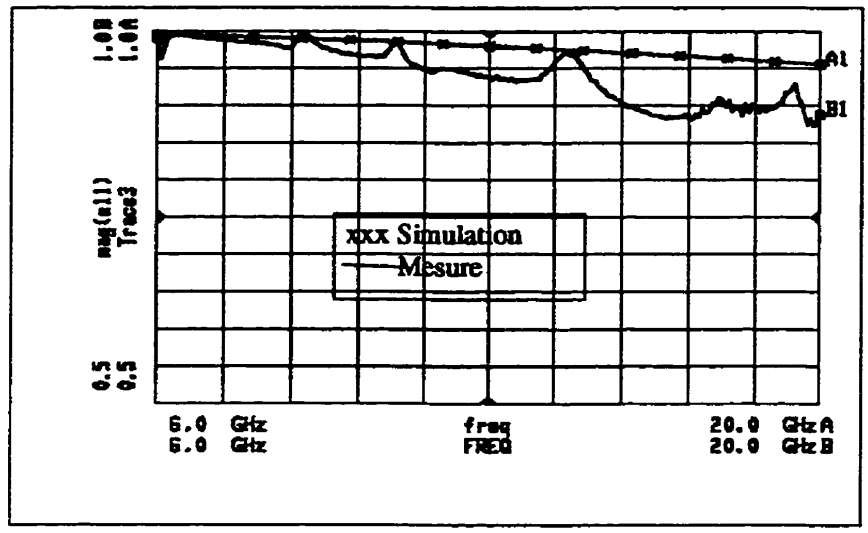


Figure 3.5: Simulation et mesure de l'amplitude de S11 du MESFET

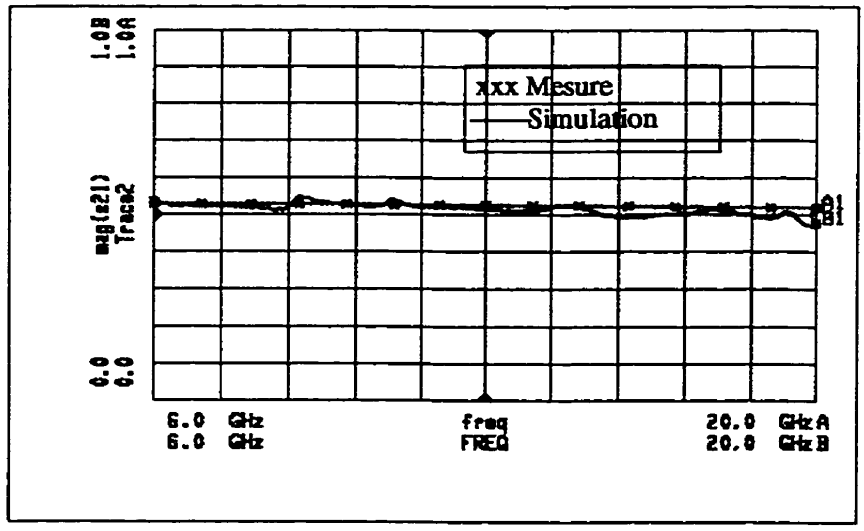


Figure 3.6: Simulation et mesure de l'amplitude de S21 du MESFET

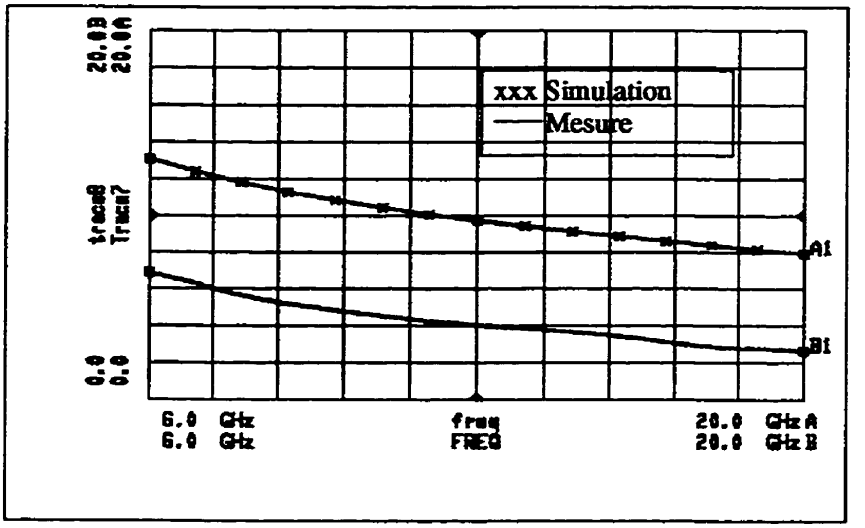


Figure 3.7: Simulation et mesure du gain maximum stable du MESFET

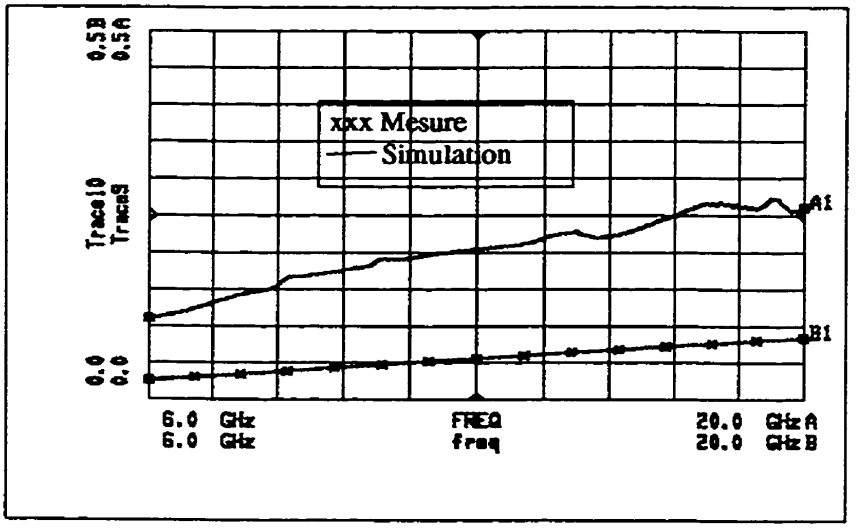
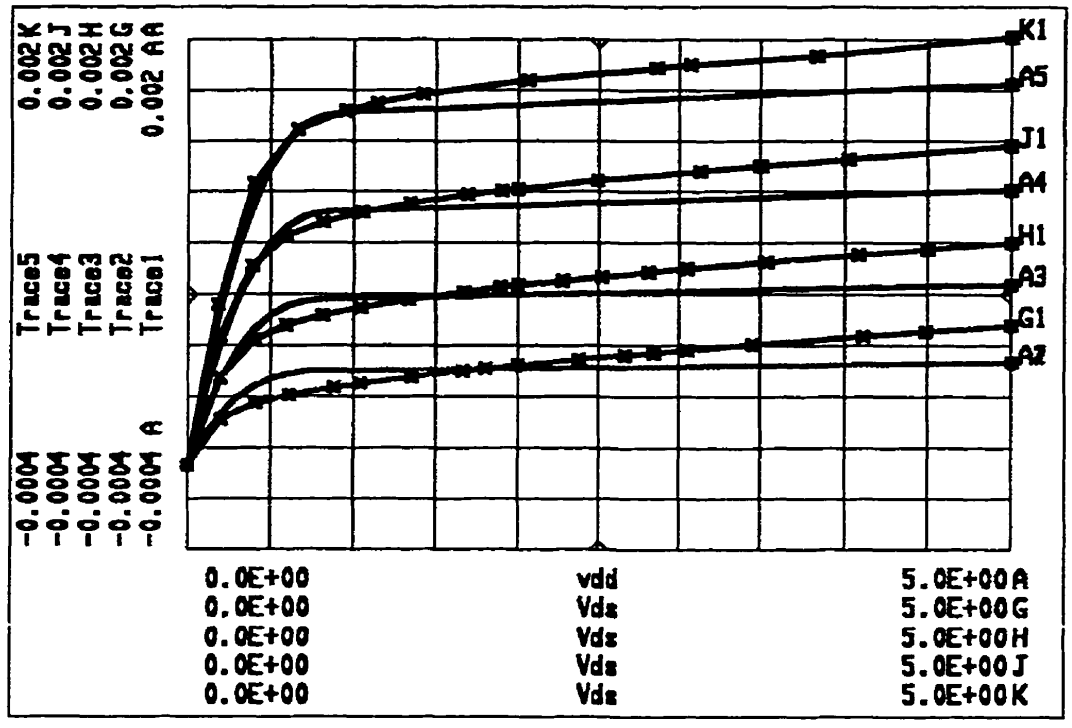


Figure 3.8: Simulation et mesure de l'amplitude de S12 du MESFET



Figures 3.9: Courbes DC expérimentales et de simulation du MESFET

3.6.2 Diode Schottky de largeur w=52 µm

Nous avons fixé le point de polarisation à 0.67 V. Nous avons simulé et mesuré les paramètres S de la diode . Le modèle employé présente un comportement semblable aux mesures. L'amplitude de S11 varie entre -6 dB et -4 dB pour la fréquence variant de 6 GHz à 40 GHz (fig.3.10).

Pour des polarisations de 0.4 V à 1V, nous avons mesuré le courant circulant dans la diode de largeur w=52 um. Les courbes obtenues par simulation et par mesure sont identiques. Le courant (Id) reste presque nul pour des tensions inférieures à 0.6 V. De 0.6 V à 1 V , il y a une variation linéaire de Id (fig.3.11). La simulation de la courbe I-V est relativement proche des mesures, ce qui nous permet de dire que les valeurs fournies par le modèle du CMC sont acceptables.

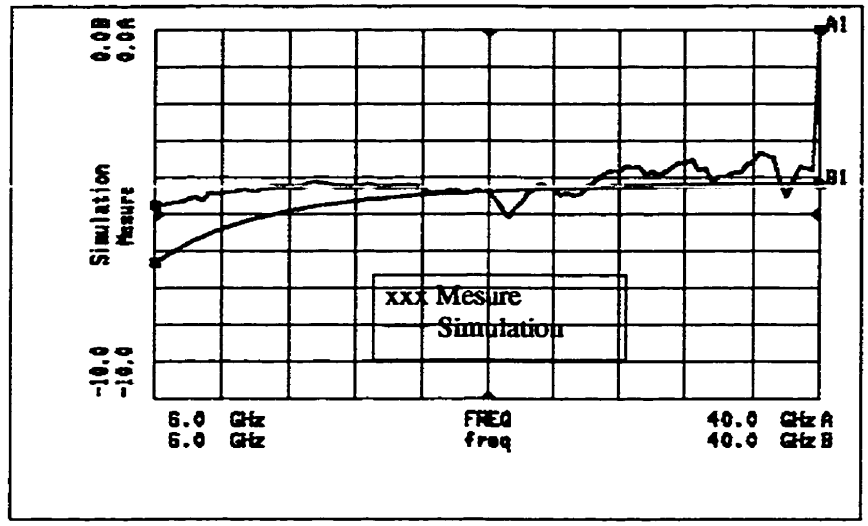


Figure 3.10: Simulation et mesure d'amplitude de S11 de la diode

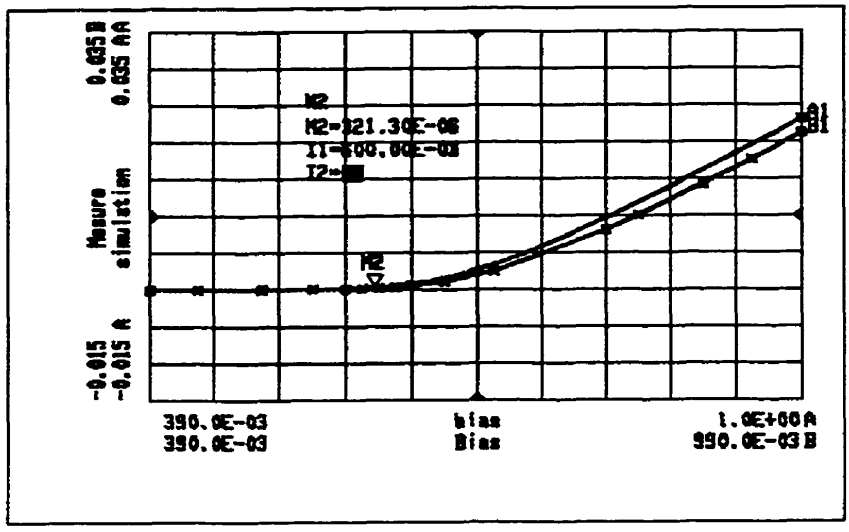


Figure 3.11: Simulation et mesure de la courbe I-V de la diode

3.7 : Conclusion

L'instrumentation est une des étapes les plus importantes pour un concepteur en MMIC. Elle permet de vérifier les circuits dessinés et fabriqués. La station sous pointe s'avère être la solution idéale surtout à des fréquences inférieures à 50 GHz. La qualité des mesures est reliée à la calibration choisie et au travail exécuté. Nous avons opté pour la calibration TRL qui est plus facile à implémenter. Nous avons finalement mesuré une résistance, une diode et un transistor de la fonderie du CMC. Les résultats et les mesures sont en accord.

CHAPITRE 4 : DESIGN ET CARACTÉRISATION DE CIRCUITS PASSIFS

4.1 Introduction

Cette section contient les résultats du design de certains circuits coupleurs indiqués ci-dessous ainsi que des lignes transmissions coplanaires et des résistances. Nous avons effectué la conception d'un coupleur hybride, d'un coupleur directionnel et d'un coupleur multisection fonctionnant sur plusieurs octaves.

4.2 Lignes microrubans

La ligne microruban est une des lignes utilisées avec la ligne CPW pour la conception de certains circuits en MMIC. Certains logiciels ont déjà des modèles pour certains composants et discontinuités en microrubans. La ligne microruban présente néanmoins certains inconvénients. Le couplage entre les lignes adjacentes détermine l'espacement minimale pour éliminer l'interférence. Ainsi le circuit devient plus grand et plus coûteux. Il faut aussi pour cette ligne des ``via holes`` pour faire les connections à la masse ce qui n'est pas disponible dans la fonderie du CMC.

4.3 Lignes coplanaires

La figure 4.1 présente la géométrie de la ligne coplanaire. Elle est constituée d'un ruban métallique encadré par deux plans de masse. Le conducteur et les masses sont posés sur un substrat diélectrique (dans notre cas de AsGa) ne comportant pas de plan de masse. La mise à la masse de composant actif s'effectue facilement à la surface sans besoin d'utiliser des ``vias``. Il n'y a donc pas apparition de parasites par les ``vias`` à des fréquences élevées. Les effets de couplages sont faibles car il existe un plan de masse entre les lignes adjacentes et la connexion d'éléments actifs comme les MEFSETs est facile car ils sont dans le même plan que la ligne CPW. Les mesures sont faites à l'aide d'une station sous pointe. Les lignes CPW n'ont pas besoin d'être minces et donc on évite la fragilité tout en obtenant des lignes d'impédances caractéristiques élevées. Cependant, il existe certains

inconvénients. L'excitation du mode parasite ``slotline`` par les discontinuités comme les coudes et les jonctions T est possible causant plus de radiation dans l'espace libre.

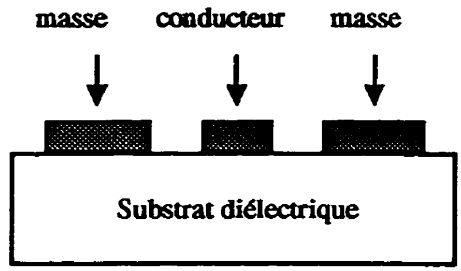


Figure 4.1: Vue de dessus et coupe transversale d'une ligne coplanaire

On doit utiliser la ligne coplanaire avec des ponts à airs pour éliminer les modes parasites. Cette approche nous permet de réaliser des coudes, des jonctions T et de réaliser les transitions des lignes CPW aux lignes à fentes.

4.3.1 Simulation et mesure de lignes de transmissions coplanaires avec et sans pont à air.

Nous avons simulé une ligne de transmission coplanaire sans ponts à air avec MOMENTUM. Ensuite, la simulation avec des ponts à air a été faite. Nous avons finalement mesuré ces deux lignes de transmissions. Les masques utilisés pour la fabrication sont en annexe. Sur la figure 4.2 et 4.3, nous donnons les résultats de la simulation et des mesures dans les cas avec et sans ponts à airs. On constate que les mesures de la ligne sans ponts à air ne montrent pas une résonance tandis que la

simulation contient des résonances. La ligne avec ponts à air présente une résonance à 19 GHz avec MOMENTUM. La mesure de cette même ligne présente une résonance à 21.98. On constate aussi un bon accord de la phase de S12 (Fig. 4.7) sur une large gamme de fréquence (6 GHz à 40 GHz) quand on utilise les ponts à airs avec des lignes CPW. Ces ponts jouent donc un rôle important et il faut donc les utiliser dans le design de nos coupleurs.

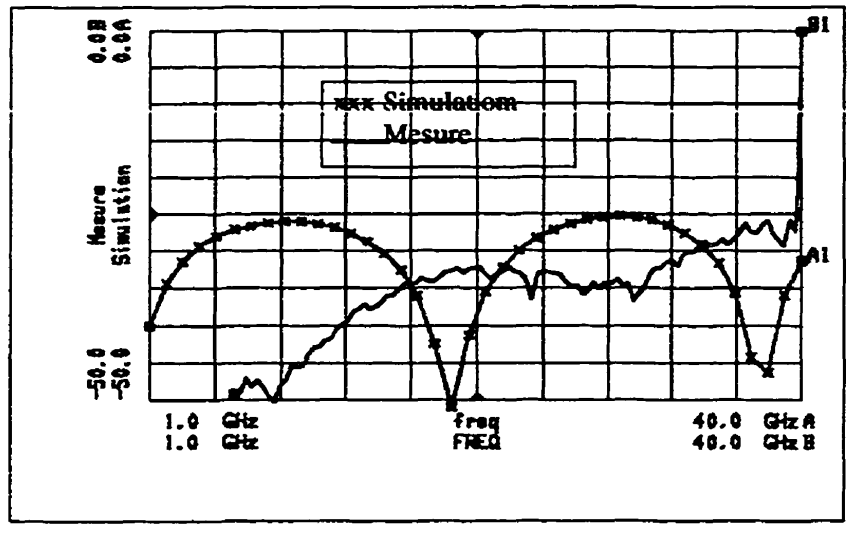


Figure 4.2: Simulation et mesure de l'amplitude de S11 de la ligne CPW sans pont à air

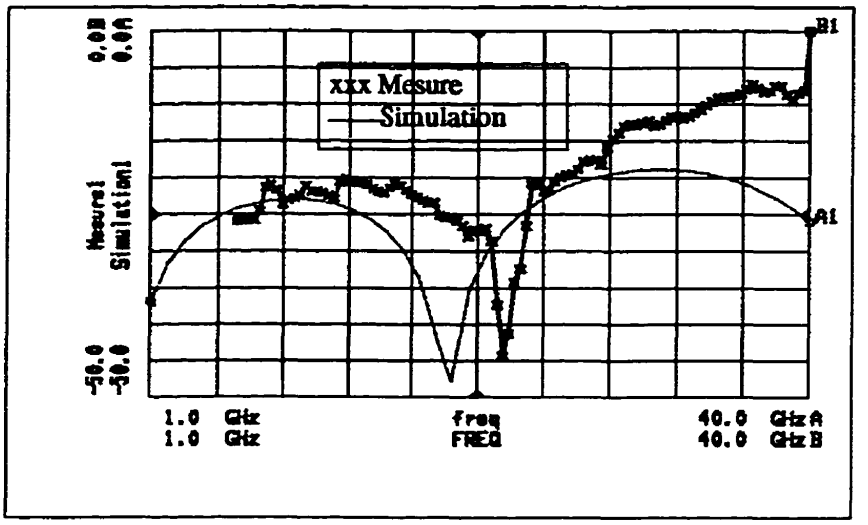


Figure 4.3: Simulation et mesure de l'amplitude de S11 de la ligne CPW avec pont à air

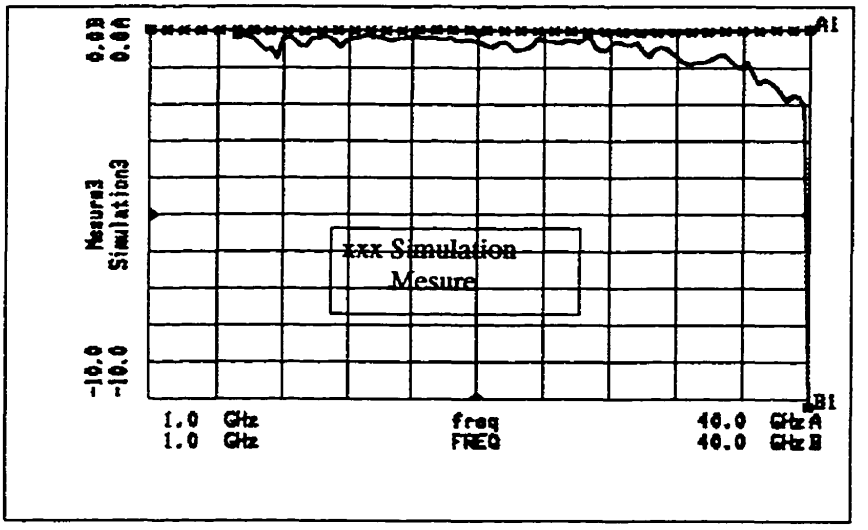


Figure 4.4: Simulation et mesure de l'amplitude de S12 de la ligne CPW sans pont à air

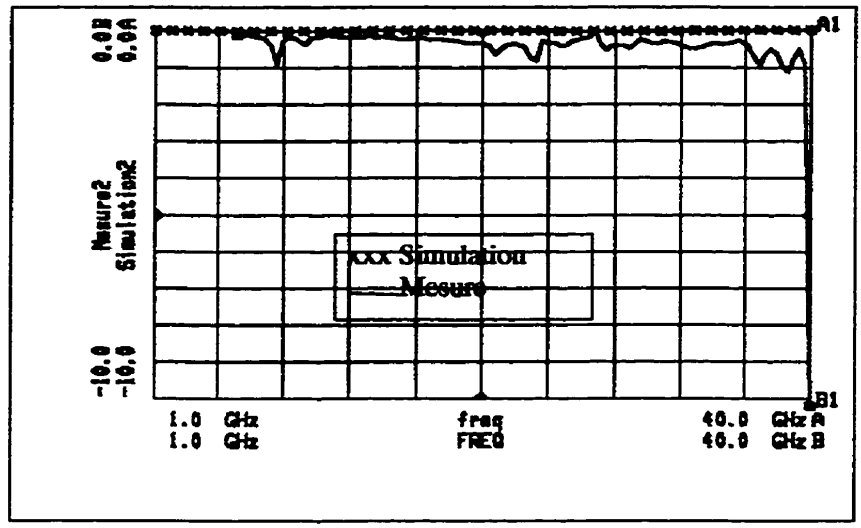


Figure 4.5: Simulation et mesure de l'amplitude de S12 de la ligne CPW avec pont à air

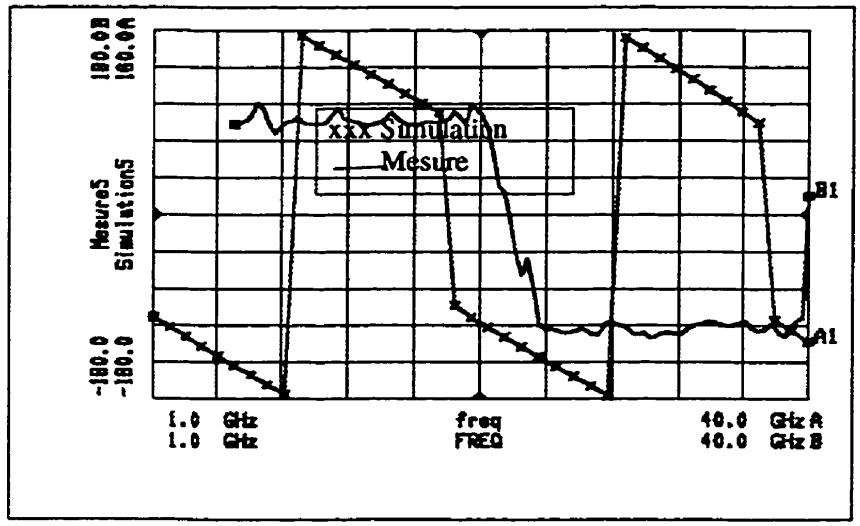


Figure 4.6: Simulation et mesure de la phase de S12 de la ligne CPW sans pont à air

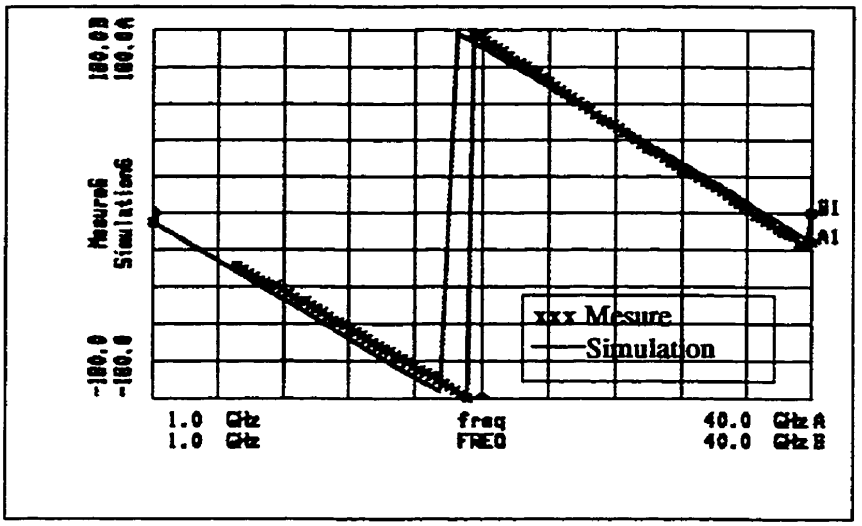


Figure 4.7: Simulation et mesure de la phase de S12 de la ligne CPW avec pont à air

4.4 Généralités sur les coupleurs directionnels et les jonctions hybrides

Les coupleurs directionnels, les jonctions hybrides sont des circuits passifs. Ils sont utilisés pour diviser ou combiner les signaux comme illustrer sur les figures 4.8 et 4.9

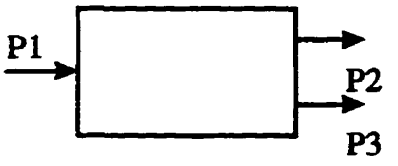


Figure 4.8: Division de puissance

Figure 4.9: Addition de puissance

La directivité des coupleurs permet de séparer les signaux incidents et réfléchis se propageant sur une ligne ayant une impédance caractéristique égale à l'impédance interne du générateur.

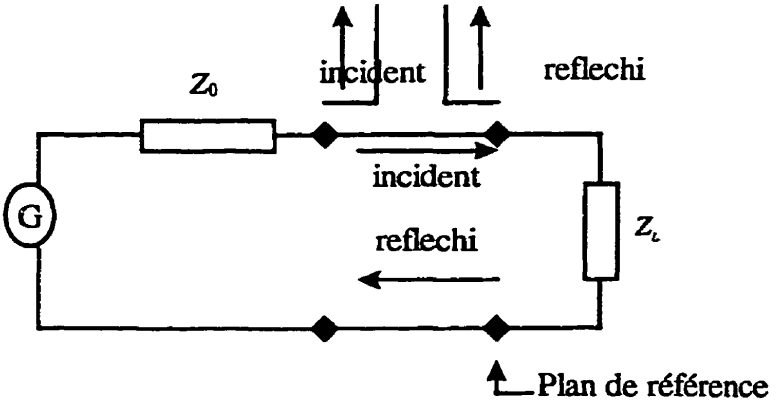


Figure 4.10: Ligne de propagation et coupleur prélevant une partie de l'onde incidente et réfléchie

4.5 Coupleur hybride

La figure 4.11 illustre un tel coupleur. Les quantités suivantes permettent de le caractériser :

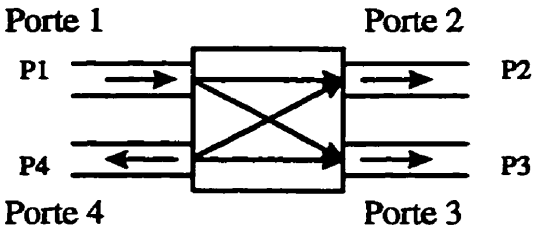


Figure 4.11: Schéma de principe du coupleur

- Facteur de couplage : $C = 10 \times \log_{10}(\frac{P_2}{P_1})$ (dB) (4.1)

- Facteur de directivité : $D = 10 \times \log_{10}(\frac{P_2}{P_4})$ (dB) (4.2)

- Facteur d'isolation : $I = 10 \times \log_{10}(\frac{P_1}{P_4})$ (dB) (4.3)

- Pertes d'insertion : $IL = 10 \times \log_{10}(\frac{P_3}{P_1})$ (dB) (4.4)

Où P_1,P_2,P_3 et P_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux portes 1,2,3,et 4

Le couplage mesure la fraction de puissance sur la voie couplée et les pertes d'insertion celle sur la voie directe. Si le dispositif est sans perte et de directivité infinie on a :P2+P3=P1. La directivité mesure le rapport de puissance disponible sur les voies

couplées et découplées. Elle est infinie pour un coupleur idéal. L'isolation est une mesure du découplage entre l'entrée du signal et la voie isolée.

Il existe deux types de coupleurs hybrides. Ce sont les coupleurs hybrides 180° qui ont la porte couplée et la porte de transmission en opposition de phase et les coupleurs hybrides 90° qui ont un déphasage de 90° entre la porte couplée et la porte de transmission.

La matrice S du coupleur hybride en quadrature est :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -j \\ -j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (4.5)$$

Il divise la puissance par deux donc l'amplitude d'onde par $\sqrt{2}$ entre les portes 2 et 4 et a un déphasage de 90° entre les portes 2 et 3. Il existe différentes configurations de coupleurs. Le coupleur hybride est souvent utilisé malgré sa bande passante limitée (de l'ordre de 10 %).

Il existe dans la littérature, plusieurs approches pour effectuer le design des coupleurs hybrides [3], [7] et [23]. Nous avons choisi premièrement la configuration classique (Figure 4.12). Le coupleur est constitué de deux lignes de transmissions avec des longueurs égales à un quart de longueur d'ondes branchées par deux autres lignes quarts de longueur d'ondes. Les lignes séries ont une impédance caractéristique de $Z_s = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ et les lignes parallèles une impédance caractéristique de Z_0. Avec le substrat diélectrique utilisé nous avons essayé d'obtenir des lignes coplanaires de 50 Ω et de 35.5 Ω.

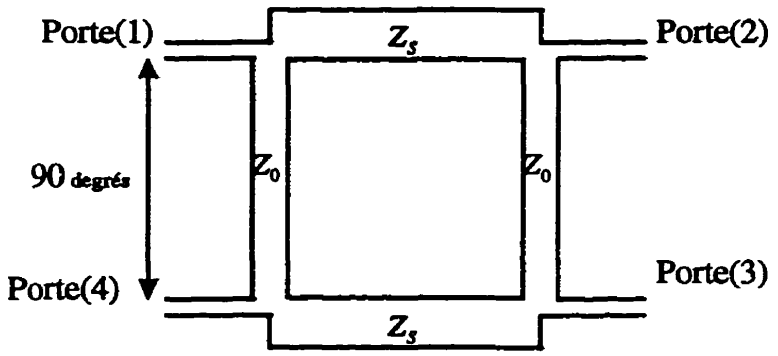


Figure 4.12: coupleur hybride

4.5.1 Problème de discontinuités

L'utilisation des lignes coplanaires en MMICs offrent beaucoup d'avantages par le fait que l'on peut éviter les vias. Toutefois le nombre de variétés de discontinuités est limité. La modélisation de discontinuités en lignes coplanaires est devenue très importante pour le concepteur de MMIC. Il existe différentes approches pour la modélisation de discontinuités. On a deux approches fondamentales qui sont l'approche dynamique [1], [11] et l'approche quasi-statique [37]

L'approche dynamique utilise les équations de Maxwell. C'est une approche analytique qui utilise un espace mémoire important.

Dans l'approche Quasi-statique, les amplitudes des champs peuvent être négligées en dessous d'une certaine fréquence. Dans ce cas, le mode dominant hybride est remplacé par un mode TEM et fait l'objet d'une étude électrostatique.

Les deux méthodes rivalisent au plan de la précision. L'approche quasi-statique demande un temps de calcul très court par rapport à l'approche dynamique.

Nous allons utiliser MOMENTUM qui fait une approche dynamique. Elle est basée sur la méthode des moments pour résoudre des configurations uniquement planaires

4.5.2 Simulation des caractéristiques électriques du coupleur hybride

Après avoir calculé les paramètres des lignes CPW à utiliser, nous avons simulé électriquement ce coupleur avec MDS. Nous avons obtenus les résultats (voir figure 4.13 à 4.17) suivants après une courte optimisation. Les valeurs des pertes d'insertion et de la transmission sont de -3.64 dB et de -3.59 dB à la fréquence de 28 GHz. Il y a une légère différence entre ces deux valeurs. La différence de phase entre la porte couplée et la porte de transmission varie de 89° à 91° dans la bande de fréquence considérée. L'isolation est de l'ordre de –26 dB . Les coefficients de réflexion aux portes varient entre -22 dB et -36dB.

4.5.3 Simulation avec MOMENTUM.

Il n'est pas possible de faire des optimisations prolongées automatisées avec MOMENTUM. Il faut faire différents essais avec les longueurs des branches et utiliser notre jugement à la fin de chaque résultat. Le critère de jugement est la valeur de l'adaptation aux différentes portes, les pertes d'insertion, l'isolation et la transmission. Différentes simulations ont été faites et nous avons obtenu les résultats suivants. Il y a un debalancement entre les valeurs des pertes d'insertion et la transmission. Les meilleurs résultats obtenus sont des valeurs de pertes d'insertions de -3.32 dB et une transmission de -3.82 dB à 28 GHz. L'isolation varie entre -14 dB et -15 dB entre 27 GHz et 29 GHz.

Et l'adaptation aux portes varie de -17 dB à -18 dB . Le déphasage est aux alentours de 85° et 89°(voir figure 4.13 à 4.17). Ces résultats sont différents de ceux de MDS qui ne tient pas compte des différentes discontinuités.

4.5.4 : Comparaison entre les mesures et les différentes simulations.

Le coupleur présente des résultats acceptables de 27 GHz à 29 GHz. Les pertes d'insertion et la transmission sont autour de -4.4 dB . L'isolation, l'adaptation aux portes et le déphasage varient de -11.7 dB à 10.5 dB, de -13.7 dB à -13.1dB, et de 67° à 78° respectivement. La différence entre les résultats théoriques (voir tableau 4.1) pourraient s'expliquer par les pertes excessives de fabrications aux grandes fréquences et aux variations de la résistance avec la fréquence.

Tableau 4.1: Comparaison des résultats de mesures et de simulation à la fréquence nominale de 28 GHz

	Adaptation aux portes (dB)	Isolation (dB)	Pertes d'insertions (dB)	Transmission (dB)	Déphasage (°)
MDS	-34.38	-25.84	-3.64	-3.59	90
MOMMENTUM	-18.32	-14.42	-3.32	-3.82	87
Mesure	-14.34	-10.73	-4.1	-4.41	70

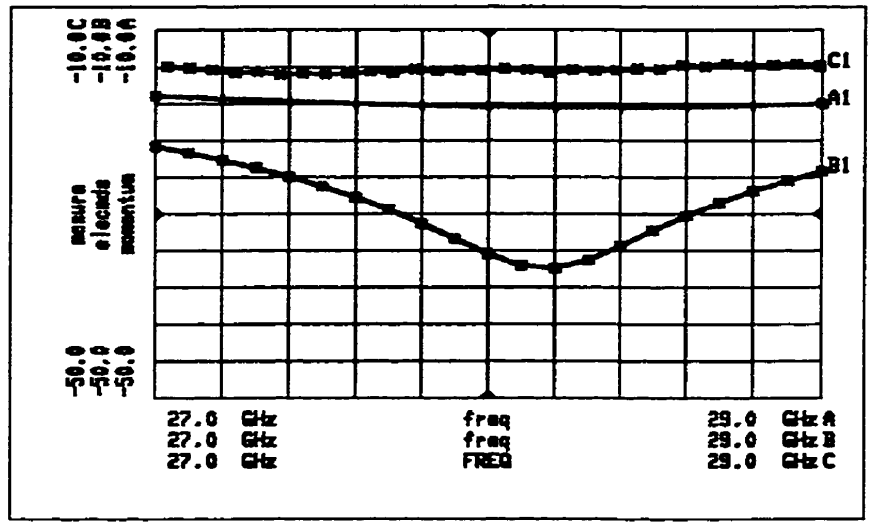


Figure 4.13: Résultats des simulations et des mesures de l'adaptation du coupleur hybride

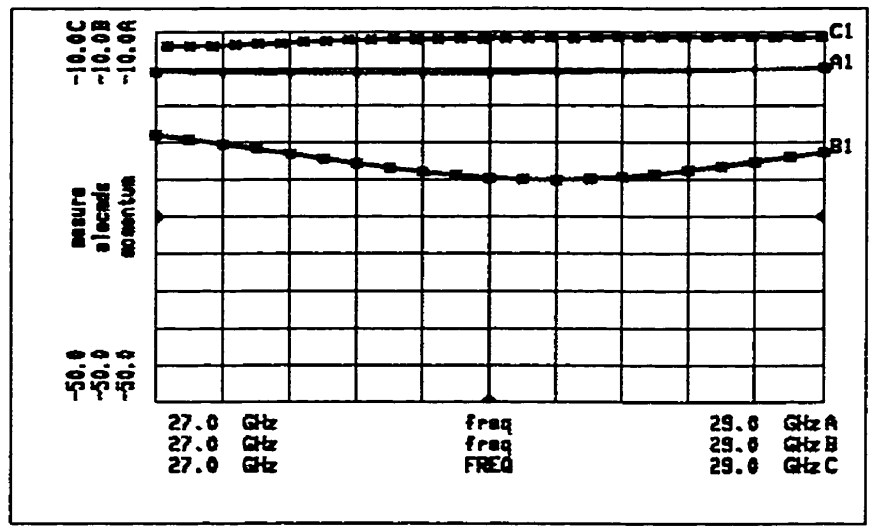


Figure 4.14: Résultats des simulations et des mesures de l'isolation du coupleur hybride

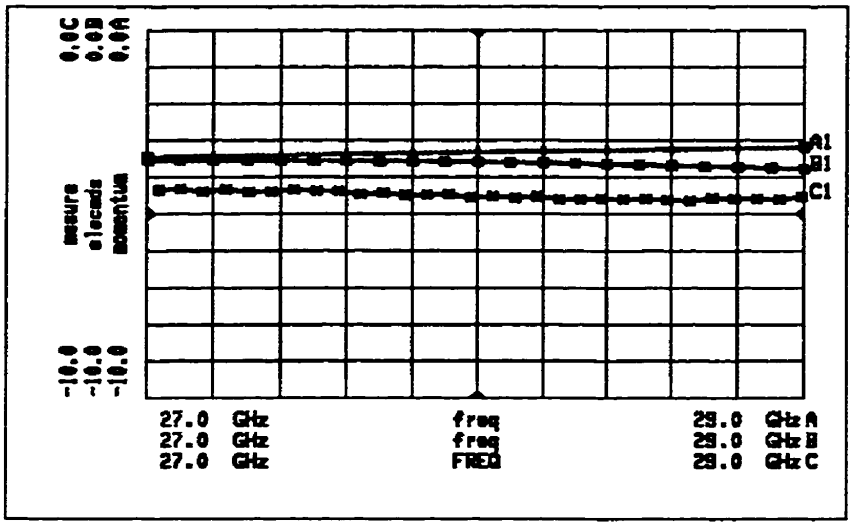


Figure 4.15: Résultats des simulations et des mesures de la transmission du coupleur hybride

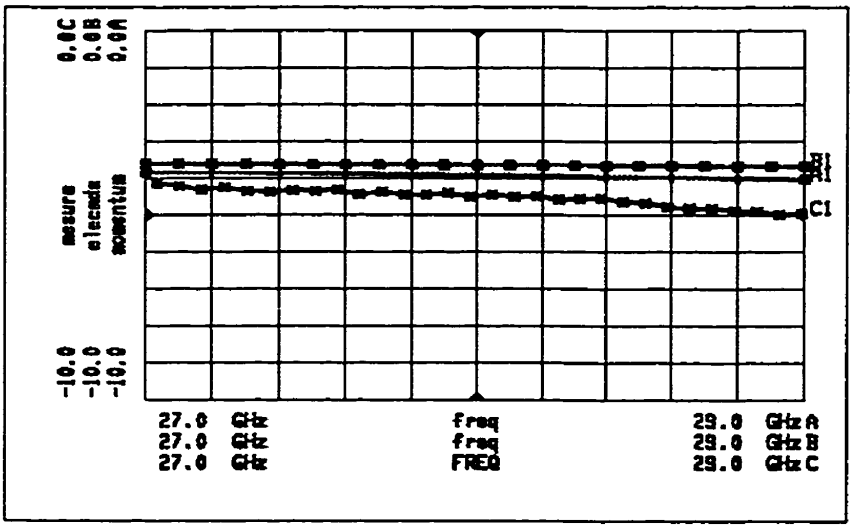


Figure 4.16: Résultats des simulations et des mesures des pertes d'insertion du coupleur hybride

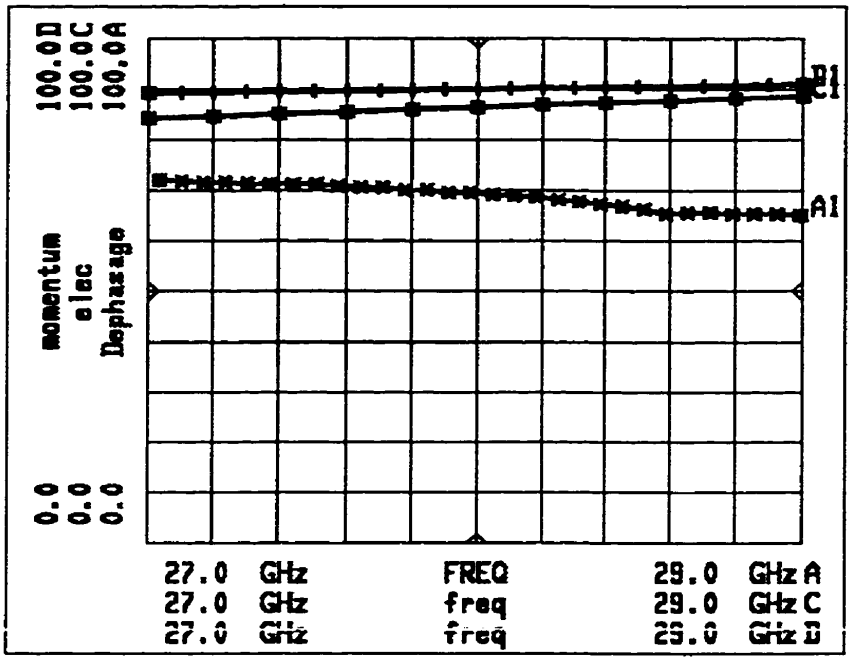


Figure 4.17: Résultats des simulations et des mesures du déphasage entre les portes 2 et 3 du coupleur hybride

4.6 Coupleurs directionnels à lignes CPW couplées

Les lignes CPW étant proches, il y a donc une interaction entre les composants des champs se propageant dans les lignes. On suppose que le mode de propagation est Quasi TEM . La valeur du couplage va dépendre essentiellement de l'espace entre les lignes et de la longueur. Nous allons utiliser la technique d'analyse par les modes paires et impaires [21].

En employant le logiciel LINECALC, on obtient pour le coupleur 10 dB les caractéristiques suivantes :

Impédance des lignes $Z_0 = 50ohm$

Facteur de couplage $C_{dB} = -10dB$

Impédance du mode pair $Z_{oe} = 69.36Ohm$

Impédance du mode impair $Z_{oo} = 36.04Ohm$

$\varepsilon = 90^o$

Les résultats des simulations et de mesure sont sur les figures 4.18, 4.19 et 4.20. On observe un écart entre le S11 simulé et celui mesuré. Ces variations pourraient s'expliquer par la présence de la résistance qui varie en fonction de la fréquence et des tolérances de fabrications. Les mesures de l'isolation sont très proches des simulations. Le couplage obtenu est de 10.5dB $\pm$0.5 dB entre 16 et 32 GHz et l'isolation est en dessous de 20 dB de 16 à 32 GHz.

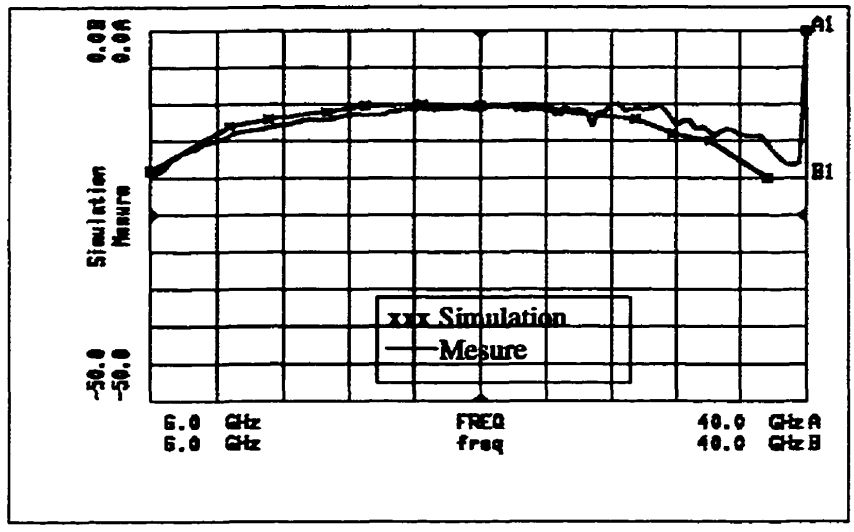


Figure 4.18: Simulation et mesure du couplage du coupleur 10 dB

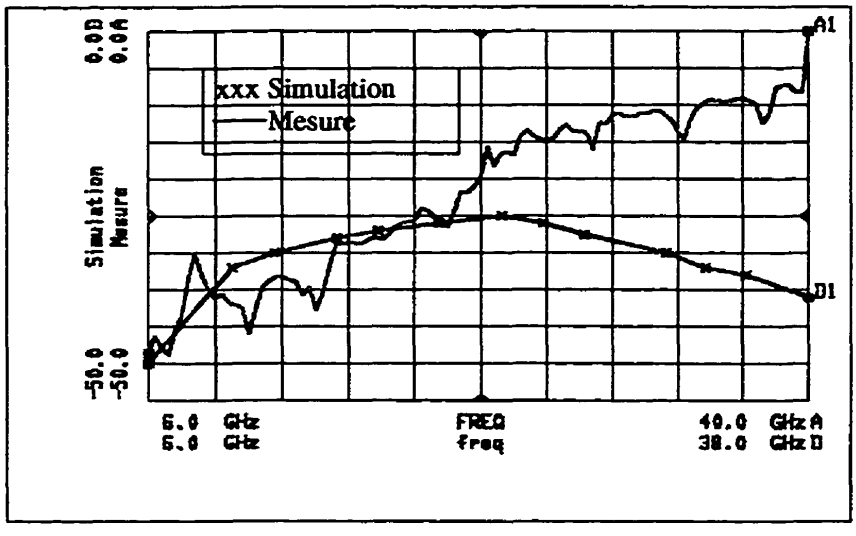


Figure 4.19: Simulation et mesure de l'adaptation à la porte 1 du coupleur 10 dB

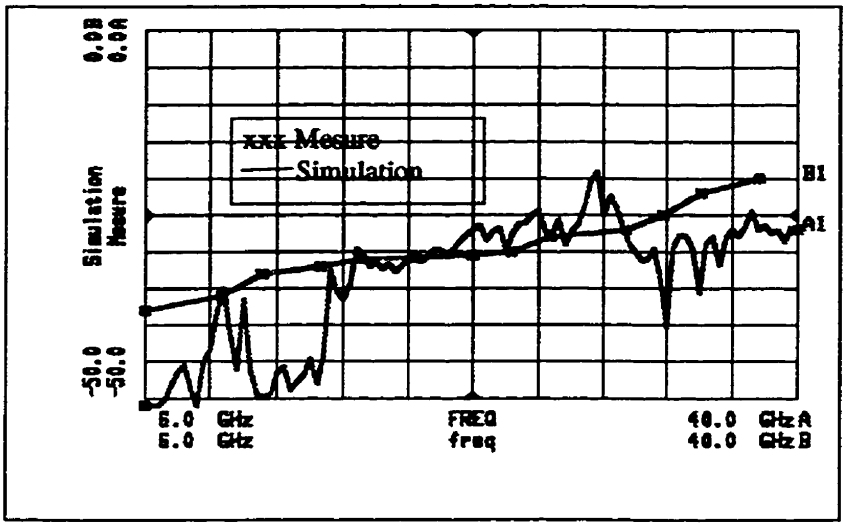


Figure 4.20: Simulation et mesure de l'isolation du coupleur 10 dB

4.7 Coupleur ``multioctave``

Le coupleur ``multioctave`` constitué de très courtes lignes étroitement couplées telles que démontrées à la figure 4.21 a déjà été proposée par [36].

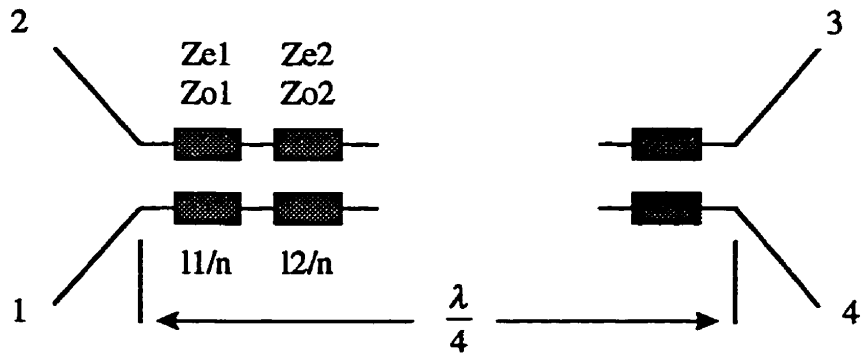


figure 4.21: Schéma d'un coupleur multioctave

Les impédances paires, impédances impaires, les longueurs des lignes couplées sont respectivement Ze1,Ze2,Zo1,Zo2,l1/n et l2/n. n est le nombre de sous-sections.

Ce coupleur a été simulé en utilisant HFSS et MDS. Les résultats simulés et mesurés se trouvent à la figure 4.22 à la figure 4.26. La simulation est validée par les mesures sur plusieurs octaves (5GHz à 20 GHz). L'adaptation varie de -12 à -20 dB pour la théorie et les mesures. L'isolation est acceptable dans les deux cas. Elle varie de -12 dB à -20 dB. Elle chute aux fréquences élevées. Le déphasage est aux alentours de 90 ± 6^{o}. La transmission est presque identique pour les mesures que pour la théorie. Elle est mauvaise aux basses fréquences. Elle tourne autour de -3 dB de 10 GHz à 20 GHz. Le couplage varie entre -10 dB et -3dB. Il reste presque constant à 3.6 dB entre 12 GHz et 20 GHz. Le couplage et la transmission chutent à partir de 20 GHz. Les tolérances lors de la fabrication seraient responsables de la chute de la sortie des ports de transmission et de couplage aux grandes fréquences. Le masque du circuit est en annexe A-4

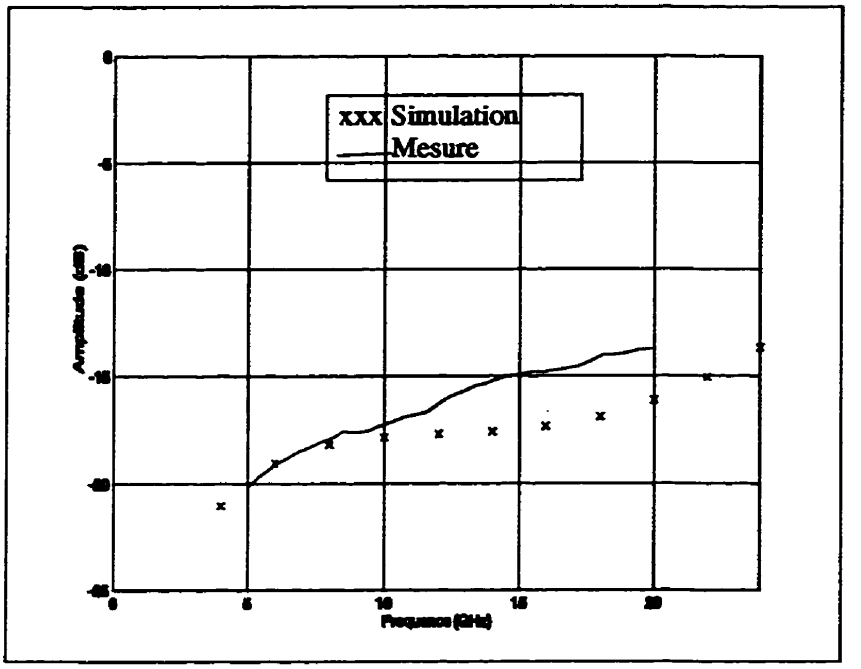


Figure 4.22: Adaptation du coupleur multioctaves.

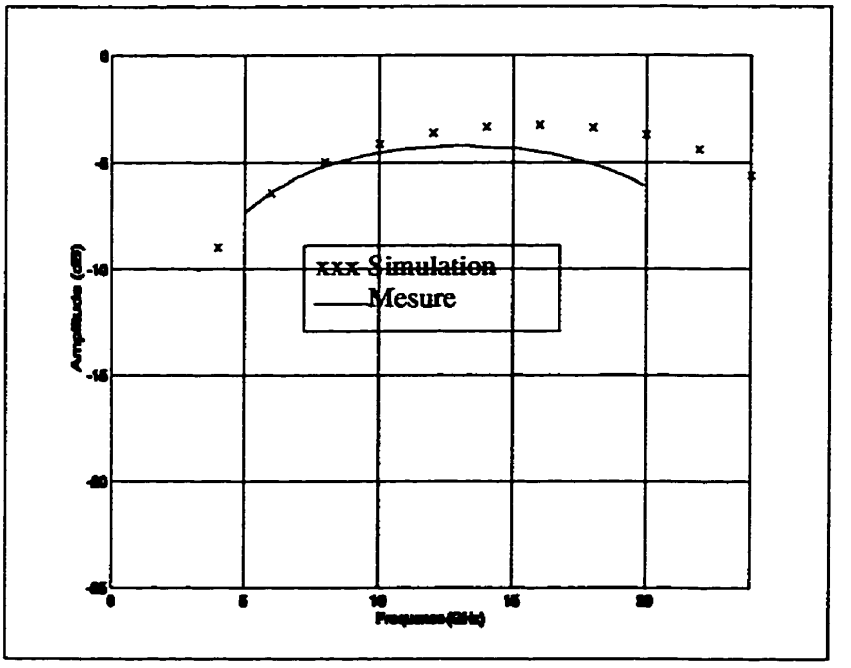


Figure 4.23: Couplage du coupleur multioctaves

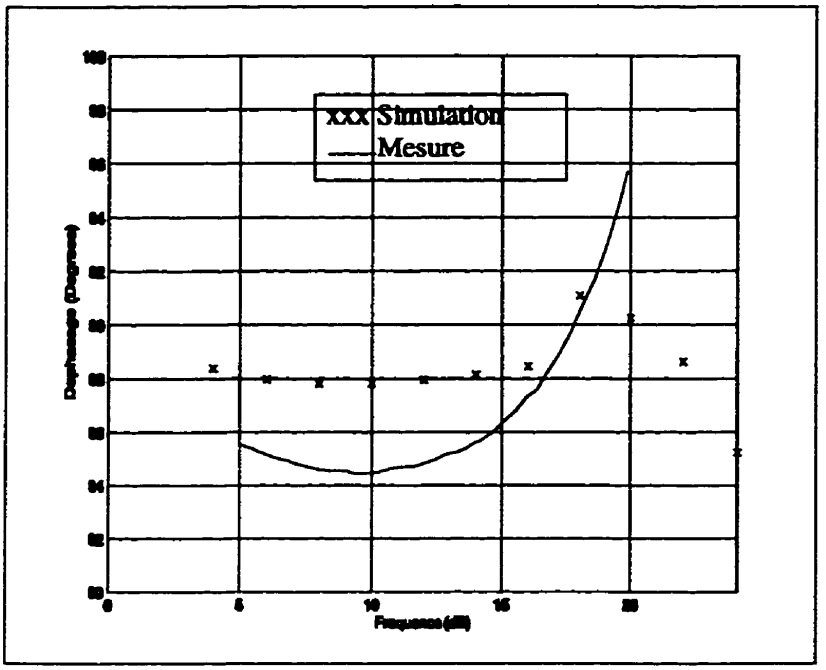


Figure 4.24: Déphasage du coupleur multioctaves

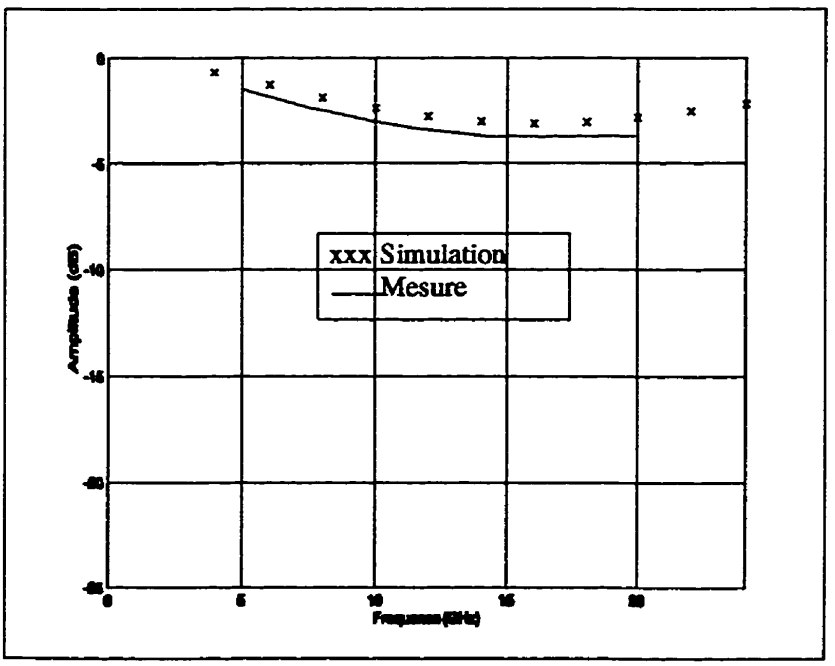


Figure 4.25: Transmission du coupleur multioctaves

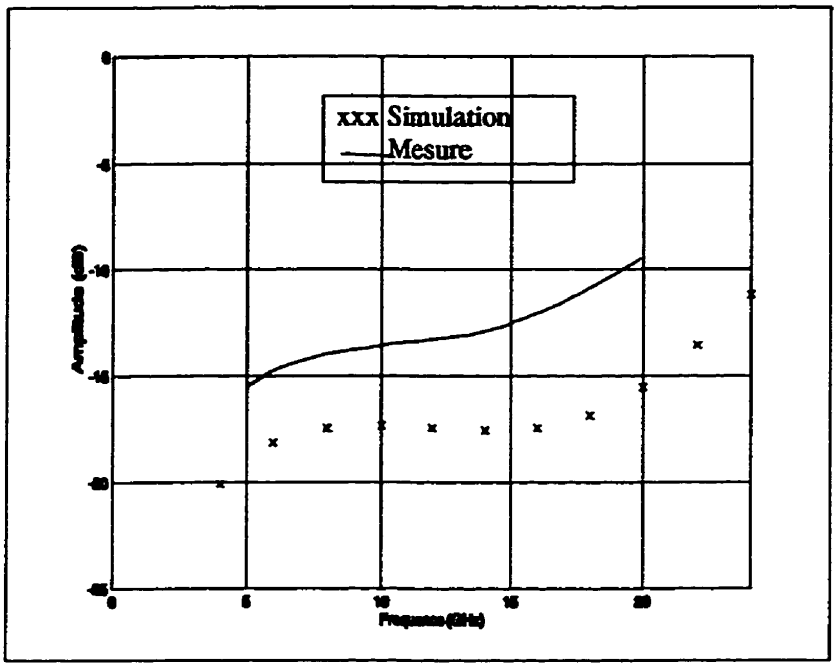


Figure 4.26: Isolation du coupleur multioctaves

4.8 Conclusion:

Ce chapitre nous a permis de faire le design en lignes CPW et les mesures de circuits passifs en MMIC. Nous avons montré l'importance des ponts à air dans les lignes CPW. Finalement nous avons validé trois types de coupleurs. Parmi ces coupleurs, le coupleur à multiples sections est fonctionnel sur plusieurs octaves.

CHAPITRE 5 : VALIDATION DES RÈGLES DU PROCÉDÉ DE NORTEL DANS LE DESIGN D'UN AMPLIFICATEUR

5.1 Introduction

Les amplificateurs jouent un rôle important dans les systèmes de communications (satellites, câbles, téléphones, fibre optique), dans les radars ou en instrumentation. Dans ce chapitre, nous allons faire une première évaluation du procédé AsGa 0.8 µm de Nortel dans la conception d'un amplificateur à un seul étage pour une fréquence d'opération de 13 GHz. Le but de ce design était de se familiariser avec la technologie MMIC du CMC. Cette fréquence a été choisie avec la collaboration de Ali Rahal qui réalisait un tripleur de 13 GHz à 39 GHz.

5.2 Généralités sur la conception des amplificateurs

La figure 5.1 montre les éléments importants d'un amplificateur soit le MEFSET, et les deux circuits d'adaptation

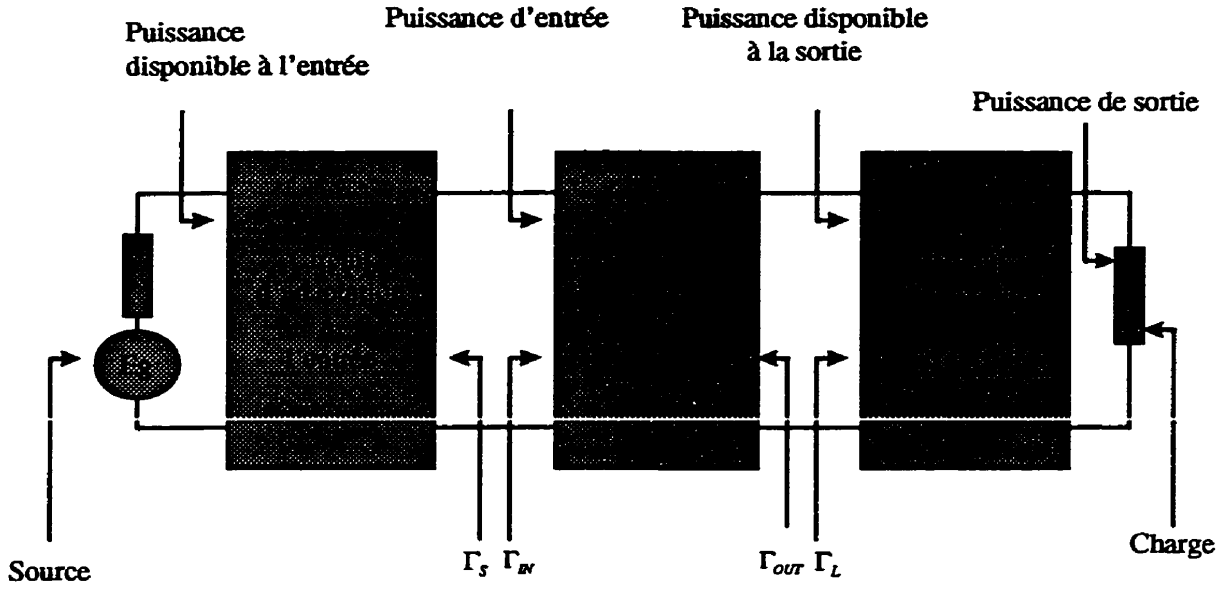


Figure 5.1: Schéma en bloc d'un amplificateur

Le coefficient de réflexion à l'entrée du transistor lorsqu'il est chargé en sortie par une impédance Z_L vaut :

$$\Gamma_{IN} = s_{11} + \frac{s_{21} \times s_{12} \times \Gamma_L}{1 - s_{22} \times \Gamma_L} \qquad (5.1)$$

De même pour le coefficient à la sortie.

$$\Gamma_{OUT} = s_{22} + \frac{s_{21} \times s_{12} \times \Gamma_S}{1 - s_{11} \times \Gamma_S} \qquad (5.2)$$

La théorie sur les amplificateurs est déjà connue dans la littérature [9]

5.3 Choix des paramètres du transistor

Afin de faire la conception de l'amplificateur en utilisant le procédé de Nortel, différents paramètres du transistor doivent être fixés. Ce sont la largeur de grille , le nombre de doigts et la polarisation.

5.3.1 Largeur de grille et nombre de doigts

Les transistors dans ce cas possèdent une longueur de grille de 0.8 um. Il est donc nécessaire de varier la largeur de grille du MEFSET pour satisfaire à différentes applications de l'amplificateur. Pour obtenir une puissance RF élevée, la largeur de grille doit être élevée. Mais la largeur de grille d'un doigt ne doit pas être trop élevée sinon, le signal RF est atténué au niveau de la grille. Ceci est dû à la capacité et à la résistance de grille. Pour ce travail, nous avons choisi après simulation en utilisant le modèle de Statz une largeur de grille de 600 µm et six doigts. Soit chaque doigt à une largeur de 100 µm.

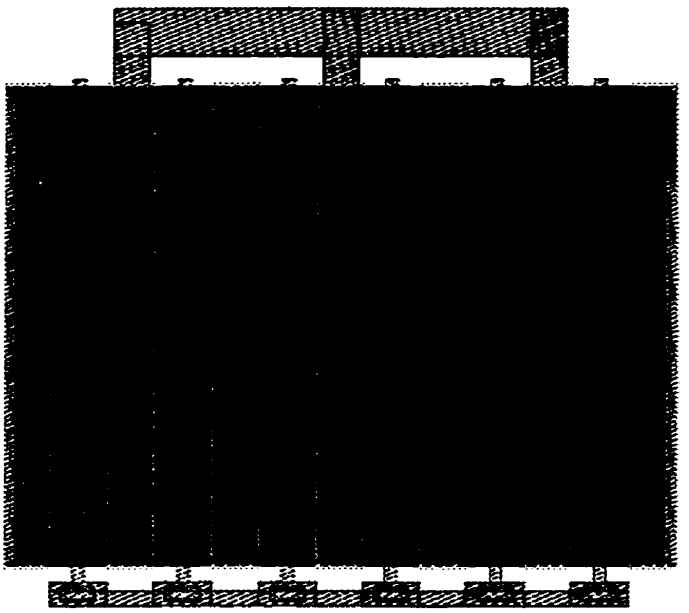


Figure 5.2: Schéma du MEFSET à six doigt avec une largeur de grille de 600 µm et une longueur de grille de 0.8 µm

5.3.2 Choix du point de polarisation

Nous allons polariser le transistor en classe A car c'est la condition d'opération d'un amplificateur linéaire. La combinaison de la tension de polarisation et du signal d'entrée doivent être toujours dans la région linéaire du transistor. Tous les amplificateurs linéaires et les amplificateurs à faible bruit opèrent dans cette classe. Des simulations ont été faites avec MDS en utilisant le modèle de Statz. Avec les courbes DC du transistor, le point d'opération choisi pour satisfaire une opération en classe A est :

Vdso= 3 V et Vgso= -0.5 V (figure 5.4)

Nous avons analysé l'effet de la tension entre le drain et la source pour différentes valeurs de puissance d'entrée. Les résultats sont données à la figure 5.3. On constate que la puissance à la sortie croit avec l'augmentation de la tension entre le drain et la source. On remarque ainsi qu'il n'y a pas une grande variation de puissance de sortie pour les valeurs de Vds comprise entre 1.25 V et 5 V pour une tension grille source fixée à Vgs= -0.5 V.

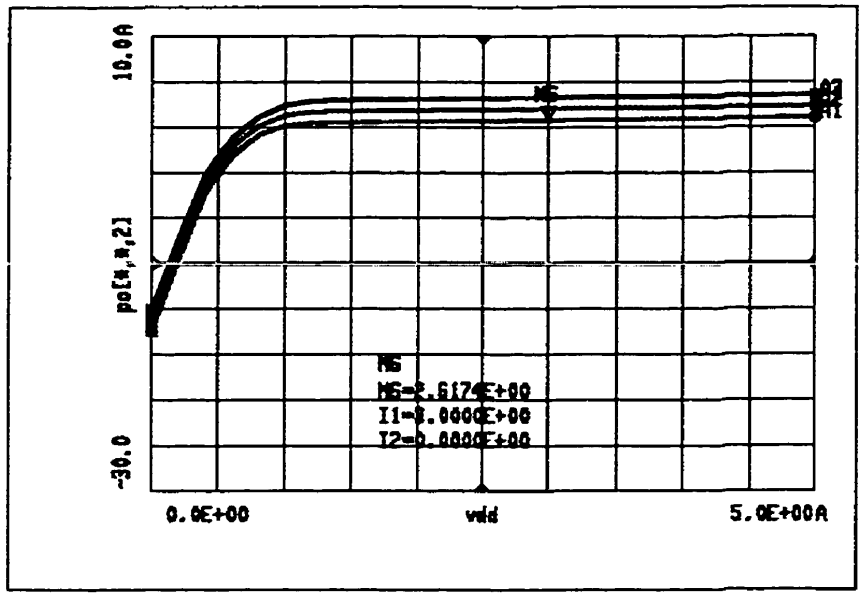


Figure 5.3: Variation de la puissance de sortie du MEFSET en fonction de Vds pour une puissance d'entrée donnée (0 dBm)

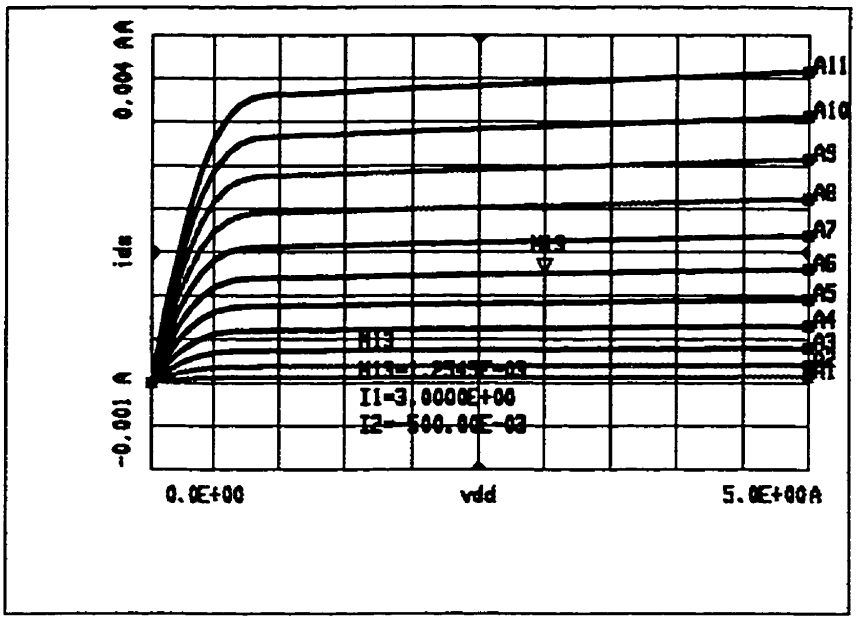


Figure 5.4: Caractéristiques I/V du MEFSET et choix du point de polarisation

5.4 Unilatéralité

Pour différentes valeurs de largeurs de grille et nombre de doigts permis par la fonderie , nous avons vérifié si le transistor était unilatéral. Les résultats de la figure 5.5 et 5.6 ont été obtenus. On constate que S12 varie de -33 dB à -15 dB pour des largeurs de grille comprises entre 10 et 150 um. Il varie aussi de -25 dB à -18 dB pour des nombres de doigt de 1 à 6. On voit bien que le transistor n'est pas unilatéral à la fréquence d'opération de 13 GHz.

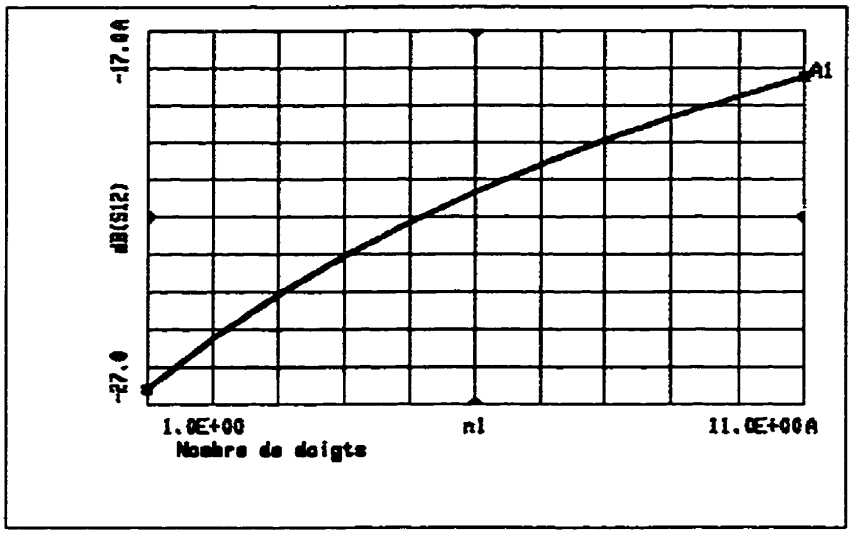


Figure 5.5: Variation de S12 en fonction du nombre de doigts

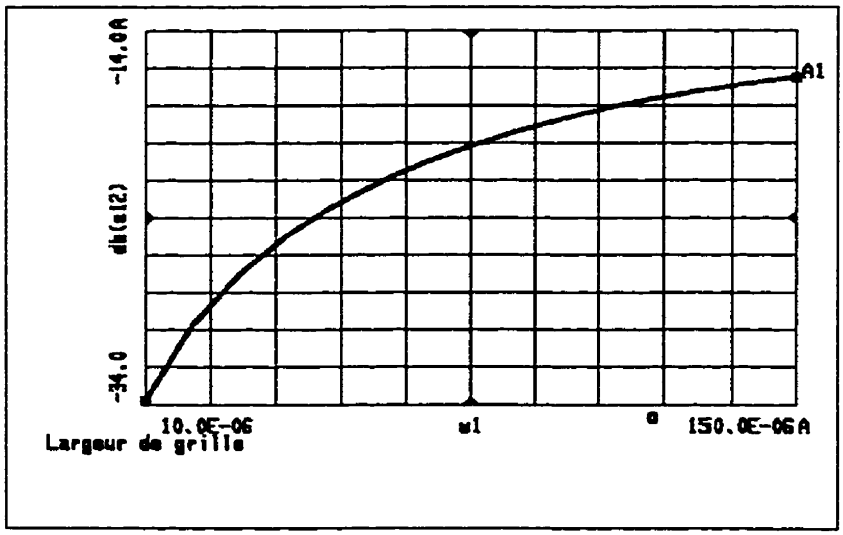


Figure 5.6: Variation de S12 en fonction de la largeur de grille

5.5 Stabilité

Nous avons simulé les paramètres de dispersion du MEFSET. Nous avons obtenu les résultats du tableau 5.1

Tableau 5.1 : Paramètres de dispersion et de stabilité du MESFET

Fréquence	dB(S11)	dB(S12)	dB(S21)	dB(S22)	K	|Δ|	G_{MSG}
13 GHz	-4.625	-17.624	3.846	-5.592	0.993	0.197	10.655

Le facteur de stabilité Rollet est inférieur à 1 donc le transistor est instable. Et par conséquent, il faut le stabiliser pour éviter des conditions d'oscillation. Différentes techniques sont utilisées pour stabiliser le transistor. Nous avons utilisé l'adaptation résistive en utilisant une résistance parallèle à la sortie. Cette résistance atténue le gain aux et parallèlement, cette résistance améliore l'adaptation du transistor vis a vis de l'impédance source en dissipant une large part de la puissance disponible. Cette approche produit une alternative entre la chute de gain et la stabilité. Le tableau 5.2 donne les nouveaux paramètres obtenus pour le MESFET:

Tableau 5.2 : Paramètres S du MESFET et stabilité avec une adaptation résistive parallèle (R= 500 Ohms) à la sortie

Fréquence	dB(S11)	dB(S12)	dB(S21)	dB(S22)	K	|Δ|	G_{MSG}
13 GHz	-4.167	-17.475	3.306	-5.905	1.008	0.185	10.391

5.6 Adaptation du transistor

Différentes discontinuités ont été réalisées pour adapter le transistor. Nous avons d'abord simulé un circuit ouvert et ensuite une jonction coplanaire (`` cross``).

5.6.1 Circuit ouvert

Les circuits ouverts sont réalisés comme sur les figures 5.7 et 5.8 en technologie coplanaire. Le comportement des circuits ouverts en coplanaires est similaire à ceux en microstrip. De nombreux articles mettent l'accent sur cette discontinuité [17],[18]et[19]. Le circuit ouvert est capacitif en nature. Différentes analyses de circuits ouverts ont été faites dans la littérature avec des méthodes numériques. Des simulations ont été faites avec MOMENTUM. Nous avons fait différentes simulations. La longueur du circuit ouvert a été optimisée en faisant plusieurs itérations. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure suivante.

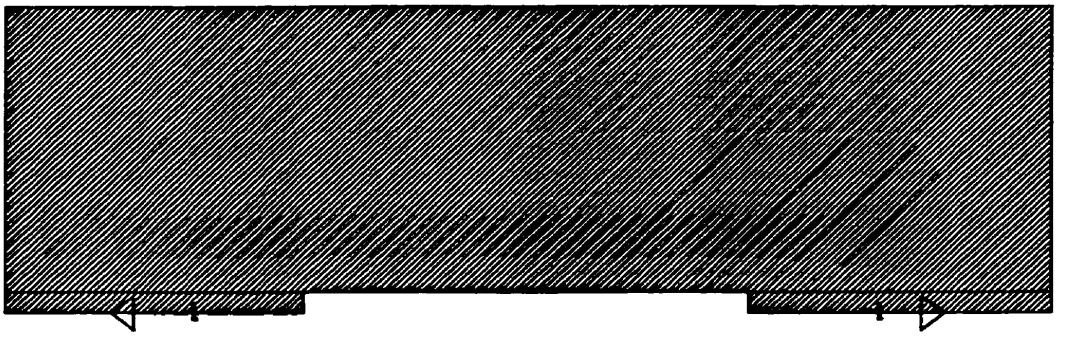


Figure 5.7:Circuit ouvert en Coplanaire simulé avec MOMENTUM

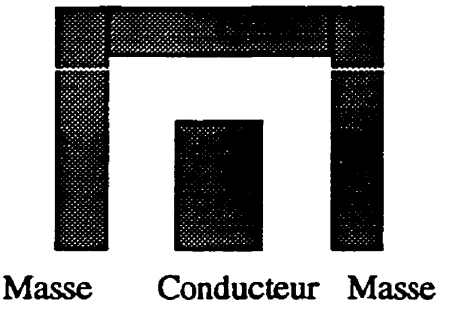


Figure 5.8: Vue de dessus du circuit ouvert

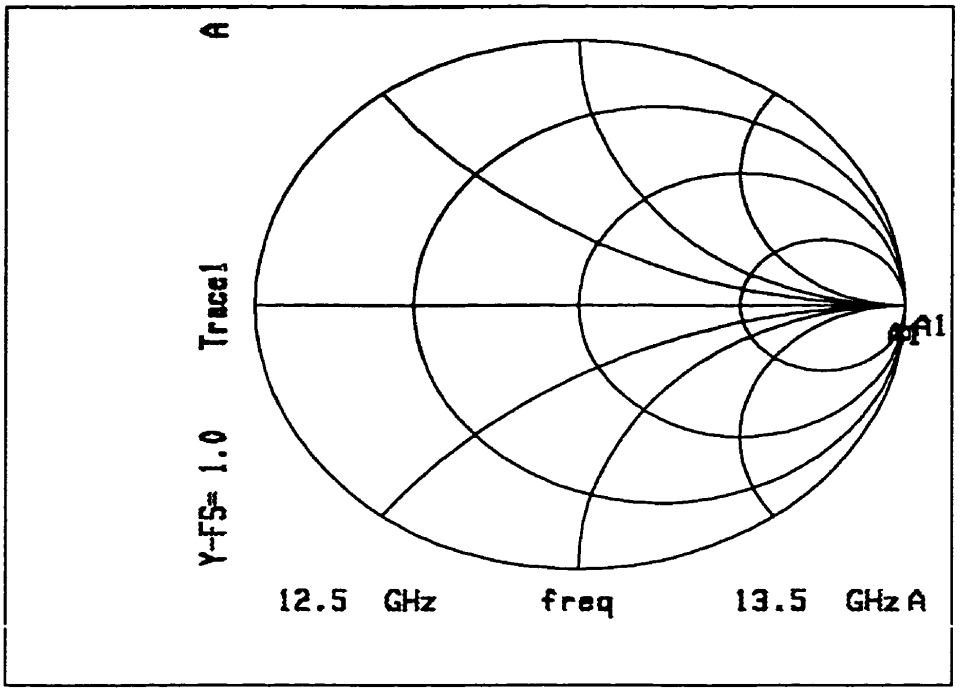


Figure 5.9: Résultat de simulation circuit ouvert sur l'abaque de Smith

A 13 GHz , nous avons obtenu le tableau suivant :

Tableau 5.3: Résultat du court-circuit à 13 GHz

Fréquence	Magnitude de S11	phase de S11
13 GHz	1	-6.182 degrés

Les résultats de l'abaque de Smith et le tableau de valeurs précédant permettent de confirmer que nous avons réalisé un circuit ouvert.

5.6.2 Jonction coplanaire

La jonction coplanaire est utilisée pour faire des connections pour quatre lignes coplanaires. Les longueurs ont été choisies afin de faciliter ces connections et éviter le plus de pertes possible. Le schéma de la jonction est sur la figure 5.10 suivante.

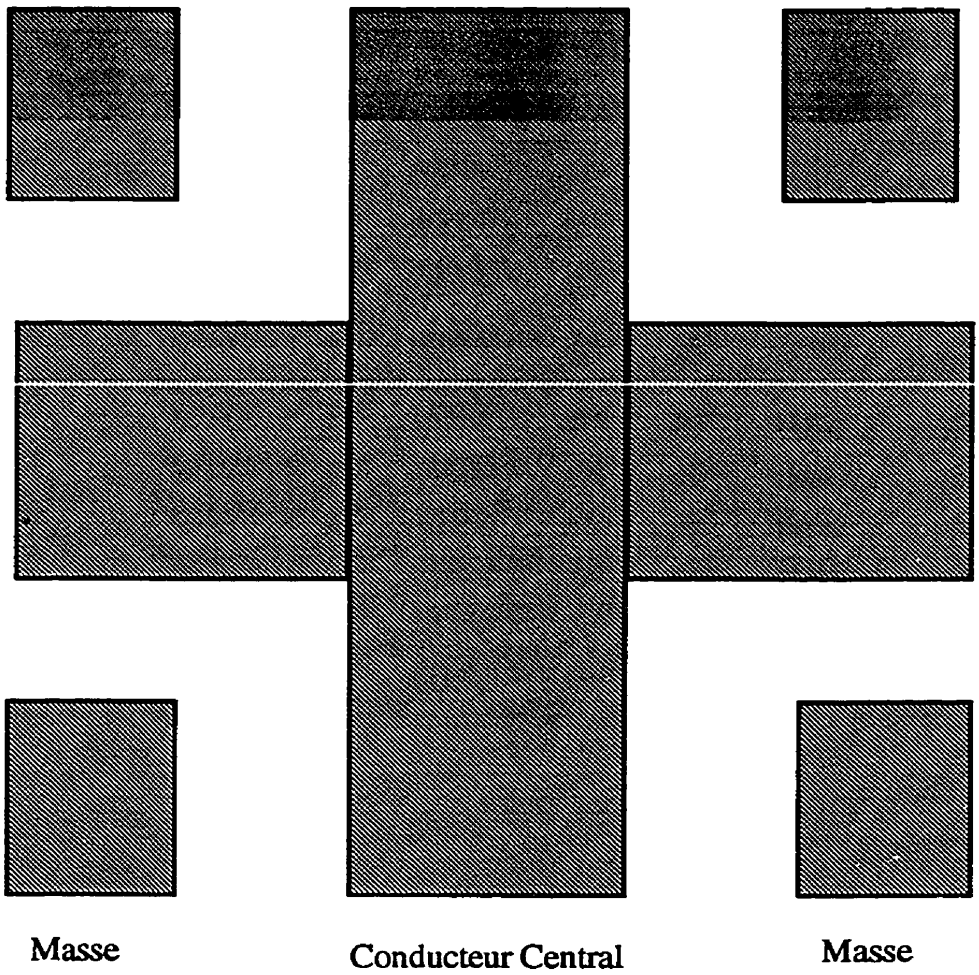


Figure 5.10: Jonction simulée avec MOMENTUM

Les résultats de la figure 5.11 montrent le fonctionnement de la jonction. Nous avons bien un dispositif symétrique. Le signal est repartit équitablement sur les quatre ports

(S11=S21=S31=S41= -6 dB)

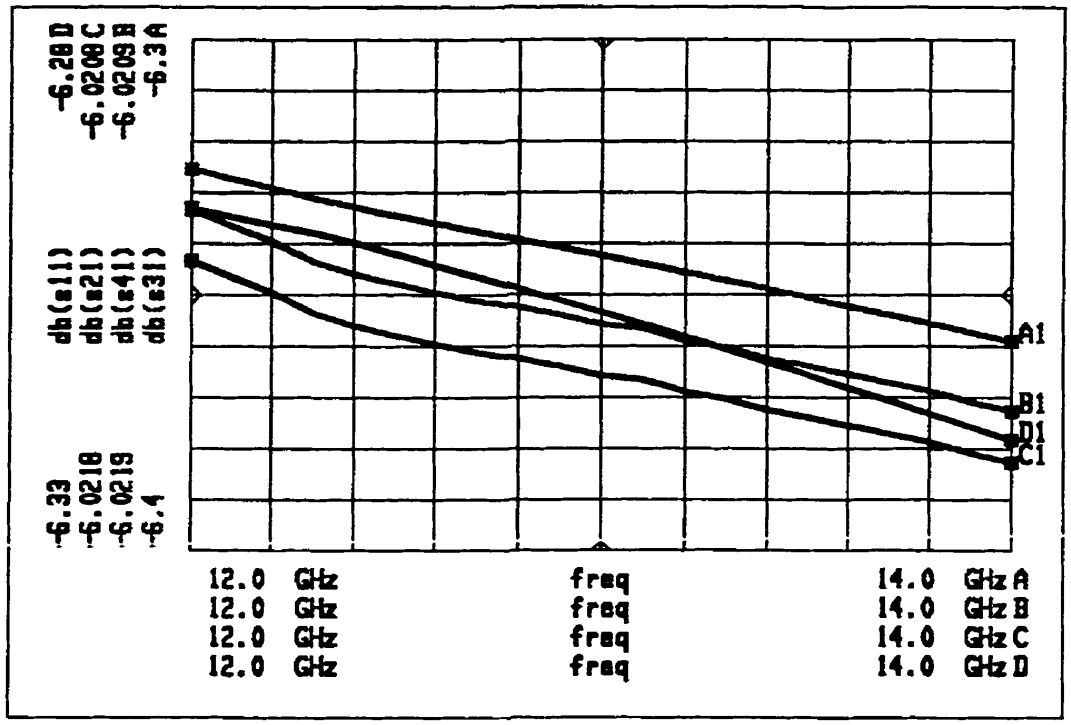


Figure 5.11: Paramètres de dispersion de la jonction coplanaire

5.6.3 Circuit d'adaptation

Après avoir simulé ces discontinuités, nous avons fais l'adaptation du MESFET à l'entrée et à la sortie. Nous avons utiliser MDS afin de réaliser ces circuits. Nous avons utilisé des stubs. Un compromis entre la valeur du gain et les coefficients de réflexion a été fait. La figure du circuit global se trouve en annexe C. Les résultats obtenus après la simulation sont satisfaisants (figures 5.11, 5.12 et 5.13). Les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie sont bons. Ils sont inférieures à -12 dB entre 12 GHz et 14 GHz. On a un gain qui

est presque constant entre 12 et 14. La variation de gain dans la bande de fréquence est de 0.300 dB.

5.7 Mesures

Le Masque final a été tracé avec MOMENTUM. Il est en annexe A-5 Nous avons ensuite vérifié si nous respectons toutes les règles de la fonderie avec le logiciel CADENCE. La puce fabriquée est revenue après six mois.

Les résultats suivant ont été obtenus. Le coefficient de réflexion à l'entrée est bon . Il est inférieur à -11 dB de 12.5 GHz à 13.5 GHz. Un maximum de -18 dB est obtenu à 12.8 GHz. Le coefficient de réflexion à la sortie n'est pas acceptable. Il varie de -4 dB à -10 dB sur la bande de fréquence considérée. L'adaptation à la sortie n'est donc pas parfaite. La valeur maximum de S22 est de -10.393 et ceci à 13.64 GHz. Le gain de l'amplificateur varie de 2.866 dB à 3.108 dB dans la bande considérée. Les mesures étant faites de 12 GHz à 14 GHz, on constate que l'on a un gain de 3.574 à 13.64 GHz. À cette fréquence, nous obtenons les meilleurs résultats qui sont :

Tableau 5.4: Mesures de paramètres [S] à 13.64 GHz

Fréquence en GHz	dB (S11)	dB (S22)	dB(S21)
13.64	-10.319	-9.268	3.574

5.8 Interprétation des résultats de mesure

Les mesures de l'amplificateur ont ressorti certains défauts dont la mauvaise adaptation à la sortie et les pertes importantes au niveau de S21

La mauvaise adaptation à la sortie serait due à la résistance de stabilisation se trouvant au drain du transistor. MOMMENTUM ne nous permet pas de simuler le MESFET, et donc l'emplacement exacte de cette résistance. Elle a été placée à un point quelconque du drain. Il fallait aussi fabriquer le circuit ouvert et la résistance. Ceci nous aurait permis de vérifier la valeur de la résistance et la validité du circuit ouvert. En technologie MMIC, tous les éléments du circuits sont connectés ensemble. Il faut vérifier chaque élément afin de savoir d'où vient les défauts dans le circuit final. Il existe des erreurs et pertes de fabrications pour les différents éléments aux fréquences élevées.

Au plan mesure, certaines erreurs auraient pu se produire même si la calibration est bonne. Il y a les erreurs dues aux manipulateurs, les erreurs dues au placement des sondes, les erreurs dues aux différentes conditions (température, bruit) pendant les mesures et la calibration et les erreurs dues au déplacement de la puce et des sondes pendant les mesures.

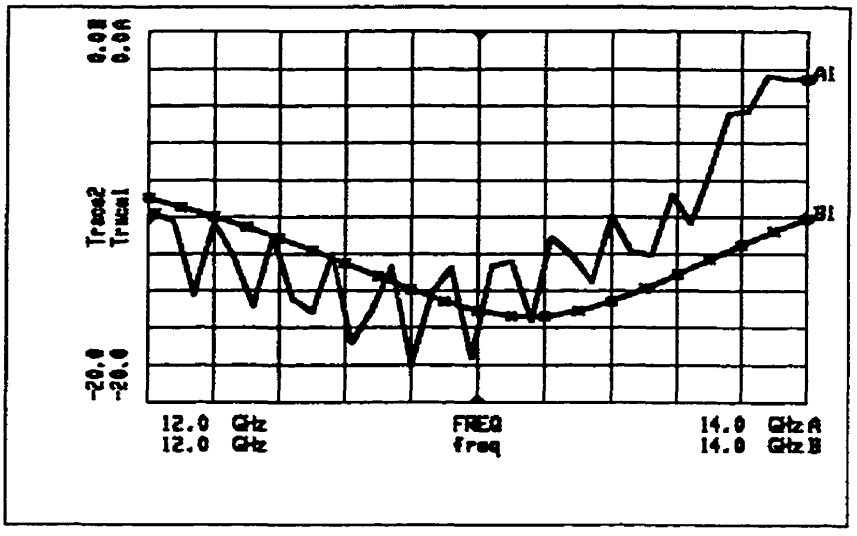


Figure 5.12: Résultats de mesures et de simulation de l'amplitude de S11 en dB de l'amplificateur

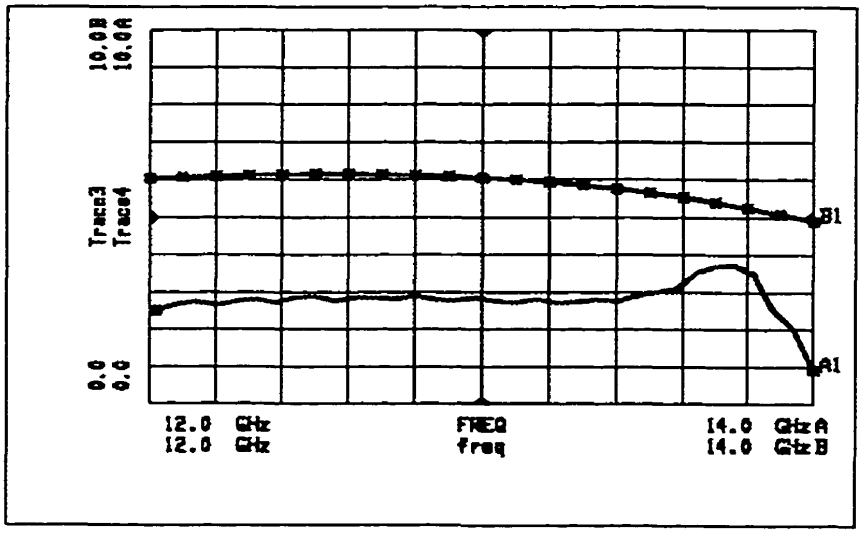


Figure 5.13: Résultats de mesures et de simulation de l'amplitude de S21 en dB de l'amplificateur

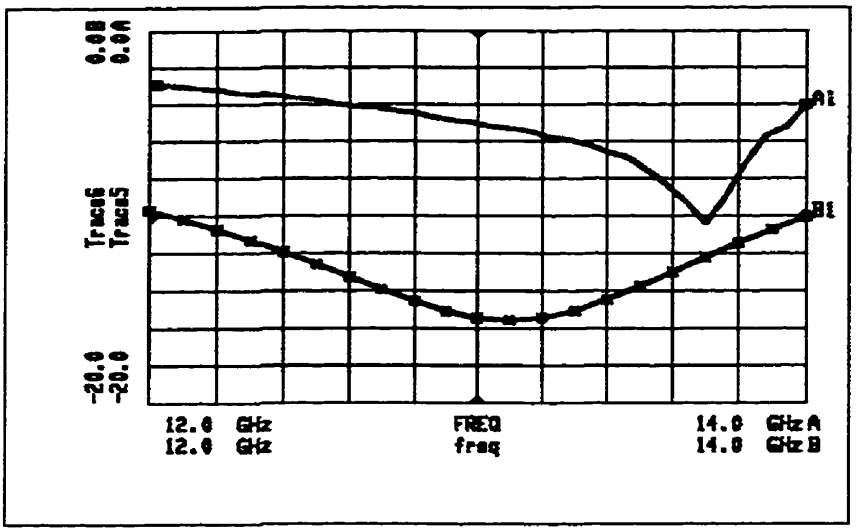


Figure 5.14: Résultats de mesures et de simulation de l'amplitude de S22 en dB de l'amplificateur

5.9 Conclusion

Nous avons fait le design d'un amplificateur petit signal à une fréquence nominale de 13 GHz. Ce circuit a été mesuré après fabrication. Le but de ce design était d'apprendre les règles de design de la fonderie. Nous avons donc atteint notre objectif malgré certains défauts remarqués lors des mesures.

CONCLUSION GENERALE ET RECOMMENDATIONS

Au cours de ce mémoire, nous nous sommes intéressés à la conception et à la fabrication de circuits en technologie intégrée monolithique. Elle présente beaucoup d'avantages par rapports aux autres technologies existantes (MHMIC). Elle est plus pratique pour les ondes millimétriques. Elle est utilisée dans beaucoup d'applications en radiocommunications mobiles. Nous avons utilisé la fonderie de Nortel utilisant le procédé Nortel AsGa 0.8 μm.

Il existait déjà certains circuits MMICs au laboratoire dont les mesures n'avaient pas été faites. Dans la première partie de ce travail, nous avons vérifié la calibration de notre système de mesure en utilisant une résistance de 50 ohms. Nous avons mesuré le coefficient de réflexion de la résistance pendant deux jours. Les courbes obtenues pour l'amplitude de S11 sont presque identiques, nous notons une dégradation de la valeur de la résistance avec la fréquence. Aux fréquences élevées, les pertes de fabrication sont considérables. Nous avons ensuite mesuré un transistor de largeur de grille de 40 μm. Les courbes théoriques et expérimentales étaient en accord pour les paramètres de dispersion de ce transistor. Le gain maximum stable mesuré et simulé sont différents. Il varie de 8 à 13 dB pour la simulation et de 3 à 7 dB pour les mesures. La différence entre l'amplitude

de S12 mesuré et simulé est responsable des différentes valeurs du gain maximum stable. Les courbes DC du transistor sont sensiblement les mêmes pour la théorie et la simulation. Le modèle de Statz utilisé par MDS est donc acceptable. Nous avons aussi mesuré une diode schottky de largeur de grille de 40 µm. Pour ce composant actif, nous avons un accord entre les coefficients de réflexion, et les courbes I-V de la diode mesurée et simulée.

Après avoir fait ces mesures, nous avons caractérisé des circuits passifs. Nous avons essayé de caractériser une ligne de transmission coplanaire de longueur 3000 um. Ce genre de lignes présente plus d'avantages que les lignes microstrip pour nos applications. Nous avons essayé de ressortir l'importance des ponts à air. Ils permettent de supprimer les modes de propagations parasites. Les résultats de mesures des lignes de transmission CPW avec pont à air sont les plus en accord avec les simulations de MOMENTUM. Il faut utiliser des ponts à air lors de la conception de nos coupleurs.

Nous avons fait le design de trois types de coupleurs. Le premier était un coupleur branch-line pouvant être utilisé dans une structure six-portes. Les résultats obtenus avec MDS et MOMENTUM sont acceptables. L'adaptation, l'isolation, les pertes d'insertion, la transmission et le déphasage sont de -18.32 dB, -14.42 dB, -3.32 dB, -3.82 dB et 87 dégrées avec MOMENTUM. Il y a un debalancement entre les valeurs des pertes d'insertion et la transmission. Les résultats de mesures sont satisfaisants. Nous avons obtenus -14.34 dB, -10.73 dB, -4.1 dB , -4.41 dB, et 70 dégréés pour l'adaptation, l'isolation, les pertes d'insertion, la transmission et le déphasage. Nous avons ensuite

simulé et fabriqué un coupleur 10 dB. Nous avions observé un écart entre les valeurs de S11 mesurés et simulés. Cette différence pourraient provenir des résistance utilisées comme charges adaptées. Le couplage obtenu est aux alentours de 10.5 dB entre 16 GHz et 32 GHz et l'isolation est en dessous de 20 dB sur cette bande. Nous avons finalement simulé un coupleur renforcé de capacités. Il permet d'augmenter la largeur de bande du coupleur. L'adaptation et l'isolation sont en dessous de -12 dB pour la théorie et pour les mesures. Le déphasage est autour de 90 dégrées . Le couplage et la transmission sont acceptables de 12 GHz à 20 GHz. Les capacités et les ponts à air n'ont pas influencé les performances du coupleur. Il a une grande largeur de bande.

Nous avions lors de ce projet construit un amplificateur petit signal à 13 GHz. Ceci avait pour but de nous permettre d'apprendre les règles de la fonderie de Nortel. Le transistor utilisé était instable. Nous avons utilisés MOMENTUM pour simuler certaines discontinuités. On constate que S11 mesuré et simulé sont inférieures à -11 dB de 12 GHz à 14 GHz. On note que S22 et le gain mesuré sont différents de la simulation. Ceci pourrait être dû à la résistance de stabilisation. Il aurait fallu fabriquer séparément une résistance de 500 Ω, un transistor de six doigts et un circuit ouvert afin d'étudier leur fonctionnement.

Plusieurs recherches futures peuvent être envisagées afin de poursuivre notre recherche :

- Nous pourrions caractériser plus en détail la diode et le transistor si nous voulons les utiliser pour concevoir des circuits actifs pour radiocommunications. Il faudra étudier leur

comportement en bruit. Ceci serait utile pour faire la conception d'oscillateurs et d'amplificateurs à faible bruit.

- Nous pourrions faire notre librairie de modèles. On pourrait caractériser des circuits ouverts, des capacités, des ponts à airs, de coudes et surtout des inductances. Nous pourrions utiliser cette librairie pour faire la conception de circuits pour radiocommunications.
- Nous pourrions aussi utiliser les coupleurs simulés pour faire la conception de six-portes. Ces six-portes sont de plus en plus utilisés pour les communications. Il faudra alors caractériser ces six-portes et les utiliser pour la conception d'un récepteur.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ALLEN,M.T.,TATSUO,I. (1993). Full-Wave Modeling of Coplanar Waveguide Discontinuities with Finite Conductor Thickness. IEEE Transaction on Microwave Theory and Thechnique Vol. MTT-41, No. 9, pp.1611-1615.

[2] BEILENHOFF,K.,KILGBEIL,H.,HEINRICH,W.,and HARTNAGEL,H.L. (1993). Open and Short Circuits in Coplanar MMIC's. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-41, No. 9, pp.1534-1537.

[3] CUPTA,R.K., GETINGER,W.J. (1984).Quasi-Lumped Elements 3 and 4 ports Networks for MIC and MMIC Applications , IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, pp 409-411,.

[4] COHN, S.(1968). A Class of Broadband Three Port TEM-Mode Hybrids, IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-16, pp.110-116

[5] DUH, K, H., G.,et al.,.(1991). A super low-noise 0.1 um T-Gate InAlAs-InGaAs-InP HEMT, IEEE Microwave and Guided Wave Letter Vol. 1, No.5, pp.114-116

[6] EKINGE, R.(1971). A New Method of Synthesizing Matched Broadband TEM-Mode three Ports. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-19, pp.81-88.

[7].FAN,L.and CHANG,K.(1996) Uniplanar Power Dividers Using Coupled CPW and Asymmetrical CPS for MIC's and MMIC's. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-44, No. 12, pp.2411-2419,.

[8].FAZAL,A., ADITJA, G.and AIDEN,H.(1996) Advances in GaAs HBT Power Amplifiers for Cellular Phones and Military Applications. IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest 1996, pp.61-65.

[9] GONZALEZ. G. (1997) Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design , second edition, Prentice Hall

[10] GOYAL.R (1989) Monolithic Microwave Integrated Circuits : Technology & Design , Artech House, INC,

[11] HANG,J., RUDIGER,V.(1993).Full -Wave Analysis of Coplanar Waveguide Discontinuities using the Frequency Domain TLM Method. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-41, No. 9, pp.1538-1542,.

[12]. HO,C., FAN,L.and CHANG,K.(1993). Broadband Uniplanar Hybrid-Ring and Branch-line Couplers IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-41, No. 12, pp.2440-2448,.

[13] HO,C., FAN,L.and CHANG,K.(1994). NEW Uniplanar Coplanar Waveguide Hybrid-Ring Couplers and Magic-T's. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-42, No. 12, pp.2440-2448,.

[14] HP RF and Microwave Design System Designer's Task reference, (1996) Release 7.0 HP part. No. 85150-90224.

[15] HP Reference Product Note 8510-8 (1988) HP part. No. 85150-90224

[16].KOBAYASHI,K.W.,OKI,A.K.,UMEMOTO,K.D,BLOCK,T.R.,.and STREIT,D.C (1997) A Novel Monolithic HEMT-HBT Ka-band VCO-Mixer Design. IEEE Radio Frequency Inegrated Circuits Symposium Digest 1997, pp.83-86.

[17]. KULKE,R.,SPORKMAN,T.,KOTHER,D.and WOLF ,I.(1995). Modeling and Analysis of Coplanar Circuits. Microwaves&RF, pp112-116.

[18], KULKE,R.,SPORKMAN,T.,KOTHER,D.and WOLF,I. (1994). Coplanar Elements Support Circuit Designs », Microwaves&RF, pp103-116..

[19], KULKE,R.,SPORKMAN,T.,KOTHER, D.and WOLF ,I.(1995). Modeling and Analysis Aid Coplanar Designs. Microwaves&RF, pp89-96..

[20], MAO,S.,JONES,S.,VENDELIN,G..(1968). Millimeter-wave integrated circuits. IEEE Journal of Solid State Circuits, SC-3,No 2, pp117-123..

[21] MEDLEY.M.W Microwave and RF Circuits (1993): Analysis, Synthesis and Design. Artech House, INC

[22] MEHAL, E., W., WACKER, R., W..(1968). GaAs integrated microwave circuits. IEEE Journal of Solid State Circuits, SC-3,No 2, pp113-116..

[23]MERNYEI,F., AOKI,I.,MATSUURA,H.(1994) A Novel MMIC Coupler Measures and Simulated Data. IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, pp 229-231,.

[24] PATTON, G.,L., et al (1990) 75 GHz f_t SiGe-Base HBT's'1990 IEEE Electron Device Letter, Vol.11, pp171 .

[25] PINATEL ,C. (1996). Conception et Réalisation d'Amplificateurs de Puissance à Base de Transistors Bipolaires à Hétérojunctions pour Radiocommunications. THESE de DOCTEUR en SCIENCES, Université Paris XI Orsay.

[26] ROBERTSON.I.D. MMIC Design (1995), IEE

[27] ROBERTSON, I.D., AGHVAMI, A.H.(1988) Novel Coupler for Gallium Arsenic Monolithic Microwave Integrated Circuit Application. Electronics Letters , Vol.24, No 25, pp.1577-1578,.

[28] SCHUMACHER,H.,ERBEN,U.and GRUHLE, A..(1994).Low-noise performance of SiGe heterojunction bipolar transistors,. IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, pp. 1167-1170.

[29] SHELTON,R.,WOLF,I.and WAGONER,V.R..(1965). Tandem Coupler and Phase Shifters : A New Class of Unlimited Bandwidth Couplers. Microwaves.Vol.4, pp. 14-19.

[30] SHIMURA,T.,et al (1994).1 W Ku-band AlGaAs/GaAs power HBTs with 72% peak power added efficiency. IEEE Int. Microwaves SYMP. Dig., pp.687-690.

[31] SMITH,P.M.,(1996) Status of InP HEMT Technologies for Microwaves Receiver Applications. IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest 1996, pp.129-132.

[32] TANAKA,H., BANBA,N., ARAI,s.,and NISHIKAWA ,T. (1994), 2 GHz one Octave-band 80 Degree Hybrid Coupler Using Coupled Meander Line Optimized. IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, pp 903-906.

[33] TURNER, J., A. (1994), History of the GaAs FET at Caswell (1964-1985), IEE Colloqium on Modelling, Design, and Application of MMICs, digest No 1994/092, pp 1-3

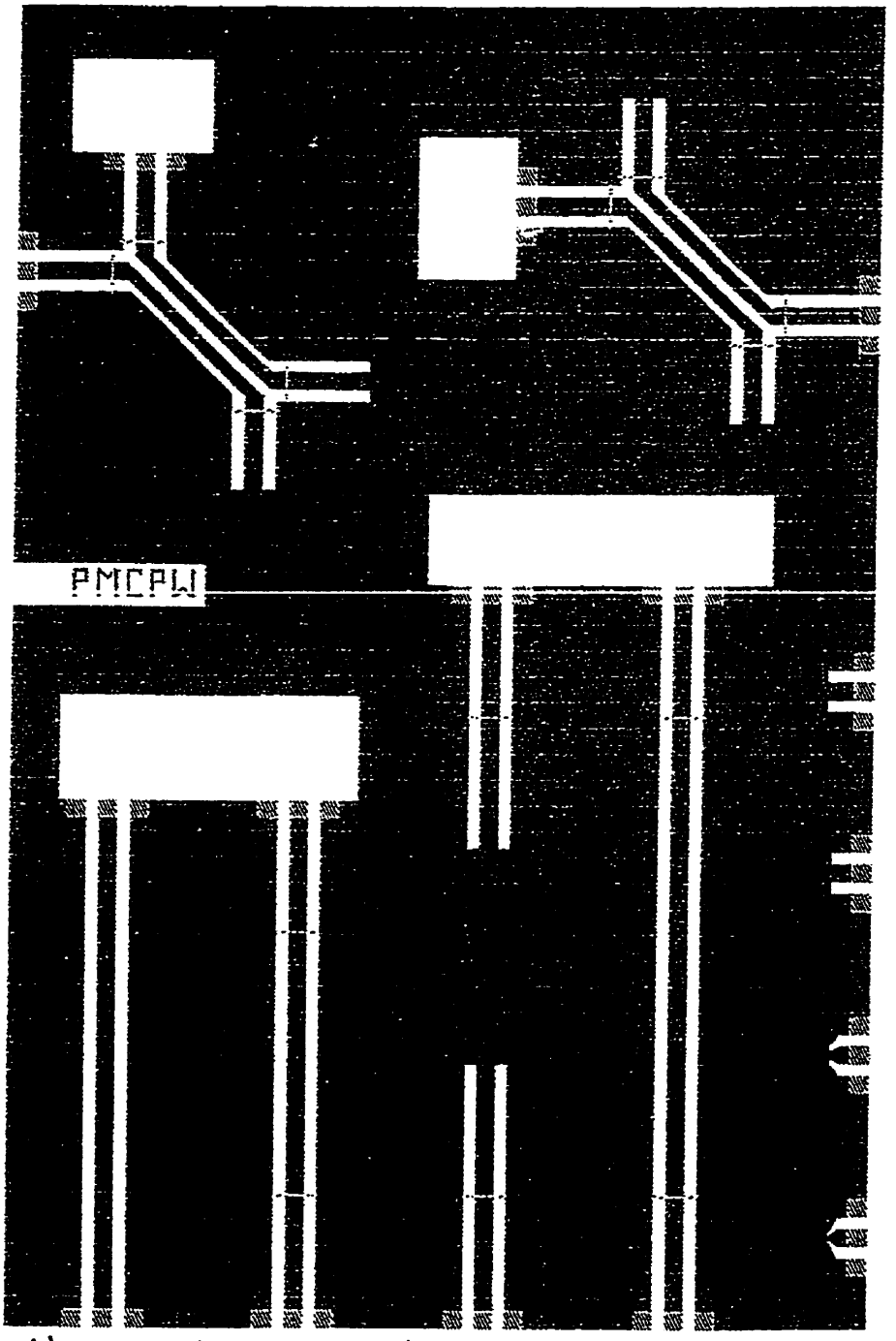
[34] WILLENS,D.A. (1994) A Broadband MMIC Quadrature Coupler Using Microstrip Structure IEEE MTT-S Int Microwave Symposium Digest, pp 229-231.

[35] WILKINSON, E.J.(1960). A N-Way Hybrid Power Divider IRE Trans. On MTT.Vol.MTT-8, pp116-118

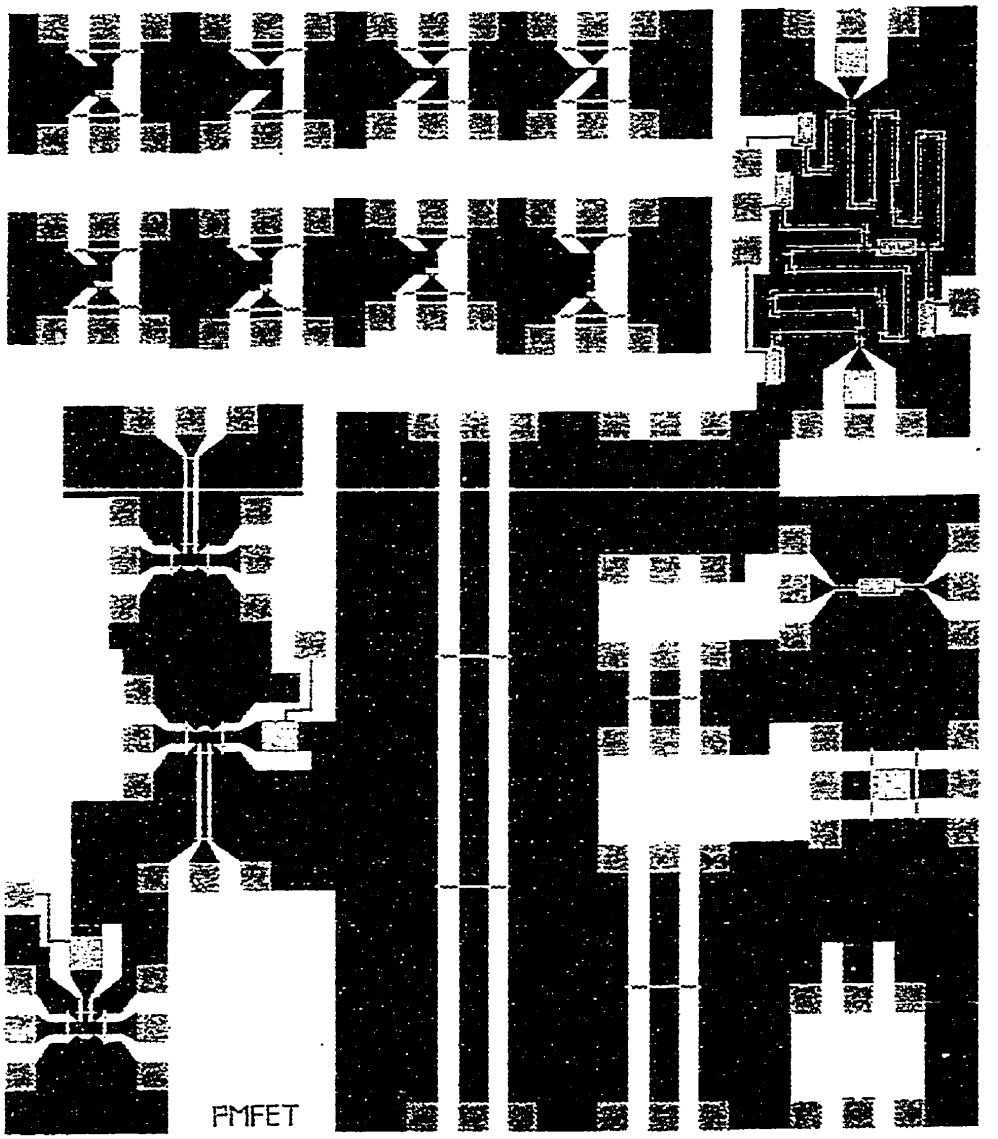
[36] XU,Y., BOSISIO, R.G.(1997). A Novel Structure of Tightly Coupled Lines for MMIC/MHMIC Couplers and Phase Shifters. IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-45, No. 9, pp.1594-1599,.

[37] YU ,M., RUDIGER,V.and WE,K.(1993).Theoretical and Experimental Characterization of Coplanar Waveguide Discontinuities IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique Vol. MTT-41, No. 9, pp.1630-1640

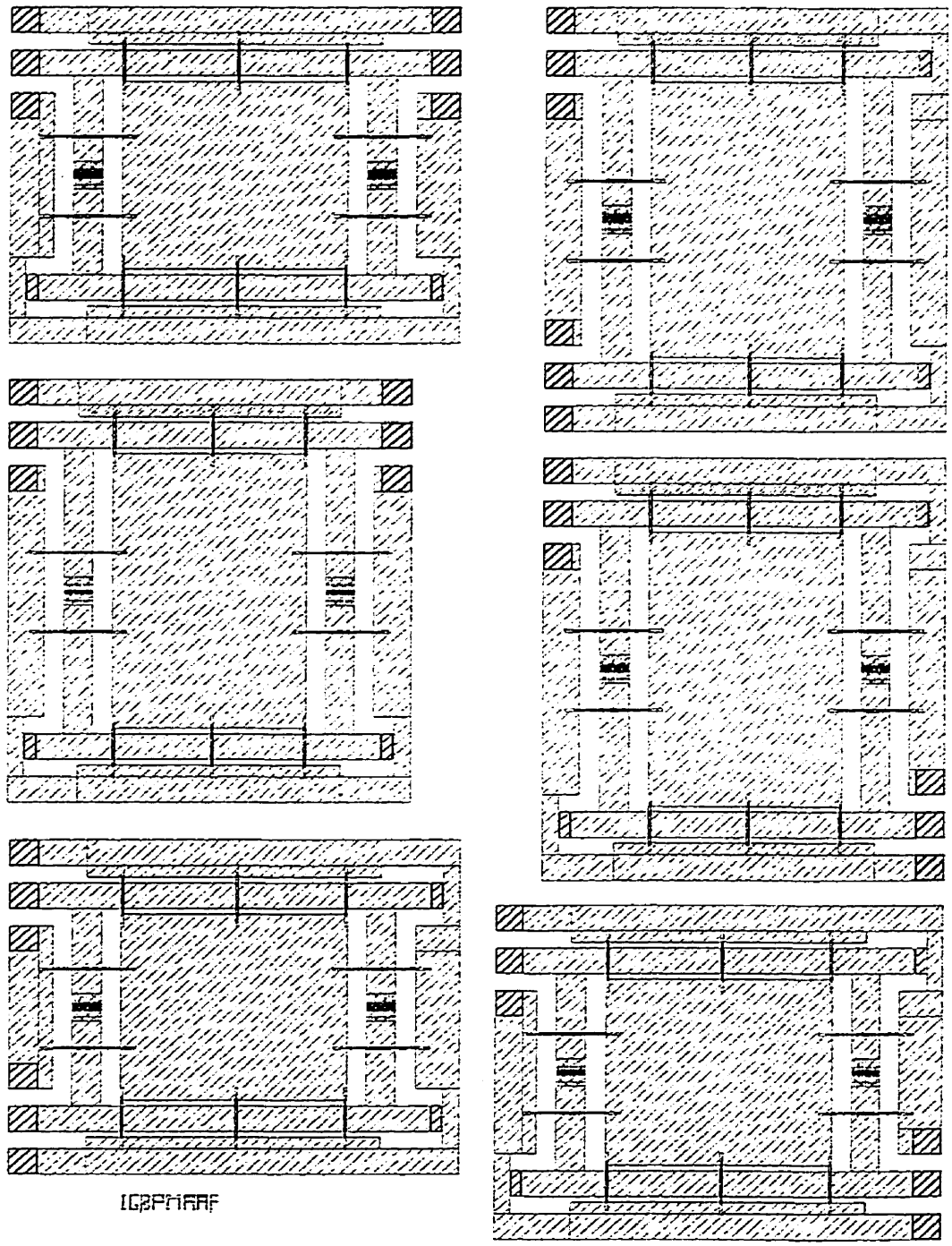
ANNEXES



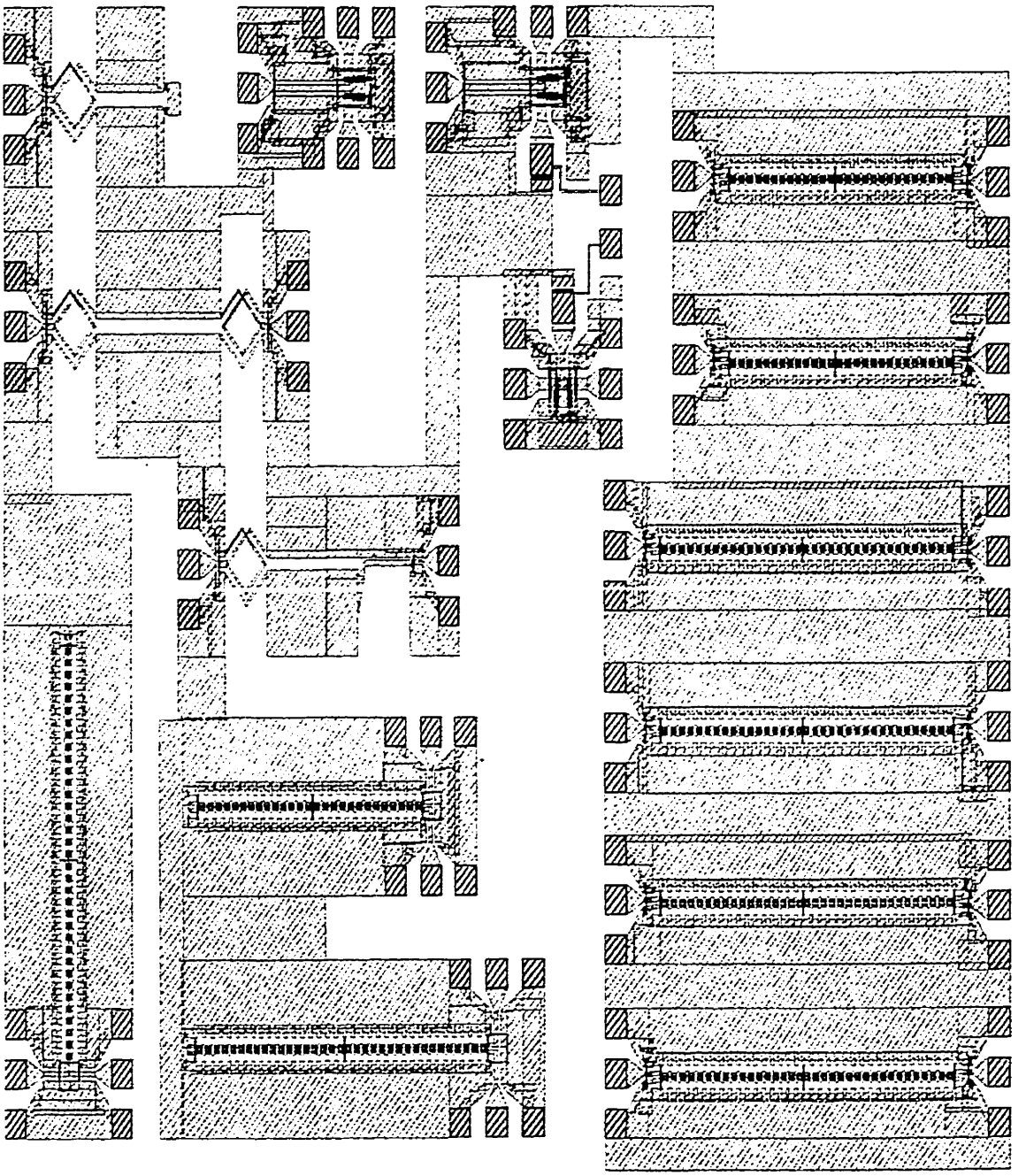
Masque du coupleur 10dB, de la ligne de transmission et de la diode Schottky



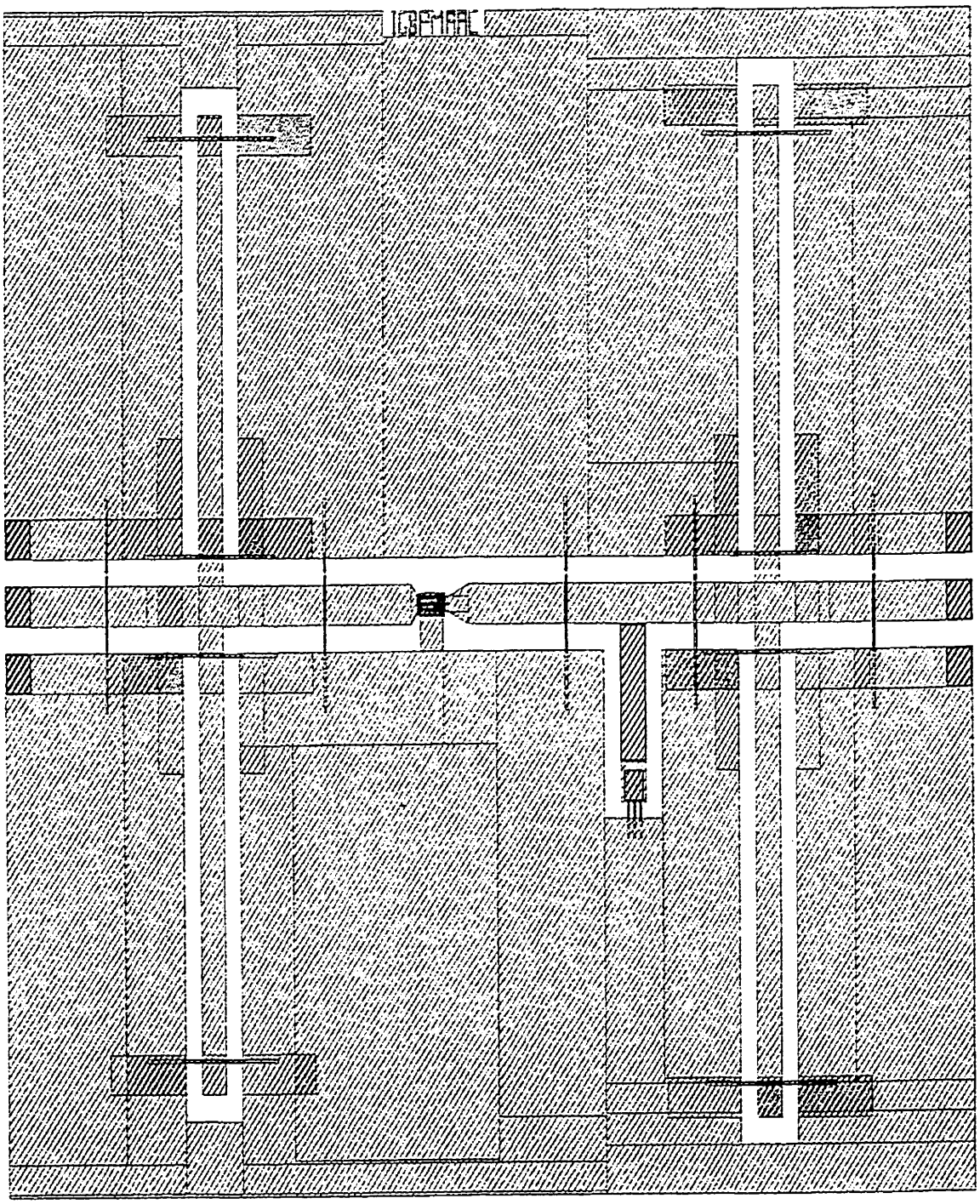
Masque des transistors



Masque des coupleurs hybrides



Differents masques dont celui du coupleur multioctave



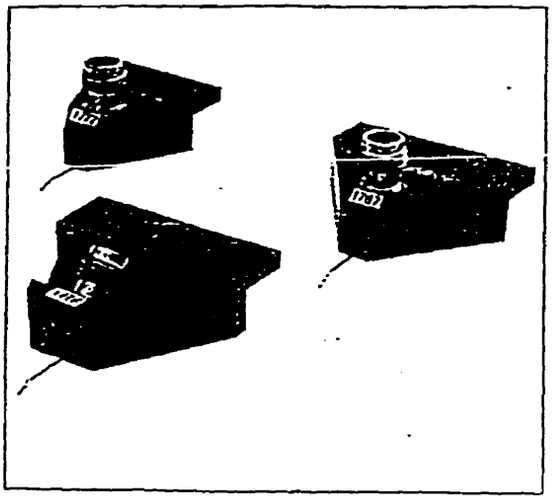
Masque de l'amplificateur

Picoprobe®

BY GGB INDUSTRIES INC.

Model 67A

High Performance Microwave Probes



Model 67A probes mounted in three different adaptor styles

Features

- Durable
- DC to 67 GHz
- Insertion loss less than 1.6 db
- Return loss greater than 14 db
- Measurement repeatability -50 db
- Individually spring loaded contacts
- Any pitch from 50 to 625 microns
- Variety of Footprints
- Patented coaxial design

The GGB Industries Model 67A probe sets new standards in microwave probing performance. Using low loss coaxial techniques, the Model 67A achieves an insertion loss of less than 1.6 db and a return loss of greater than 14 db through 67 GHz

With its individually spring loaded, Beryllium-Copper tips, the Model 67A provides reliable contacts, even when probing non-planar structures. This reliable low resistance contact is one of the keys to providing highly repeatable measurements. The Model 67A also provides direct viewing of the probe tips for accurate positioning.

The Model 67A can be mounted in various adaptors for use with standard microwave probe stations. Custom mounts are available.

Any pitch (tip spacing) from 50 to 625 microns may be specified. The probe can be configured with Ground-Signal-Ground (G,S,G). Ground-Signal (G,S). or Signal-Ground (S,G) tip footprints. We recommend smaller pitches with a G,S,G footprint for best performance.

Connection to the Model 67A is through a female 1.85 mm V connector. (2.4 mm compatible)

Flexible Tips for Flexible Probing

Each Model 67A has patented, independently spring loaded tips which make contact to the probing surface. Because the tips are flexible they minimize circuit damage, increase probe life, and most importantly, provide a reliable individually spring loaded contact for each point. With a small amount of overdrive, the point scrubs the surface to make a reliable contact free of dust, dirt, and oxide contamination. The ability to view the exact contact area eases probe positioning and allows for the precise positioning necessary for good LRM calibrations. The flexible tips even allow probing of non-planar surfaces such as ceramic substrates and laser diode structures.

Coaxial Transmission Improves Performance

The Model 67A uses a precision miniature 50 ohm coaxial cable from the probe tips to the connector interface. The coaxial design provides lower loss and less radiation than coplanar designs. The miniature coaxial cable is fabricated from flexible Beryllium-Copper which greatly improves the probe's durability.

Probe Cards

Model 40A probes can be mounted on standard 4.5 inch probe cards to provide a convenient method for testing wafers at high frequencies using standard automatic or manual probe stations. Picoprobe Cards combine our Model 40A probes for RF connections with DC needles for power and low frequency signals.

Line of Microwave Probes

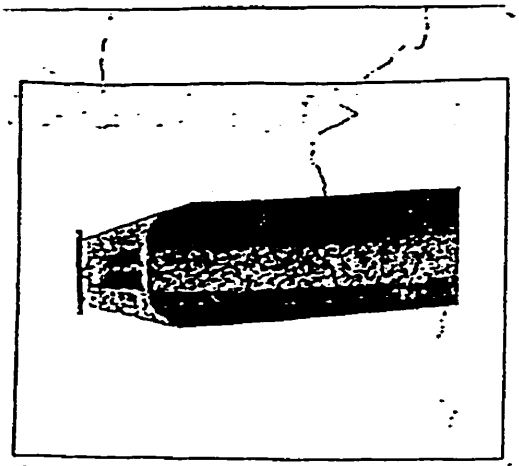
Other models of Microwave probes are available with standard tip spacings of up to 1250 microns. Larger spacings are possible. For special applications, the Model 67A can be mounted in custom adaptors, the coaxial line can be bent to fit tight spaces, and the tips can be configured to match extremely non-planar surfaces or non-symmetrically placed grounds.

For applications in the 75 to 120 GHz range the Model 120 Picoprobe with a W band wave guide connection is available.

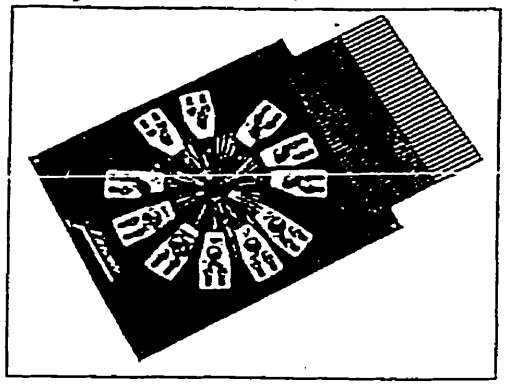
For applications below 40 GHz, GGB Industries offers the Model 40A Picoprobe which uses the 2.95mm K connector. The Model 40A performs up to 40 GHz with less than 1.0 db (0.7 db typical) insertion loss and return loss of greater than 18 db.

Probing Expertise

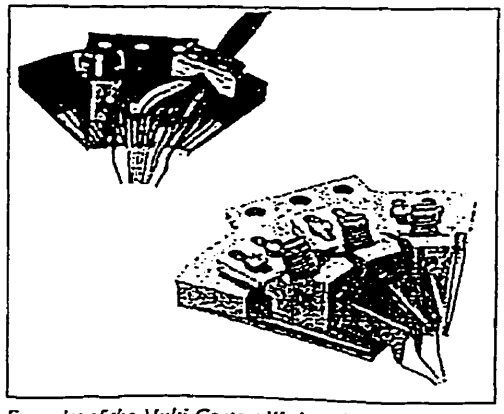
GGB Industries is the leading supplier of high impedance active probes offering models with input capacitances of as low as .02 pF and frequency responses of up to 3.0 GHz. With 12 years of probing experience, GGB Industries has broad capabilities in custom probe engineering.



Closeup of Model 67A Tips with 150 Micron Pitch almost touching a 50 Ω calibration load.



Typical Probe Card with Model 40A Probes



Examples of the Multi-Contact Wedge which combine Multiple RF and DC contacts.

Model 67A Performance Data[1]
G,S,G Configuration

Frequency Range:	DC to 67 GHz
Insertion Loss:	Less than 1.6 db to 67 GHz (1.4 db typical)
Return Loss:	Less than 30 db to 4 GHz (35 db typical) Less than 20 db to 26 GHz (23 db typical) Less than 18 db to 40 GHz (20 db typical) Less than 14 db to 67 GHz (16 db typical)
Crosstalk[2]:	Less than 35 db to 67 GHz

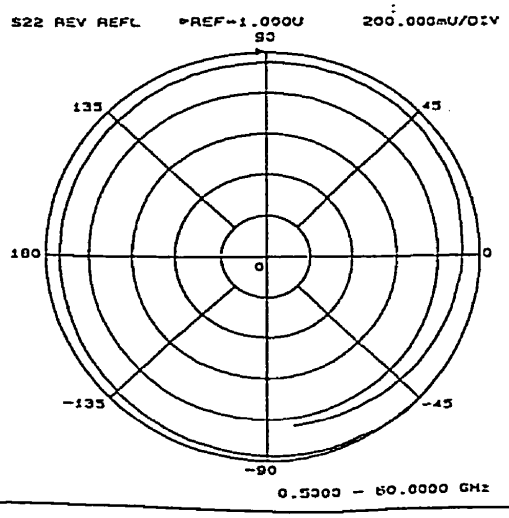
[1] Specifications are for the P-style Model 67A Picoprobes with G,S,G configurations and pitches of between 50 and 250 microns. The C and T style Modal 67A Picoprobes (see following page for mounting styles) have the same specifications except for insertion loss, which is less than 2.0 db (1.8 db typical).

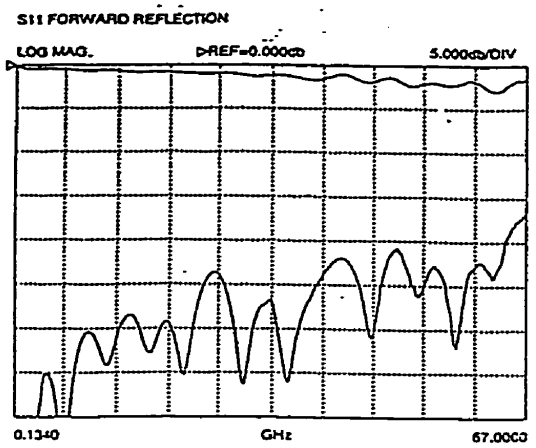
[2] Crosstalk is measured using two probes contacting a bare sapphire substrate 100 microns apart.

Model 67A Performance Data[3]
G,S and S,G Configuration

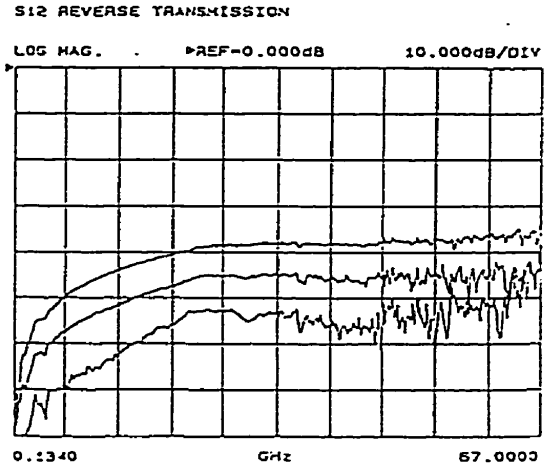
Frequency Range:	DC to 67 GHz
Insertion Loss:	Less than 2.0 db to 40 GHz (1.6 db typical)
Return Loss:	Less than 30 db to 4 GHz Less than 15 db to 26 GHz Less than 12 db to 40 GHz

[3] Specifications are for the P-style Model 67A Picoprobes





Typical uncalibrated performance of a Model 67A-GSG-150-P Picoprobe. The top trace is the round trip return loss into a short which is twice the probe's insertion loss. The bottom trace is the return loss into a 50 ohm load.



Crosstalk performance of two Model 67A-GSG-150-P Picoprobes while contacting a bare sapphire substrate with spacings of 100, 200, and 400 Microns.

LEFT: A linear-polar chart showing the calibrated response of a Model 67A-GSG-150-P while contacting a 10 pSec coplanar line. The LOST method was used for calibration.

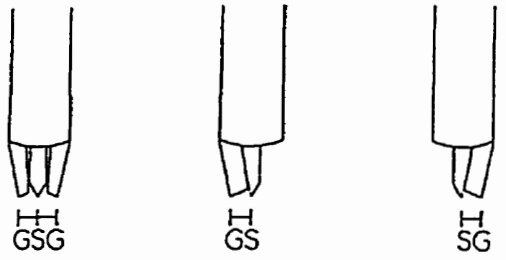
ORDERING INFORMATION

When ordering Model 67A probes, use the following part numbering convention:

Model 67A- _____ - ___ - _____
configuration - pitch - mounting style

Configuration: Specify GSG, GS or SG for tip placement where S is the signal tip and G is a ground tip. Use the following diagram to determine the appropriate configuration.

Top View



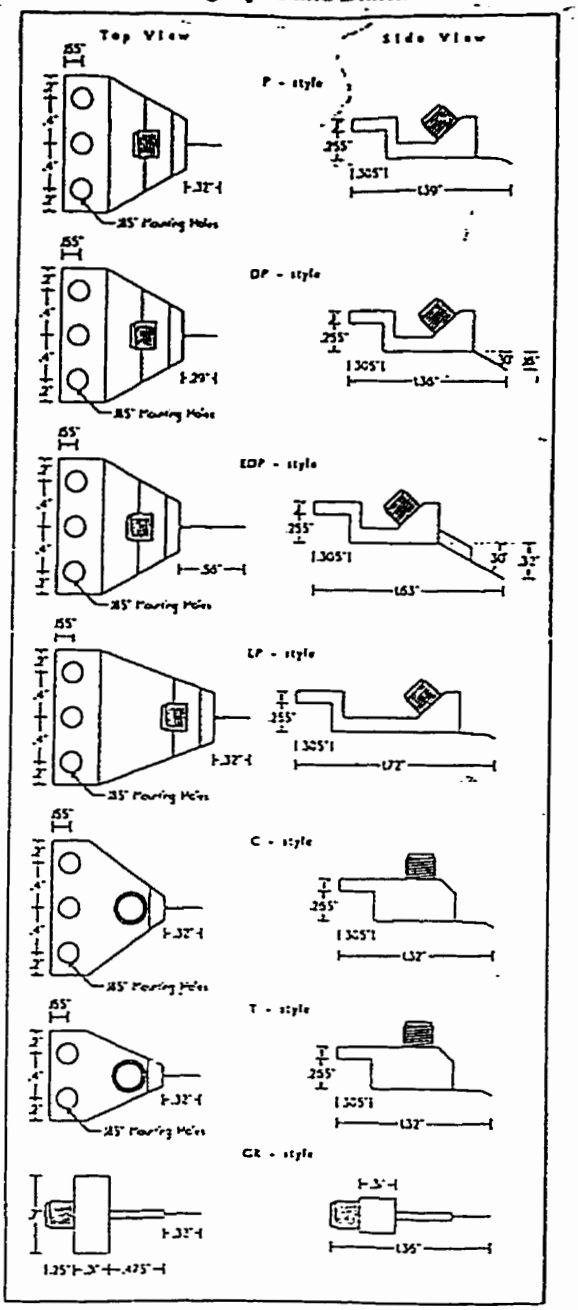
Pitch: Specify ground (G) to signal (S) tip spacing in Microns from 50 to 625 microns. For standard GSG probes, the two spacings are equal. Contact the factory for spacings larger than 625 microns or unusual tip placement and spacings.

Mounting Style: Specify T,C,GR,P,DP,EDP or LP. Choose the appropriate mounting type for your application. The P,DP,EDP and LP styles have the connector pointing back at a 45 degree angle to give more working area above the probe. The DP and EDP styles are used where extra clearance beneath the probe is needed. However, probe positioning is more difficult. Due to the increased probing angle, the probe points slide further forward for a given change in the Z axis than our other style probes. Custom mounting styles are available.

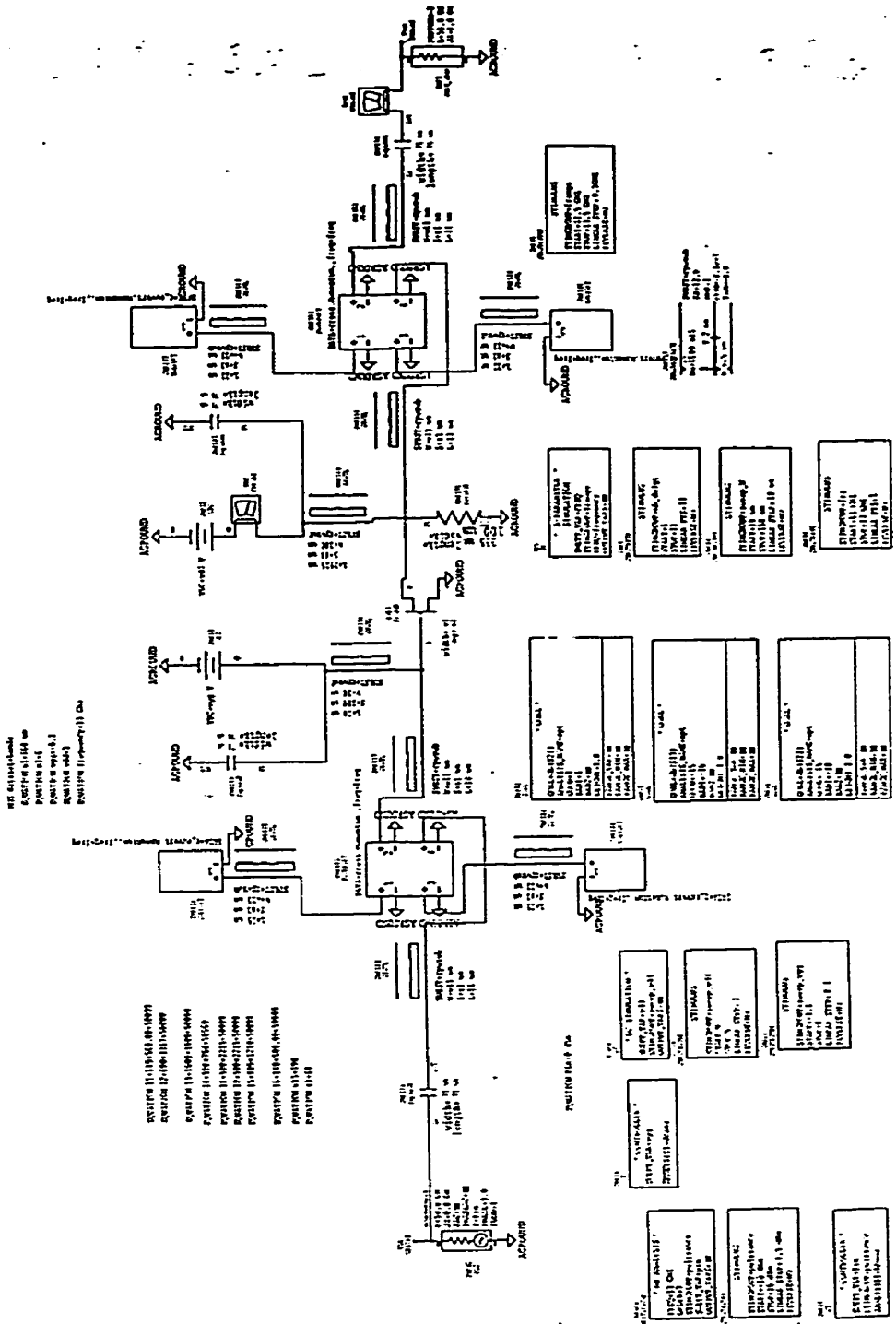
Example: A 67A-GSG-150-P is a Model 67A with Ground, Signal, Ground configuration with 150 microns between each contact mounted in a P style adaptor.

Covered by US patent # 4,871,964

Mounting Styles and Dimensions



GGB INDUSTRIES, INC. • P.O. BOX 1095S • NAPLES, FL 33941
Telephone (813) 643-4400 • Fax (813) 643-4403



Schema électrique de l'amplificateur