N° d'ordre : **40061**

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE LILLE 1 SCIENCES & TECHNOLOGIES

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité Micro et nano technologies, acoustique et télécommunications

par

Oussama BENZAIM

Techniques Multi-port pour la Conception et la Réalisation de Systèmes Micro-ondes dédiés à l'Evaluation Non Destructive de matériaux

Soutenue le 7 Juillet 2009 devant la commission d'examen :

Président :	D. DECOSTER	Professeur à l'Université de Lille1
Rapporteurs :	V. VIGNERAS	Professeur à l'Université de Bordeaux
	B. FLECHET	Professeur à l'Université de Savoie
Directeur de thèse :	T. LASRI	Professeur à l'Université de Lille1
Examinateurs :	O. MEYER	Maître de conférences à l'Université de Paris6
	D. GLAY	Maître de conférences à l'Université de Lille1

À mes parents,

À mes frères,

À mes oncles,

Et à toute ma famille.

Remerciements

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique, de Micro-électronique et de Nanotechnologie (IEMN).

Je remercie vivement Monsieur le Professeur A. CAPPY, directeur de l'IEMN et Monsieur le Professeur P. A. ROLLAND, directeur du DHS, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

En premier lieu, j'aimerais remercier vivement mon directeur de thèse, Monsieur le Professeur T. LASRI, qui m'a confié ce travail de thèse. Je tiens à saluer sa disponibilité, sa gentillesse et à le remercier de m'avoir guidé toute la durée de ma formation (Stage de Master, Doctorat) qui a eu lieu dans le groupe Microtechnologie et Instrumentation pour la Caractérisation Thermique et Electromagnétique (MITEC). Son enthousiasme et son dynamisme m'ont chaque fois permis de rebondir dans les moments difficiles. Qu'il trouve ici, l'expression de ma sympathie et de ma reconnaissance.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur le Professeur D.DECOSTER de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Mes remerciements s'adressent ensuite aux membres du jury. Tout d'abord, je remercie chaleureusement Monsieur B. FLECHET, Professeur à l'Université de Savoie et Madame V. VIGNERAS, Professeur à l'Université de Bordeaux d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire.

Aussi, mes remerciements s'adressent à Monsieur O. MEYER, Maître de conférences à l'Université de Paris VI et Monsieur D. GLAY, Maître de conférences à l'Université de Lille 1 d'avoir bien voulu également juger mon travail de thèse.

Je voudrais remercier de nouveau David GLAY pour ses conseils et aides scientifiques qu'il a pu me fournir durant cette thèse.

Un grand merci à Katir ZIOUCHE, Maître de conférences à l'Université de Lille1, pour ses aides et les conseils précieux dans la réalisation technologiques en salle blanche. Je tiens à remercié également Salim, Alexandre, Mehdi, Etienne et Jean-Claude pour leurs aides techniques et les recettes technologiques, aussi pour leur bonne humeur.

Que Monsieur D. VANDERMOERE, Ingénieur d'études CNRS soit remercié pour la qualité remarquable de son travail dont il m'a fait bénéficier mais aussi pour sa patience, sa disponibilité et sa bonne humeur.

Un grand merci à l'ensemble du personnel de la centrale de technologie et en particulier à Madame C. LEGRAND et Messieurs J. C. PESANT, P. TILMANT, M. FRANCOIS, C. BOYAVAL. Je n'oublierai pas non plus de remercier l'ensemble du personnel de la centrale de caractérisation Mesdames E. DELOS, S. LEPILLET et Monsieur D. DUCATTEAU pour toute l'aide et le soutien qu'ils m'ont apporté.

J'ai une pensée très émue pour tous mes camarades du groupe. Tout d'abord, un grand merci à Kamel pour ces précieux conseils et sa disponibilité, sans oublier les autres. Qu'Abdellatif, Ming Ming, Keltouma, Qing soient ainsi remerciés pour l'aide qu'ils m'ont apportée et la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Enfin, que l'ensemble de mes amis à l'IEMN : Adel, Mustafa, Barbiche, Hamza, Hassan, Nicolas, Malek, Gilles, Michelle, Nathalie, Romain, Nizar, Romain JOORIS trouvent ici le témoignage de ma sympathie pour la bonne ambiance de travail qu'ensemble nous avons su instaurer. Que l'ensemble du personnel de l'IEMN soit assurés de ma reconnaissance et de ma gratitude.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 14

Chapitre I
Techniques et Systèmes micro-ondes pour la caractérisation de matériaux

I.1. INTRODUCTION 19
I.2. TECHNIQUES DE CARACTERISATION MICRO-ONDES 21
I.2.1. Introduction 21
I.2.2. Méthode en cavité 21
I.2.3. Méthode en propagation guidée 22
I.2.4. Méthode en sondes 24
I.2.5. Méthode en espace libre 25
I.2.6. La microscopie micro-ondes champ proche 26
I.2.7. Domaines d'application des techniques micro-ondes 28
I.2.8. Avantages des techniques micro-ondes 29
I.2.9. Inconvénients des techniques micro-ondes 29
I.2.10. Conclusion 30
I.3 SYSTEMES DE MESURES MICRO-ONDES 31
I.3.1 Introduction 31
I.3.2 Systèmes Conventionnels 31
I.3.3 Systèmes basés sur la technique six-port 34
I.3.3.1 Introduction 34
I.3.3.2 Principe du réflectomètre six-port 34
I.3.3.3 Les différents types de Six-port et leurs applications 39
I.3.3.4 Six-port et quatre-port à l'IEMN 40
I.3.3.5 Conclusion 40
I.3.4 Conclusion 40
I .4 CONCLUSION 41
Bibliographie: 43

Chapitre II
Application de la technique six-port à l'évaluation non destructive

II.1 INTRODUCTION 53
II.2 APPLICATION DE LA TECHNIQUE SIX-PORT A L'EVALUATION NON DESTRUCTIVE (END) 54
II.2.1 Introduction 54
II.2.2 Principe de mesure 54
II.2.3 Description du banc de mesure 55
II.2.4 Le SPR-35GHz 57
II.2.4.1 Introduction 57
II.2.4.2 Le corrélateur complexe 57
II.2.4.3 Architecture du SPR 58
II.2.4.4 Etalonnage et calibrage du SPR 59
II.2.4.5 Validation par mesure de charges de test 60
II.2.4.6 Conclusion 60
II.2.5 Conclusion 60
II.2.5 Traitement des données par réseaux de neurones artificiels 62
II.2.5.1 Introduction 62
II.2.5.2 Le réseau de neurones artificiels 62
II.2.5.3 Architecture des réseaux 67
II.2.5.4 Modèles des réseaux de neurones 68
II.2.5.5 Apprentissage 69
II.2.5.6 Apprentissage par Algorithme de rétropropagation du gradient 71
II.2.5.7 Conclusion 71
II.2.6 Application à l'évaluation de défauts enfouis 73
II.2.6.1 Introduction 73
II.2.6.2 Structures sous test 73
II.2.6.3 Confrontation des simulations aux mesures 75
II.2.6.4 Traitement des données par Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) 77
II.2.6.5 Caractérisation de défauts par RNA 80
II.2.6.6 Conclusion 86
II.2.7 Conclusion 87
II.3 APPLICATION A LA MICROSCOPIE A ONDES EVANESCENTES 88
II.3.1 Introduction 88
II.3.2 Aperçu général du microscope micro-ondes 90
II.3.2.1 Principe de fonctionnement 90
II.3.2.2 Principe de la mesure 91
II.3.3 Microscopie micro-ondes champ proche 92
II.3.3.1 Introduction 92
II.3.3.2 Sensibilité aux variations des propriétés des matériaux 92
II.3.3.3 Etude de défauts débouchant en surface 93
II.3.3.4 Etude de défauts enfouis 105
II.3.3.5 Conclusion 109
II.3.4 Conclusion 109
II.4 CONCLUSION 111
Bibliographie 113

Chapitre III
Conception et réalisation d'un système de mesure de paramètres S en topologie quatre-port en gamme millimétrique

III.1 INTRODUCTION 119
III.2 ETUDE DU DOUBLE REFLECTOMETRE QUATRE-PORT (DFPR) 120
III.2.1 Introduction 120
III.2.2 Corrélateur quatre-port 120
III.2.2.1 Introduction 120
III.2.2.2 Réduction d'un corrélateur six-port à un quatre-port 120
III.2.2.3 Conception d'un corrélateur quatre-port 122
III.2.2.4 Conclusion 122
III.2.3 Réflectomètre quatre-port et Double Réflectomètre quatre-port (DFPR) 123
III.2.4 Conclusion 124
III.3 CONCEPTION, REALISATION ET CARACTERISATION DU DFPR-60GHz 125
III.3.1 Introduction 125
III.3.2 Conception sous ADS des éléments du DFPR-60GHz 125
III.3.2.1 Introduction 125
III.3.2.2 Diviseur de Wilkinson 125
III.3.2.3 Ligne à retard 127
III.3.2.4 Détecteur de puissance 128
III.3.2.5 Conclusion 133
III.3.3 Procédé technologique pour la réalisation du DFPR 134
III.3.3.1 Introduction 134
III.3.3.2 Type de substrat 134
III.3.3.3 Procédé par lithographie 134
III.3.3.4 Procédé de dépôt 135
III.3.3.5 Conclusion 139
III.3.4 Réalisation et caractérisation du DFPR-60GHz 140
III.3.4.1 Introduction 140
III.3.4.2 Caractérisation du diviseur de Wilkinson et de la ligne à retard 140
III.3.4.5 Réalisation du DFPR-60GHz 143
III.3.4.5 Conclusion 146
III.3.5 Mise en œuvre de l'ensemble du système 147
III.3.5.1 Introduction 147
III.3.5.2 Validation pour une configuration en réflexion 147
III.3.5.3 Validation pour une configuration en transmission 160
III.3.5.4 Conclusion 161
III.3.6 Conclusion 161
III.4 CONCLUSION 163
Bibliographie 165

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 167

INTRODUCTION GENERALE

On regroupe sous le vocable « contrôles non destructifs » (CND) l'ensemble des techniques et procédés aptes à fournir des informations sur la santé d'une structure ou d'une pièce sans qu'il en résulte, à l'issue des tests, des altérations préjudiciables à leur utilisation ultérieure.

Le terme de santé, s'il souligne une certaine parenté avec le domaine des examens d'aide au diagnostic médical, comme la radiologie ou l'échographie, délimite bien l'objectif des contrôles non destructifs qui est la mise en évidence de toutes les défectuosités susceptibles d'altérer la disponibilité, la sécurité d'emploi et/ou, plus généralement, la conformité d'un produit à l'usage auquel il est destiné.

Parmi les principales techniques de CND, on trouve les méthodes optiques, la radiographie (rayons X ou γ), les courants de Foucault,…etc. A coté de ces méthodes on voit se développer des techniques micro-ondes et millimétriques, très prometteuses. En effet, de par leur nature, ces techniques présentent une grande sensibilité aux caractéristiques intrinsèques du matériau sous test, comme sa permittivité, ou encore sa structure (géométrie, état de surface, forme, homogénéité,…), permettant aussi des mesures volumique dans des matériaux diélectriques.

Du côté de l'appareillage associé à ce type de caractérisation micro-ondes, on trouve pratiquement exclusivement l'analyseur de réseaux vectoriel. En effet de par sa sophistication et son grand éventail de possibilités de mesure cet outil revêt un caractère relativement universel. Néanmoins ce large panel de possibilités de mesure s'accompagne d'un certain nombre de facteurs pénalisant dés lors que des mesures hors laboratoire sont envisagées. En effet, le coût, l'encombrement et la technicité nécessaire à l'emploi de cet appareil s'avèrent être un frein à la pénétration de ce type de techniques dans le domaine industriel.

Ainsi, la ligne directrice des études menées à l'IEMN, se veut globale en intégrant les aspects de conception, de réalisation et de mise en œuvre de systèmes compatibles avec des mesures hors laboratoire pour le contrôle et l'évaluation non destructifs par des techniques micro-ondes. Parmi les exigences du cahier des charges, la simplicité d'exploitation et le coût sont des priorités. La volonté de nos travaux n'est pas de développer un système quasi-universel mais au contraire des systèmes spécialisés opérant dans un contexte particulier. Ces systèmes dédiés, basés sur la technique dite « six-port », ont pour vocation de sortir des laboratoires pour satisfaire les demandes industrielles.

Le présent travail s'inscrit pleinement dans ce cadre de recherche. Le manuscrit est organisé autour de trois chapitres. Dans un premier chapitre, nous donnons quelques généralités sur les différentes techniques de CND micro-ondes et millimétriques en discutant les avantages et inconvénients de celles-ci. Dans un second temps nous faisons un bref rappel des principaux systèmes conventionnels pour la mesure hyperfréquences, à savoir les analyseurs de réseaux vectoriels. Enfin, nous présentons un bref état de l'art de la technique six-port, en explicitant le fonctionnement d'un réflectomètre six-port en se basant sur l'analyse proposée par G. F. Engen.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la caractérisation non destructive. Plus particulièrement nous abordons l'Evaluation Non Destructive (END) qui par rapport au CND a vocation à apporter une caractérisation plus quantitative que qualitative. En effet, dans cette partie du manuscrit, nous mettons en œuvre une instrumentation complète (solution matérielle + solution logicielle) pour la caractérisation hyperfréquence. Ainsi, un système à base d'un réseau six-port opérant à la fréquence de 35 GHz est présenté comme solution matérielle. Il fait partie intégrante d'un banc automatisé permettant les mesures en une ou deux dimensions du coefficient de réflexion S_{11} en espace libre. La solution logicielle, quant à elle est basée sur les Réseaux de Neurones Artificiels (RNA). Elle permet l'inversion et le traitement de l'information afin de retrouver des paramètres tels que la forme, les dimensions du défaut,...etc. Dans un second temps, nous proposons une technique d'imagerie millimétrique à ondes évanescentes. En effet, ce même système dénommé SPR (pour Six-Port Reflectometer) associé à une sonde à ondes évanescentes, permet d'imager la surface voir même des zones sub-surfaciques (cas des défauts enfouis) de l'échantillon sous test. Ces images millimétriques sont représentées par des variations en module et phase en fonctions des variations géométriques de l'échantillon sous test.

Dans le dernier chapitre du manuscrit, nous proposons une nouvelle architecture de réflectometre, basée sur un corrélateur quatre-port. Le système proposé, nommé DFPR (Dual Four-Port Reflectometer), permet la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique et passif, dans la bande des fréquences allant de 55 à 65 GHz. Aussi, nous décrivons, dans cette partie, les différentes étapes de conception et de réalisation du système. Ainsi, dans l'optique d'une réalisation simple et faible coût, nous optons pour une technologie hybride micro-ruban. La validation du dispositif final est réalisée à l'aide de charges tests. Les comparaisons avec l'analyseur de réseaux commercial, qui constituent la référence, permettent de situer les performances du système ainsi réalisé.

Chapitre I

Techniques et Systèmes micro-ondes pour la caractérisation de matériaux

I.1. INTRODUCTION

De manière générale, la caractérisation d'un matériau, regroupe un ensemble d'outils de mesure (physiques, chimiques, mécaniques, électriques, ou électromagnétiques …). Selon le test utilisé, différentes caractéristiques du matériau sont accessibles. Dans le contexte de nos études, nous nous intéressons aux tests électromagnétiques et spécialement à ceux utilisant les micro-ondes comme techniques de caractérisation.

En effet, les techniques de caractérisation micro-ondes permettent par exemple d'effectuer des mesures volumiques dans les matériaux diélectriques. Les mesures peuvent être réalisées sans contact et en milieu hostile [HOL 00] (hautes et basses températures, humidité, poussière...) avec notamment une bonne sensibilité pour la détection de défauts en surface (fissures, trous...) dans le cas des métaux [BEN 07_a, GLA 02]. La méthode ne provoque pas d'effets ionisants ni d'effets thermiques compte tenu des puissances utilisées (quelques mW) [HUO 04].

Parmi les différents types de caractérisations, on trouve le Contrôle Non Destructif (*CND*), qui est un ensemble de méthodes qui permet de caractériser l'état d'intégrité de structures industrielles, sans les dégrader, soit au cours de la production (les pièces qui sortent des fonderies ne sont jamais exemptes de défaut par exemple), soit en cours d'utilisation (apparition de défaut). Ces méthodes sont très utilisées en règle générale dans tous les secteurs produisant des pièces à coût de production élevé en quantité faible (nucléaire, pétrochimique, aéronautique...), ou bien des pièces dont la fiabilité de fonctionnement est critique (BTP, nucléaire, canalisation de gaz...).

L'examen visuel est le premier de ces procédés, le plus simple et le plus général puisque c'est aussi le point final de la majorité de ces procédés non destructifs (réalisé en fin de fabrication). Il peut constituer un contrôle suffisant pour la détection des défauts débouchant en surface (taches de différentes natures par exemple). Toutefois, ce type d'examen présente des limitations de différentes natures, d'où la nécessité de méthodes de CND qui permettent d'améliorer et d'affiner les contrôles.

En fait, il existe de nombreuses méthodes CND, on note le ressuage, la radiographie, les ultrasons, la thermographie, la magnétoscopie,… et aussi les techniques micro-ondes. Le traitement des données peut être dans certains cas relativement simple.

Quelle que soit la méthode adoptée, on peut la représenter suivant le synoptique de la figure I.1 :

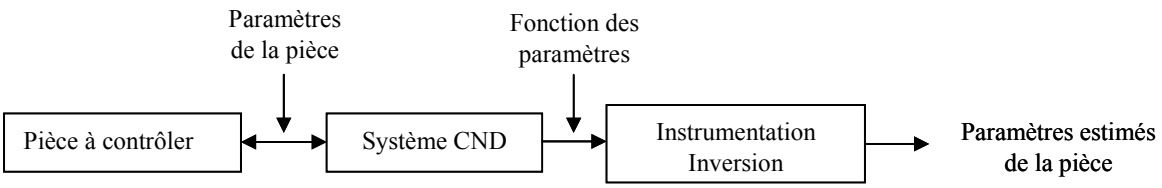


Figure I.1 : Synoptique d'un Contrôle Non Destructif

Au sein du groupe MITEC, nous nous intéressons depuis quelques années aux techniques micro-ondes appliquées au *CND* [GLA 01, MAA 05_b, BEN 08, HAD 09].

L'objectif est en particulier la détection et la caractérisation, par des techniques micro-ondes, de défauts enfouis dans des matériaux diélectriques [MAA 06], ainsi que des fissures débouchant en surface [BEN 07_a]. Dans ce chapitre nous présentons dans un premier temps quelques techniques micro-ondes et millimétriques utilisées généralement dans la caractérisation des matériaux.

Dans un second temps, nous décrivons les principaux systèmes permettant des mesures en CND par des techniques micro-ondes. En particulier, nous nous intéressons à l'exploitation de la technique dite six-port pour ce type d'applications.

I.2. TECHNIQUES DE CARACTERISATION MICRO-ONDES

I.2.1. Introduction

Depuis l'avènement de l'analyseur de réseaux dans les années 70, on observe une multiplication des techniques de caractérisation par micro-ondes notamment pour la caractérisation de matériaux nouveaux [GAN 95] ou pour apporter des solutions là où les autres méthodes de caractérisation ne se sont pas révélées efficaces pour résoudre un problème particulier. En effet, du fait de la sensibilité des micro-ondes à un grand nombre de grandeurs physiques ou chimiques, on montre que les méthodes de caractérisation de matériaux en hyperfréquences sont de bonnes candidates pour une large palette d'applications industrielles [WOO 93]. Dans cette partie nous nous proposons de décrire rapidement les principales méthodes de caractérisation hyperfréquences utilisées, en présentant leur mise en œuvre, leurs avantages et inconvénients ainsi qu'un aperçu des applications envisageables.

I.2.2. Méthode en cavité

La méthode de la cavité résonnante fait partie des techniques de mesure les plus anciennes pour la détermination de la permittivité. Une cavité résonnante peut avoir une forme géométrique quelconque, les plus classiques sont les cavités métalliques rectangulaires ou cylindriques. Le principe de fonctionnement repose en général sur la méthode des perturbations [MEN 95], d'où sa grande sensibilité pour la mesure de la permittivité ε_r ou de la perméabilité μ_r des matériaux de faibles pertes.

La figure I. 2 représente le schéma d'un résonateur de Fabry-Perot très utilisé pour la mesure de matériaux fins à faibles pertes [BAK 95].

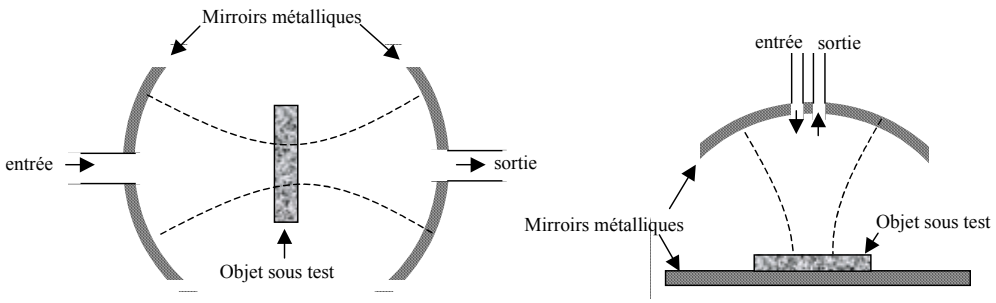


Figure I. 2 :Cavité Fabry-Perot

Les principales sources d'erreur de mesure de ces techniques viennent de la difficulté d'usinage de l'échantillon, ainsi que de la présence d'une lame d'air entre le matériau et les parois métalliques de la cavité. Le handicap majeur vient du caractère monofréquence de la mesure, en effet celle-ci s'effectue uniquement à la fréquence de résonance de la cavité.

I.2.3. Méthode en propagation guidée

Comparées à des méthodes en cavité résonnante, les méthodes guidées permettent des mesures plus large bande. Ce sont des techniques largement utilisées pour la caractérisation des matériaux, notamment pour les matériaux fortement dispersifs.

Pouvant être destructives ou non, leur principe général consiste à placer l'échantillon à caractériser à l'intérieur du guide d'onde rectangulaire ou dans une ligne de transmission coaxiale. La mesure des paramètres S de la cellule, permet de déterminer les propriétés électromagnétiques de l'échantillon.

L'inconvénient de cette méthode est qu'il faut, en général, usiner le matériau à analyser de manière à ce qu'il puisse être parfaitement inséré en assurant un très bon contact avec les parois métalliques du guide ou de la ligne. Comme nous l'avons signalé on distingue la cellule de mesure en guide d'onde rectangulaire et la cellule en ligne de transmission coaxiale.

a) Cellule en guide d'onde rectangulaire

Cette technique figure parmi les techniques les plus utilisées [BAK 90]. Le matériau à caractériser est placé à l'intérieur du guide de façon à remplir complètement sa section, dans ce cas on veillera à ne pas laisser des lames d'air entre le matériau et les parois du guide.

Notons qu'il existe des dispositifs de mesure en guide fendu comme illustré dans l'exemple de la figure I. 3, utilisé pour la caractérisation de matériaux fin [YOR 90, GLA 99]. L'inconvénient de cette méthode est que la mesure ne peut s'effectuer que dans la bande passante du guide.

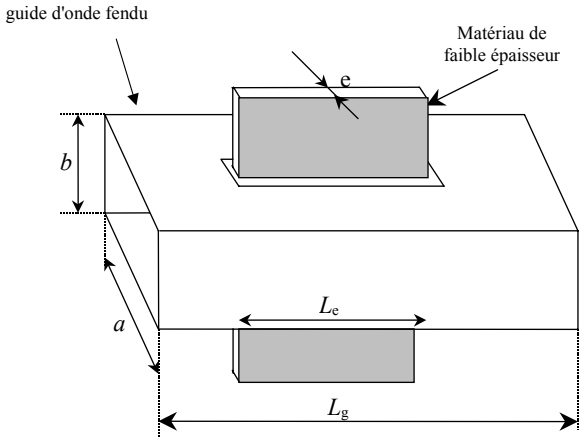


Figure I. 3 : Mesure en guide d'onde fendu

b) cellule en ligne de transmission coaxiale

La figure I. 4 montre un schéma en coupe d'une structure de mesure basée sur l'utilisation d'une ligne coaxiale en réflexion terminée par un court-circuit (méthode de Von Hippel) ou par un circuit ouvert (méthode de Bussey) [BUS 80] (figure. I. 4.a) ou encore en transmission (figure. I. 4.b) [HP 85].

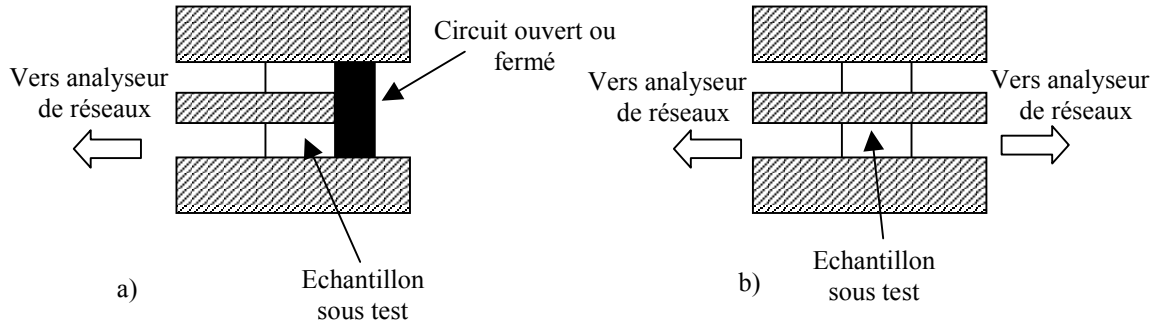


Figure I. 4 : Mesures en ligne de transmission [BOU 97]

Le problème avec les mesures en structures coaxiales est leur grande sensibilité aux gaps d'air induisant des erreurs de mesure importantes. En contre partie, il est possible de faire des mesures sur de larges gammes de fréquences (jusqu'à 40 GHz).

Ces techniques ont fait l'objet de sujet de recherche au sein de l'IEMN [BOU 97, GLA 99].

I.2.4. Méthode en sondes

Ces méthodes sont les plus utilisées dés lors que l'échantillon à caractériser n'est pas de nature solide (liquide, poudre). Elles répondent particulièrement bien aux besoins exprimés par les applications biomédicales et agroalimentaires [ATH 82]. Elles peuvent êtres effectuées à distance, dans le cas de mesures en défilement, ou directement en contact avec le matériau.

Dans ce dernier cas, cette technique nécessite une bonne planéité de la surface de l'échantillon pour garantir un bon contact. Pour les mesures en défilement, on utilise un modèle prenant en compte la distance entre le matériau et la sonde [BAK 94].

On distingue deux types de sonde de mesure : la sonde en ligne coaxiale ouverte et la sonde de type guide d'onde ouvert. Il est possible d'effectuer des mesures en transmission en mettant le matériau à caractériser entre deux sondes ou bien en réflexion en remplaçant une sonde par un plan de référence court-circuit ou circuit ouvert.

La figure I. 5 présente un exemple de mesure en réflexion utilisant une sonde coaxiale.

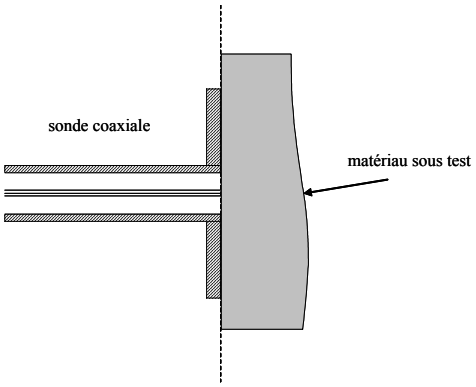


Figure I. 5 : Mesure en réflexion à l'aide d'une sonde coaxiale.

I.2.5. Méthode en espace libre

La mesure en espace libre est la méthode la mieux adaptée au contrôle non destructif de matériaux en milieu industriel. Il existe deux types de mesures : les mesures en transmission, dites bistatiques, et les mesures en réflexion, dites monostatiques.

Les mesures bistatiques sont préférentiellement utilisées lorsque les deux cotés du matériau sous test sont accessibles (figure I. 6).

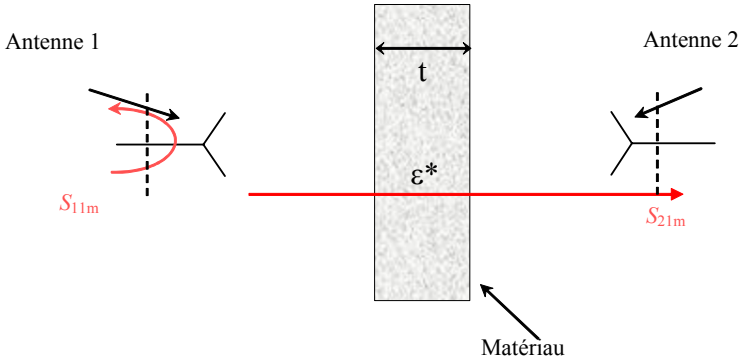


Figure I. 6 : Principe de la mesure bistatique

Dans ce cas il est nécessaire de disposer d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice. Ces antennes peuvent être de type cornet, patch ou guide d'onde ouvert. En fait, le type d'antenne utilisé dépend de l'application considérée, de la fréquence de travail, de la résolution spatiale désirée ou encore de la distance entre l'antenne et l'objet sous test (cas de la mesure en champ proche ou en champ lointain). Dans le cas monostatique une seule des faces du matériau est accessible. Dans ce cas une seule antenne sert à la fois d'émetteur et de récepteur (figure I. 7).

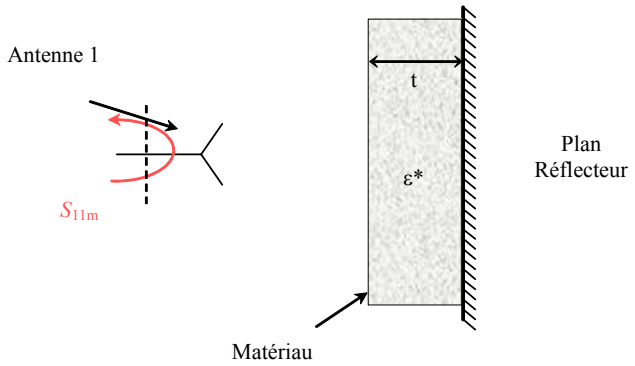


Figure I. 7 : Principe de la mesure monostatique

Notons que l'antenne n'est pas systématiquement perpendiculaire à l'objet ou au plan de mesure, il peut exister un angle de visée. Aussi, il existe des méthodes de mesure passives comme la radiométrie où le rayonnement thermique naturel de l'objet dans la gamme des micro-ondes est capté par l'antenne [MAR 02].

En règle générale, on préfère travailler en champ lointain afin de pouvoir inverser facilement les équations permettant de remonter aux caractéristiques diélectriques des matériaux (homogènes, hétérogènes, isotropes, anisotropes) à partir des paramètres S relevés [GOD 90]. La surface des échantillons à caractériser doit être relativement grande afin d'éviter les effets de bords, sinon il faudra avoir recours à des antennes focalisées en plaçant une lentille à la sortie du guide par exemple.

Contrairement aux mesures en guide, pour lesquelles les trop petites dimensions de l'échantillon à caractériser deviennent problématiques aux hautes fréquences, la mesure en espace libre est particulièrement adaptée aux tests dans ces bandes de fréquences.

I.2.6. La microscopie micro-ondes champ proche

La microscopie micro-ondes champ proche est mise en place depuis de nombreuses années par diverses activités de groupes recherche et industriels. En principe, E. M. Synge devrait probablement être crédité comme étant le fondateur intellectuel de la microscopie micro-ondes champ proche, en s'appuyant sur ses travaux en 1928 [SYN 28]. Toutefois, des mesures à haute résolution et plus quantitatives ont été effectuées par la communauté de résonance ferromagnétique [FRA 59, FRA 60, SOO 62]. Les principaux avantages de la microscopie champ proche sont: la résolution spatiale supérieure et la sensibilité aux propriétés électromagnétiques des matériaux scannés. Les limites de cette résolution ne sont plus fixées par la longueur d'onde des signaux micro-ondes, mais par la géométrie de la sonde du microscope. La figure I.8 montre quelques sondes utilisées dans le domaine de la microscopie micro-ondes [ANL 01].

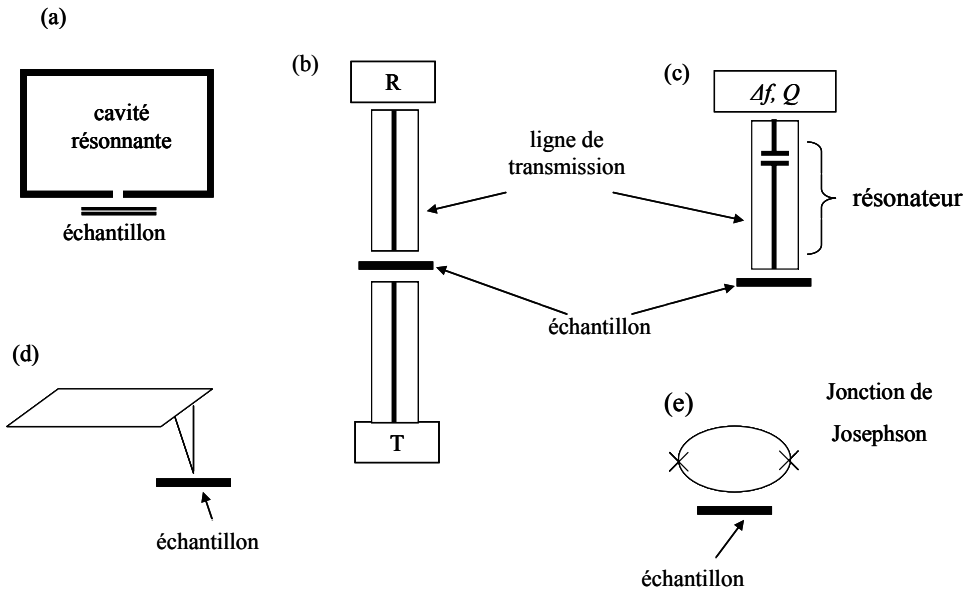


Figure I. 8 : Différentes techniques de microscopie champs proche

En règle générale, il existe deux modes pour la microscopie micro-ondes champ proche, un mode résonant (figure I. 8 (a) et (c)) et un mode non résonant (figure I. 8 (b), (d) et (e)). La figure I. 8 (a) montre une cavité résonnante, qui est reliée à un échantillon par un mode évanescent par un petit trou (l'ouverture) sur le mur de la cavité. L'onde évanescente est localement appliquée à l'échantillon, la perturbation de la cavité due à la présence de l'échantillon est mesurée par les changements de fréquence de résonance et de facteur de qualité Q de la cavité. La résolution spatiale de cette méthode est déterminée par la taille de l'ouverture et la distance qui sépare l'échantillon de la cavité qui peut être beaucoup plus petite que la longueur d'onde.

Le même principe est utilisé dans la figure I. 8 (c), qui présente une section de ligne de transmission coaxiale ou un résonateur, découplé du reste du micro circuit par un condensateur (ou inductance). Les échantillons sont placés très près du bout du câble coaxial (la sonde), pour perturber le résonateur. Dans ce cas, la résolution est déterminée par la plus grande des deux dimensions: le diamètre du conducteur intérieur de la sonde, et la distance entre la sonde et l'échantillon. Dans ce cas, le type de l'interaction sonde / échantillon peut varier selon la grandeur désirée. Par exemple, pour l'imagerie micro-ondes de la perméabilité magnétique [LEE 00] il est plus judicieux d'utiliser une sonde en boucle, afin de renforcer son couplage magnétique avec l'échantillon sous test.

La figure I. 8 (b) présente une configuration voisine de celle donnée en figure I.8 (c), dans laquelle il n'existe pas de résonateur. Les signaux micro-ondes sont envoyés à l'échantillon et peuvent être mesurés après réflexion ou transmission par l'échantillon [LEE 03]. La figure I. 8 (e) montre un mode de scanne de type SQUID [BLA 95], qui utilise un Superconducting Quantum Interference Device comme détecteur passif du champ magnétique local. Un tel microscope fonctionne normalement dans une étroite bande de fréquences de l'ordre de quelques centaines de kilohertz. Des efforts visant à rendre les microscopes SQUID large bande sont en cours [KIR 99]. Enfin, la figure I. 8 (d) illustre la possibilité d'obtention d'une très haute résolution spatiale grâce à la microscopie à balayage qui utilise des sondes très fines (par exemple, STM, AFM, etc.) Dans ce type de microscopes le couplage entre la pointe et l'échantillon est contrôlé [IMT 03].

I.2.7. Domaines d'applications des techniques micro-ondes

Les domaines d'applications des techniques de CND ne cessent de s'élargir [ZOU 95, LAS 00_a, LAS 00_b, LAS 00_c]. Nous en proposons un résumé dans le tableau I.1.

Type de caractérisations Micro-ondes	Exemples de secteurs d'applications
Mesure d'humidité [LAS 00_c]	Agroalimentaire, bâtiment, textiles…
Mesures d'épaisseur de matériaux monocouche et multicouches [GLA 06]	Plastique, céramique
Caractérisation de matériaux homogènes, composites, et de composition de mélanges [SHI 03]	Chimie
Détection et évaluation de la porosité de matériaux [MAA 06, BEN 07_b]	Géologie, bâtiment
Analyse radiométrique du bruit thermique [BAR 81]	Biomédical
Débimétrie polyphasique, séparation des différentes phases d'un liquide [LIE 05]	Pétrochimie
Imagerie active et passive [MAA 05_c]	Domaine militaire
Mesure de permittivité local, et imagerie [BEN 08, TAB 99]	Microélectronique

Tableau I.1 : Domaines d'applications des techniques de CND micro-ondes

Notons que les hyperfréquences peuvent aussi entrer dans d'autres procédés de caractérisation, comme la thermographie infrarouge où les micro-ondes sont utilisées comme source de chaleur [BLA 98].

I.2.8. Avantages des techniques micro-ondes

Les techniques de caractérisation micro-ondes permettent d'effectuer des mesures sans contact, non invasive et non destructive. Elles permettent aussi de remonter à des informations relatives au cœur des matériaux diélectriques sous test. Ce sont des mesures qui peuvent être effectuées dans des milieux hostiles (haute et basse température, humidité, poussière...). Aussi, ce sont des méthodes sans danger pour l'utilisateur compte tenu des puissances utilisées (quelques mW).

Les systèmes sont faibles coûts comparativement à d'autres techniques de CND, des efforts sont réalisés pour les rendre plus transportables, et le traitement des données peut être dans certains cas relativement simple.

I.2.9. Inconvénients des techniques micro-ondes

Ce type de caractérisation est sujet aux problèmes de diffraction de l'onde électromagnétique sur le bord des matériaux du fait qu'il n'est pas possible d'émettre un pinceau d'onde électromagnétique comparable, en optique, au faisceau laser.

Les systèmes de mesure micro-ondes ne sont pas universels mais dédiés à un type d'applications données. Ceci va par conséquent conditionner le choix des antennes, de la fréquence de travail et de la puissance.

La résolution du problème inverse n'est pas triviale compte tenu de la complexité des mécanismes d'interaction ondes/matériaux influencés en particulier par l'état de surface, la non linéarité de la réponse en permittivité, la géométrie de l'objet (effets de bords...).

Ajoutons qu'il est nécessaire de calibrer les systèmes hyperfréquences avant leur utilisation.

I.2.10. Conclusion

Nous avons donné dans cette partie du manuscrit un panorama des principales méthodes de caractérisation et de CND micro-ondes. On remarque, d'une manière générale, une certaine flexibilité dans la mise en œuvre des dispositifs de CND. Ceci permet une adaptation relativement aisée à l'application visée.

Ce type de caractérisation est généralement réalisé au travers de la mesure des propriétés de réflexion ou/et de transmission du matériau sous investigation à l'aide d'un analyseur de réseaux commercial. Cependant, ce type d'appareillage s'avère surdimensionné en terme de poids, de taille et de coût pour un usage hors laboratoire. Le développement de systèmes de mesure de paramètres S conformés aux exigences du milieu industriel permettrait d'envisager de manière plus réaliste des applications de contrôle et d'évaluation non destructive hyperfréquence en milieu extérieur.

Ainsi, dans la suite nous présentons une instrumentation adaptée à des mesures hors laboratoire qui s'appuie sur la technique six-port.

I.3 SYSTEMES DE MESURE MICRO-ONDES

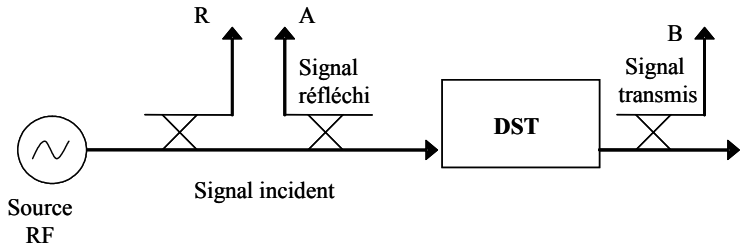
I.3.1 Introduction

Avant d'aborder la description des solutions que nous apportons en réponse au besoin de caractérisation micro-ondes compatible avec une vision de mise en œuvre hors laboratoire, nous rappelons les principaux systèmes permettant la mesure des paramètres S. Nous nous intéressons dans un premier temps, au système le plus couramment utilisé dans la caractérisation par micro-ondes, l'analyseur de réseaux vectoriel.

I.3.2 Systèmes Conventionnels

Le principal appareil de mesure en hyperfréquence est l'analyseur de réseaux automatique [HP 85]. Il sert à déterminer les paramètres S d'un dipôle ou d'un quadripôle actifs ou passifs (il est également possible en multipliant les mesures et dans des conditions particulières de caractériser des multipôles). Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux : les scalaires qui ne mesurent que le module des paramètres S et les vectoriels qui mesurent le module et la phase. Ils permettent d'effectuer des mesures sur une large gamme de fréquences (de quelques MHz à plusieurs centaines de GHz pour les plus performants). Notons qu'à l'IEMN, la centrale de caractérisation est équipée pour faire des mesures du continu jusqu'à 340 GHz.

Il est nécessaire pour pouvoir calculer les paramètres S de connaître les signaux réfléchis et transmis mais aussi le signal incident. La figure I. 9 montre un schéma simplifié du prélèvement des signaux.



DST : Dispositif Sous Test

Figure I. 9 : Schéma de base de la mesure des différents signaux.

Le signal émis par une source RF est divisé en deux (en général à l'aide d'un diviseur Wilkinson). La partie prélevée servira de référence (R). L'autre partie attaque le DST (Dispositif Sous Test). Une partie est réfléchie et l'autre est transmise (en supposant que le quadripôle est sans pertes) au travers du DST.

Ainsi, a l'aide de coupleurs, nous dérivons une portion des signaux (A et B) qui nous permettent de calculer les paramètres S du DST par les formules suivantes :

$$S_{11} = \frac{A}{R} \qquad (I.1)$$

$$S_{21} = \frac{B}{R} \qquad (I.2)$$

Pour obtenir les deux autres paramètres (S_{12} et S_{22}), on «retourne» le DST. L'ensemble du travail effectué par l'analyseur est représenté sur le schéma suivant (figure I. 10) :

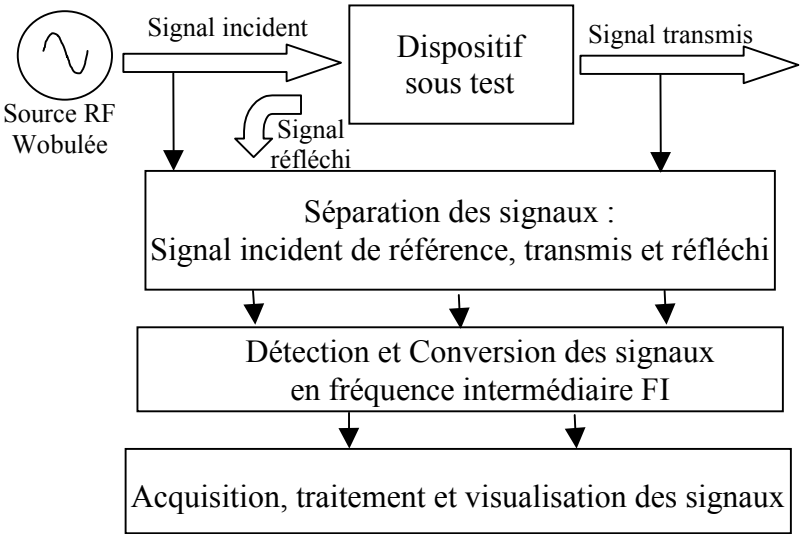


Figure I. 10: Schéma de principe d'un analyseur de réseaux automatique

En pratique, les mesures effectuées contiennent un certains nombres d'erreurs dues à l'imperfection des composants qui constituent l'analyseur. On peut citer parmi ces erreurs la directivité, la diaphonie, les désadaptations de la source et des ports de mesure et les réponses fréquentielles des détecteurs.

Pour corriger ces erreurs, il existe une étape de calibrage dite vectorielle. Ce calibrage va permettre de déterminer toutes les erreurs présentent lors d'une mesure. Son principe est d'obtenir un système d'équations exprimant les paramètres S vrais en fonction des paramètres S mesurés. Par exemple, l'influence des erreurs dans le cas de mesure en réflexion (calibrage «one-port») est résumée sur le diagramme de fluence de la figure I.11.

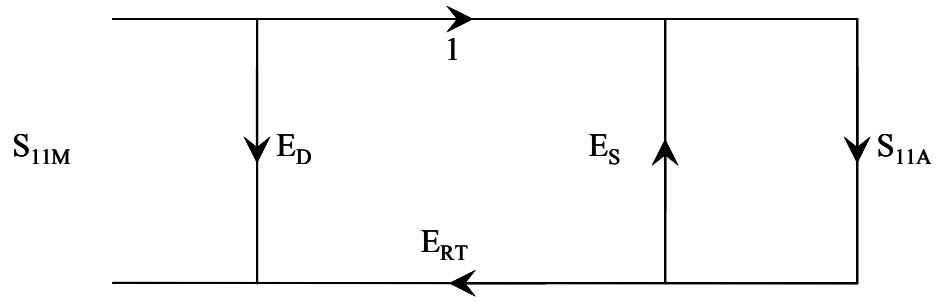


Figure I. 11 : Diagramme de fluence de l'influence des erreurs sur la mesure de S_{11}

La résolution de ce diagramme donne :

$$S_{11M} = E_D + E_{RT}\left(\frac{S_{11A}}{1 - E_S S_{11A}}\right) \qquad (I.3)$$

Avec S_{11M} = S_{11} mesuré;

S_{11A} = S_{11} du DST;

E_D = erreur liée à la directivité du coupleur;

E_S = erreur liée à la source;

E_{RT} = erreur liée à la réponse fréquentielle.

L'équation obtenue lie le S_{11} vrai (S_{11A}) au S_{11} mesuré (S_{11M}) grâce à trois paramètres inconnus (E_D, E_S, E_{RT}). Pour pouvoir déterminer ces trois valeurs d'erreur, il faut effectuer trois mesures (en général un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée). Finalement, on obtient un système de trois équations à trois inconnues. Dans le cas du calibrage «full-2-port», il n'y a plus trois mais douze inconnues à déterminer, il faut donc réaliser douze mesures lors du calibrage.

Notons que le traitement des signaux se fait à des fréquences intermédiaires FI qui sont en général beaucoup plus basses (≤ 1Mhz) que la fréquence de travail. Ces dispositifs mettent donc en œuvre des circuits à base de mélangeurs. L'analyseur de réseaux vectoriel est un

appareil performant, mais complexe de par son architecture (figure I. 10) et de ce fait très coûteux. Il s'avère donc peu adapté aux exigences industrielles [LAS 92, LAS 95].

Nous avons donné ici très succinctement le principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux vectoriel commercial. Dans la suite du document nous présentons des alternatives basées sur la technique six-port qui font l'objet de nos travaux au sein du groupe MITEC.

I.3.3 Systèmes basés sur la technique six-port

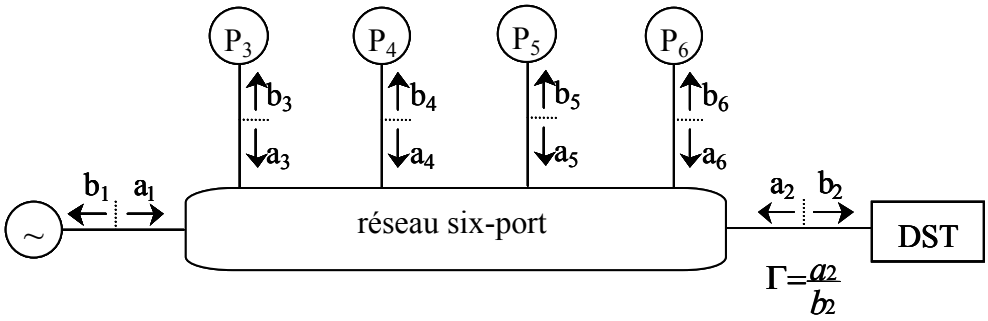
I.3.3.1 Introduction

La technique six-port est une méthode d'analyse de réseaux permettant la mesure d'impédances complexes. S'agissant de la mesure d'un coefficient de réflexion, on parle de réflectomètre six-port (SPR en anglais pour Six-Port Reflectometer). Inventé par Glenn F. Engen et Cletus A. Hoer dans les années 70 [ENG 77_a, ENG 77_b, HOE 77], c'est un dispositif qui comme son nom l'indique présente six accès. L'accès 1 est connecté à un générateur hyperfréquence et l'accès 2 est connecté à la charge à mesurer. Les autres accès 3, 4, 5 et 6 sont reliés à des détecteurs de puissance.

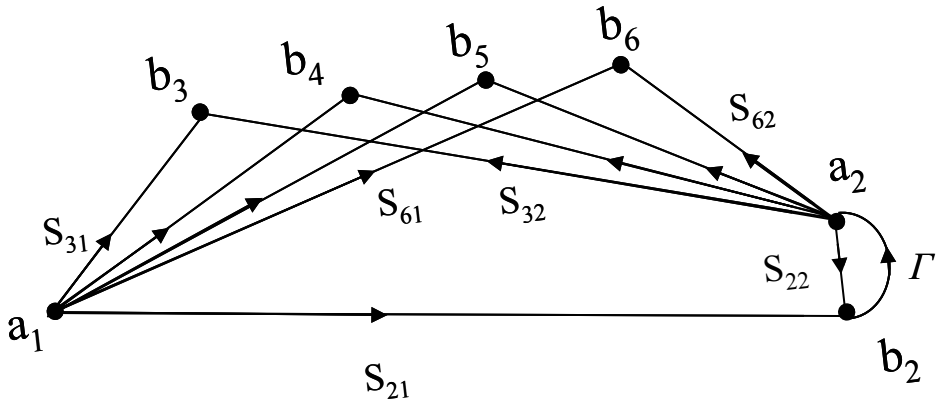
Le développement de ces dispositifs a été rendu possible par le développement de systèmes informatiques à bas coût, qui sont indispensables pour les calculs assez complexes nécessaires pour trouver les constantes de calibrage du six-port et pour effectuer le calcul du coefficient de réflexion à partir des mesures de puissance.

I.3.3.2 Principe du réflectomètre six-port

Le réflectomètre six-port [ENG 77_a] est un dispositif reposant uniquement sur des mesures de puissances suivi d'un traitement mathématique des données pour accéder à la mesure vectorielle de coefficients de réflexion. Son schéma de principe est illustré au travers du graphe donné en figure I.12.a. Le diagramme de fluence simplifié correspondant est donné en figure I.12.b [SOM 82].



(a)



(b)

Figure I.12 : (a) Synoptique du réflectomètre six-port.
(b) Graphe de fluence simplifié.

Le signal hyperfréquence de référence alimente le réseau six-port par la voie 1. Le dispositif sous test (DST) dont nous cherchons à déterminer le coefficient de réflexion Γ est relié à la voie 2. Les quatre voies restantes sont connectées à des détecteurs de puissance, D_3 à D_6, qui mesurent chacun une superposition linéaire des ondes a_2 et b_2. Après un calibrage du dispositif avec des charges entièrement ou partiellement connues, il est possible de remonter à la valeur du coefficient Γ à partir des quatre puissances mesurées P_3 à P_6.

Les équations du réflectomètre six-port qui permettent de remonter au coefficient de réflexion Γ, sont définies par les ondes incidentes a_i et émergentes b_i (i = 1,..,6) qui sont couplées aux paramètres S du réseau six-port par les six équations suivantes :

$$b_i = \sum_{j=1}^{6} S_{ij} a_j \qquad \text{pour i = 1,..,6} \qquad (I.4)$$

De plus, comme les ports 3 à 6 sont connectés « en permanence » aux détecteurs D_3 à D_6, on ajoute quatre contraintes supplémentaires dont les équations sont données par :

$$a_i = b_i \Gamma_i \qquad (I.5)$$

où Γ_i représente le facteur de réflexion du détecteur connecté au port i (i = 3,…,6).

Les équations *(I.4)* et *(I.5)* représentent dix relations linéaires entre les douze variables a_i et b_i (i = 1,…,6). Il est alors possible d'exprimer dix parmi douze de ces variables comme des combinaisons linéaires en fonction des deux variables restantes. En particulier, les ondes arrivant sur les détecteurs peuvent être exprimées par :

$$b_i = A_i a_2 + B_i b_2 \qquad \text{pour i = 3,..,6} \qquad (I.6)$$

Ce sont ces quantités complexes A_i et B_i qui déterminent principalement les caractéristiques du réflectomètre six-port.

Les détecteurs D_i (i = 3,…,6) considérés comme parfaitement adaptés (a_i = 0), les puissances mesurées au niveau du réseau six-port s'écrivent:

$$P_i = |b_i|^2 = |A_i a_2 + B_i b_2|^2 \qquad \text{pour i = 3,..,6} \qquad (I.7)$$

Souvent, les réflectomètres six-port sont conçus de telles sortes que l'un des détecteurs, appelé détecteur de référence, dépend uniquement de l'onde b_2 incidente sur la charge.

En introduisant le facteur de réflexion à mesurer, $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$, le système d'équations précédent devient :

$$P_i = |A_i|^2 |b_2|^2 \left| \Gamma + \frac{B_i}{A_i} \right|^2 \qquad \text{pour } i = 3,..,6 \qquad (I.8)$$

La puissance au niveau du détecteur de référence (en considérant D_3 comme détecteur de référence) peut s'écrire comme suit :

$$P_3 = |B_3|^2 |b_2|^2 \qquad (I.9)$$

En normalisant les puissances détectées aux accès 4, 5 et 6 par rapport à celle détectée à l'accès 3, les mesures deviennent indépendantes de la puissance délivrée par le générateur. On aboutit finalement au système d'équations suivant :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i |\Gamma - q_i|^2 \qquad \text{pour } i = 4,5,6 \qquad (I.10)$$

avec :

$$C_i = \left| \frac{A_i}{B_3} \right|^2 \qquad (I.11)$$

$$q_i = -\frac{B_i}{A_i} \qquad (I.12)$$

Graphiquement, chacune de ces équations représente un cercle dans le plan Γ, de centre q_i et de rayon $r_i = \sqrt{p_i / C_i}$, le rayon étant proportionnel à la racine carrée des puissances détectées. Chacun des cercles représente une multitude de valeurs pour Γ satisfaisant une équation particulière. La solution correspond à l'intersection commune des trois cercles (figure I.13). La zone grise (cercle unité) correspond à toutes les charges passives.

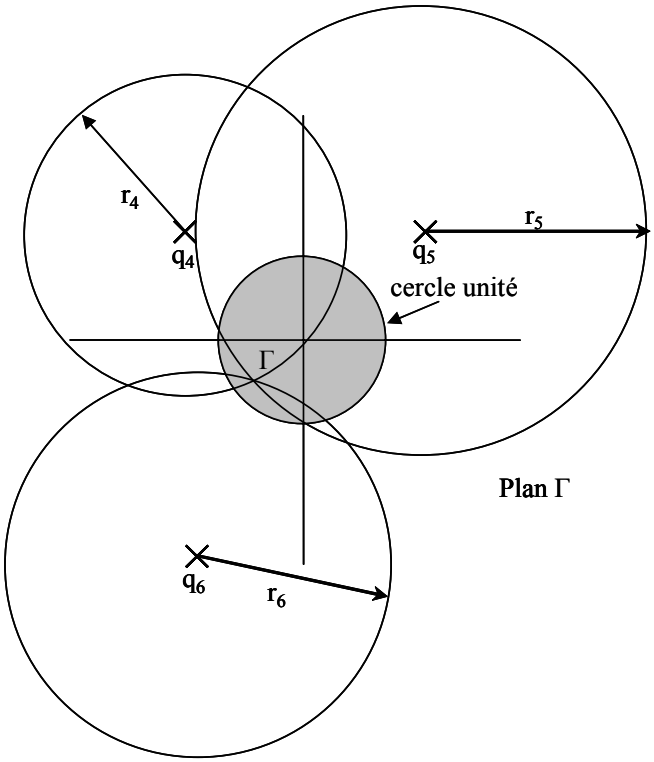


Figure I.13 : Solution graphique des équations du réflectomètre pour l'inconnue *Γ*.

Le reflectomètre est ainsi entièrement caractérisé par quatre quantités complexes (q_i) et trois facteurs d'échelle réels (C_i). Ces derniers paramètres sont appelés constantes de calibrage. Elles sont calculées lors de la procédure de calibrage, dans laquelle les réponses des détecteurs sont enregistrées pour un nombre de charges connues (étalons ou standards de calibrage) connectées à la place du DST.

I.3.3.3 Les différents types de Six-port et leurs applications

Il existe différentes implémentations du réflectométre six-port (SPR). On peut les classer en fonction de la technologie adoptée pour la réalisation. On trouve des SPR dits « classiques », basés sur une technologie de lignes plaquées (leur partie passive est généralement composée de coupleurs [ENG 77_b], ou bien d'anneaux à cinq branches [WIE 97], …). Ce sont des structures simples à réaliser, peu encombrantes, leur majeur défaut étant les limitations fréquentielles qui correspondent à celles des coupleurs. Afin d'augmenter la bande fréquentielle des SPR, des structures à base de guides d'onde ont été proposées [HOE 77, SOM 82, GRI 83, ABO 93]. Néanmoins ces solutions sont très encombrantes.

D'autres topologies basées sur la technologie de lignes plaquées ont été proposées. On peut citer les réflectomètres utilisant trois lignes couplées [DEE 83], les réflectomètres utilisant une jonction cinq-port [HAN 83] ou six-port [YEO 92, CHE 05], des réflectomètres à ligne échantillonnée [WIL 89], des dispositifs à base de coupleurs directifs modifiés [HUA 05]. Et enfin des réflectomètres réalisés sur des structures de propagation nommées *'Substrate Integrated Waveguide'* (SIW) [DES 01, XU 05, MOL 06].

Signalons qu'il existe d'autres types de SPR réalisés à partir d'éléments localisés ou semi localisés [RIB 83, WIE 97_a], ou entièrement intégrés [BIL 90, SOL 92].

La technique six-port a trouvé de nombreuses applications dans des domaines variés depuis son introduction dans les années 70. Parmi ces applications, on trouve en premier lieu la caractérisation de dipôles. Puis, les SPR ne mesurant que le coefficient de réflexion d'un DST [LAN 99, CAR 94, GLA 99, MAA 05] la communauté scientifique a travaillé au développement d'une deuxième catégorie de systèmes, basés sur la technique six-port, qui permet la mesure des paramètres S (réflexion et/ou de transmission) d'un quadripôle sous test au même titre que l'analyseur de réseaux commercial [HOE 77, HAD 07].

Durant la dernière décennie, les applications de la technique six-port, se sont diversifiées encore. Ainsi, le secteur des télécommunications mobiles est une cible d'applications potentielles. En 1994 J. Li décrit un nouveau concept de récepteur numérique à conversion directe dans lequel un réseau six-port remplace un démodulateur IQ classique comme détecteur de phase [LI 94_a, LI 94_b].

Les travaux de J. Li ont ouvert des perspectives de la technique six-port, notamment dans le domaine du RADAR (RAdio Detection And Ranging). Il propose un radar anti-collision dans le secteur de l'automobile [LI 94_c].

I.3.3.4 Six-port et quatre-port à l'IEMN

Au sein de l'IEMN, nous développons depuis une quinzaine d'années une activité basée sur le contrôle non destructif (CND) de matériaux par des techniques hyperfréquences utilisant des réflectomètres six-port [LAS 92, LAS 95, LAS 96]. Ainsi les travaux de recherche, initiés il y a quelques années, ont démontré grâce au développement d'outils matériels et logiciels que les hyperfréquences sont de bonnes candidates pour des caractérisations hors laboratoire répondant à des besoins dans des domaines aussi variés que l'agro-alimentaire, le bâtiment, le génie civil, le textile, le contrôle qualité et la microélectronique [LAS 00_b, LAS 00_c, GLA 00_a, GLA 00_b, MAA 03, MAA 04]. Les études menées se sont concrétisées par des réalisations de systèmes à base de six-port fonctionnant dans une bande de fréquence très étroite dans les gammes décimétrique [GLA 99], centimétrique et millimétrique [MAA 05, HAD 07], notamment pour des fonctionnement à 2.45, 10, 35 et 60 GHz en technologie micro-ruban. D'autres systèmes utilisant des réflectomètres quatre-port basés sur des diviseurs de Wilkinson permettant une amélioration de la bande passante ont été réalisés [HAD 07].

I.3.3.5 Conclusion

Depuis son introduction en 1977, le réflectomètre six-port a suscité l'intérêt de la communauté scientifique. La raison essentielle réside dans sa structure simple comprenant une source, un réseau passif à six accès et des détecteurs de puissance. Ainsi, les développements des moyens de calcul et de traitements des données, ont permis aux laboratoires de recherche académiques et industriels d'intégrer des systèmes à base de six-port dans plusieurs applications. En effet, ces derniers s'avèrent bien adaptés aux contraintes du monde industriel.

I.3.4 Conclusion

Nous avons fait un rappel des principaux systèmes permettant la mesure complexe des paramètres S. Nous avons également montré le principe de fonctionnement de deux systèmes et souligné l'intérêt de l'utilisation d'une structure de type six-port dans diffèrent domaines. En

effet, depuis une dizaine d'années, la technique six-port trouve de nombreuses applications dans des domaines variés tels que l'analyse de réseaux, les télécommunications, le radar ou la mesure load-pull.

I .4 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la majeur partie des méthodes micro-ondes pour la mesure et la caractérisation d'objets sous test. Ces méthodes entrent en grande partie dans une optique faible coût, ce qui en font de bonnes candidates pour des applications dédiées au CND en milieu industriel.

Dans une seconde partie, nous avons présenté quelques systèmes permettant un CND micro-onde et millimétrique, spécialement les systèmes à base de la technique six-port qui ont une vocation industrielle.

Ce type de systèmes devrait permettre le développement d'une instrumentation adaptée à des caractérisations hors laboratoire.

Néanmoins, le CND micro-ondes nécessite souvent un traitement numérique approprié des données selon l'information que l'on veut extraire des mesures (forme du défaut, composition du matériau…). Ces techniques sont aussi variées que les problèmes physiques posés car il faut à chaque fois formuler un modèle électromagnétique décrivant le plus parfaitement possible le phénomène observé.

L'établissement d'un modèle physique rigoureux n'est pas chose aisée car en général les équations se compliquent rapidement et ne prennent pas toujours en compte la totalité du phénomène observé. Ainsi, dans le chapitre suivant nous mettons en œuvre une instrumentation complète composée d'un système de mesure micro-ondes basé sur la technique six-port et d'un traitement de données basé sur les réseaux de neurones artificiels.

Bibliographie:

[ABO 93] S. Abouchahine, B. Huyart, E. Bergeault and L. Jallet “Millimetric network analyzer using a single six-port reflectometer” Electronics letters, vol. 29, pp. 256-258, February 1993

[ANL 01] S. M. Anlage, D. E. Steinhauer, B. J. Feenstra, C. P. Vlahacos, and F. C. Wellstood “Near-Field Microwave Microscopy of Materials Properties” Microwave Superconductivity, Kluwer Academic Publisher, Norwell, MA, 239-269, 2001.

[BAK 94] J. Baker-Jarvis, M. Janezic, P. Domich and R. Geyer "Analysis of an Open-Ended Coaxial Probe with Lift-Off for Nondestructive Testing" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. IM-43, n°5, pp 711-718, October 1994

[BAK 95] J. Baker-Jarvis, C. Jones, B. Riddle, M. Janezic, R. Geyer, J.H. Grosvenor Jr and C.M. Weil "Dielectric and Magnetic Measurements : A Survey of Nondestructive, Quasi-Nondestructive and Process-Control Techniques", Journal of Nondestructive Evaluation, vol. 7, n°2/3-pp 117-136, 1995.

[BAL 98] D. Balageas, P. Levesque “EMIR: a photothermal tool for electromagnetic phenomena characterization,” Revue générale de Thermique, vol. 37, n° 8, pp725-739, Sept. 1998.

[BAR 81] F. Bardati, G. Marrocco, P. Tognolatti "Time-Dependent Microwave Radiometry for the measurement of temperature in medical apllications" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.52 n°8, pp. 825-82, Aug. 1981.

[BEN 07_a] O. Benzaim, M. Maazi, K. Haddadi, D. Glay, and T. Lasri, “A Vector CodingTechnique using Evanescent Microwaves,” 3rd International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization & Imaging, ICONIC, St. Louis, Missouri, USA, pp 63 – 68, June 27-29, 2007.

[BEN 07_b] O. Benzaim, K. Haddadi, M. M. Wang, D. Glay, and T. Lasri, “Evaluation non destructive micro-onde à base de réseaux de neurones artificiels : application au génie civil” Colloque TELECOM 2007 & 5ièmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA 2007), Mars 2007, Fès, Maroc.

[BEN 08] O. Benzaim, K. Haddadi, M. M. Wang, M. Maazi, D. Glay, and T. Lasri, “Scanning near-field mm-wave microscope: application to a vector coding technique” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 57, N° 11, pp 2392 – 2397, November 2008.

[BIL 90] V. Bilik, V. Raffaj and J. Besek “A new extremely wideband lumped six-port reflectometer” Proceedings of the 20th European microwave conference, pp 1473-1478, Budapest (Hungary), 1990

[BLA 95] R. C. Black, F. C. Wellstood, E. Datsker, A. H. Miklich, D. T. Nemeth, D. Koelle, F. Ludwig, and J. Clarke “Microwave microscopy using a superconducting quantum interference device” Appl. Phys. Lett. 66, 99-101, 1995.

[BOU 97] A. Boughriet “Contribution à la caractérisation électromagnétique de matériaux en structures dipôles et quadripôle – Application aux tissus biologiques et aux polymères thermoplastiques” Thèse de Docteur de l’université, Lille, Avril 1997.

[BUS 80] H.E Bussey "Dielectric Measurements in a Shielded Open Circuit Coaxial Line" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. IM-29, pp 120-124, 1980

[CAR 94] M. Caron, C. Akyel and F. M. Ghannouchi “High power microwave impedance measurements system suitable for in-situ thermo-dielectric material characterization” IEEE MTT-S International microwave symposium Digest, vol. 1, pp 433-436, May 1994

[CHE 05] Y. Chen, J. J. Yao and S. P. Yeo “Improving Design of Symmetrical Six-Port Microstrip Coupler” Progress in Electromagnetics research symposium 2005, Hangzhou, China, August 2005

[DEE 83] N. El-Deeb “The calibration and performance of a microstrip reflectometer” IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 31, n° 7, pp 509-514, July 1983

[DES 01] D. Deslandes and K. Wu “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form” IEEE Microwave, wireless and components letters, vol. 11, no 2, pp 68-70, February 2001

[ENG 77_a] G. F. Engen “The six-port reflectometer : an alternative network analyzer” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1075-1079, December 1977

[ENG 77_b] G. F. Engen “An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1080-1083, December 1977

[FRA 59] Z. Frait “The use of high frequency modulation in studying ferromagnetic resonance,” Czeck. J. Phys. 9, 403-404, 1959.

[FRA 60] Z. Frait, V. Kambersky, Z. Malek, and M. Ondris “Local variations of uniaxial anisotropy in thin films” Czeck. J. Phys. B10, 616-617, 1960.

[GAN 95] S.I Ganchev, N. Qaddoumi, S.Bakhtiari R. Zoughi "Calibration and Measurement of a Dielectric Properties of Finite Thickness Composite Sheets With Open-Ended Coaxial Sensors" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. IM-44, n°6, pp 1023-1029, December 1995

[GLA 00_a] D. Glay, T. Lasri, A. Mamouni and Y. Leroy “A 35 GHz Vector system for Nondestructive applications” Review of progress in quantitative non-destructive evaluation, edited by D. O. Thompson and D. E. Chimenti, vol. 19, pp 579-585, 2000

[GLA 00_b] D. Glay, T. Lasri, A. Mamouni and Y. Leroy “Non destructive detection of defects in materials using microwaves” Conference on Subsurface sensing technologies and applications, San Diego (USA), August 2000

[GLA 01] D. Glay, T. Lasri, and A. Mamouni “Nondestructive Permittivity Profile Retrieval of Non-Planar Objects by Free Space Microwave Techniques”, Subsurface Sensing Technologies and Applications Vol. 2, No. 4,pp 391-409, October 2001

[GLA 02] D. Glay and T. Lasri, “Characterization of Surface Cracks in Metals by Microwave Techniques,” Nondestructive Characterization of Materials XI, pp 345-352, Springer, ISBN 3-540-4015-7, June 2002, Berlin, Germany.

[GLA 99] D. Glay “Conception et réalisation de systèmes micro-ondes destinés au contrôle non destructif de matériaux” Thèse de Docteur de l’université, Novembre 1999, Lille.

[GOD 90] D.K. Godgaonkar, V.V. Varadan, V.K. Varadan "Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 39, n°2, pp 387-394, April 1990.

[GRI 83] E. J. Griffin, G. J. Slack, and L. D. Hill “Broadband six-port reflectometer junction,” Electronics letters, vol. 19, pp 921-922, October 1983.

[HAD 07] K. Haddadi "Systèmes a base de six-port en gammes micro-onde et millimétrique et techniques de calibrage associées: application à l’analyse de réseaux, aux télécommunications et contrôle non destructif " Thèse de Docteur de l’université, Lille, Décembre 2007.

[HAN 83] E. R. B. Hansson and G. P. Riblet “An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a perfect directional coupler” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 31, n° 3, pp 284-288, March 1983.

[HOE 77] C. A. Hoer “A network analyzer incorporating two six-port reflectometers” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 987-993, December 1977

[HP 85] Hewlett-Packard,"Measuring the Dielectric Constant of Solids with the HP 8510 Network Analyser" Application note n° 8510-3, 1985.

[HUA 05] J. Huang, Q. Hao, J. She and Z. Feng “A six-port coupler with high directivity for VSWR measurement” Asia-Pacific microwave conference proceedings, vol. 4, December 2005.

[HUO 04] Y. Huo, Rajeev Bansal, and Q. Zhu “Modeling of Noninvasive Microwave Characterization of Breast Tumors”, IEEE Transaction on Biomedical Engineering, vol 51, n° 07,pp 1089-1094, July 2004.

[IMT 03] A.Imtiaz and S. M. Anlage “A novel STM-assisted microwave microscope with capacitance and loss imaging capability” Ultramicroscopy 94, 209-216, 2003.

[KIR 99] J. R. Kirtley, J. P. Wikswo “Scanning SQUID microscopy” Annu. Rev. Mater. Scik, vol 29, pp 117-148, 1999.

[LAS 00_a] T. Lasri "Contrôle et évaluation non destructifs par des techniques micro-ondes" Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences Physiques, Université de Lille, Janvier 2000.

[LAS 00_b] T. Lasri, D. Glay, L. Achraït, A. Mamouni and Y. Leroy “Microwave methods and systems for nondestructive control Subsurface” Sensing Technologies and Applications - An International Journal, vol. 1, n°1, pp 141-160, January 2000.

[LAS 00_c] T. Lasri, D. Glay, A. Mamouni and Y. Leroy "Development of microwave moisture measurement systems around microstrip complex correlators" Sensors Update, Wiley-VCH Verlag GmbH, vol. 7, Chapter 9, pp 233-248, Germany, 2000.

[LAS 92] T. Lasri "Conception et expérimentation d’un capteur micro-onde destiné à la mesure d’humidité" Thèse de Docteur de l’Université, Février 1992, Lille.

[LAS 95] T. Lasri, D. Glay, A. Mamouni and Y. Leroy "Sensor For In-Situ Dielectric Characterization Of Materials" OHD Biennial Colloquium Digest, vol. 13, Zaragoza, Spain1995.

[LAS 96] T. Lasri, D. Glay, A. Mamouni and Y. Leroy "A Microwave Sensor For Materials Characterization" Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM'96), Montreal-Quebec, August 1996.

[LEE 00] S. C. Lee, C. P. Vlahacos, B. J. Feenstra, A. Schwartz, D. E. Steinhauer, F. C. Wellstood, and S. M. Anlage “Magnetic Permeability Imaging of Metals with a Scanning Near-Field Microwave Microscope” Appl. Phys. Lett. 77, 4404-4406, 2000.

[LEE 03] Sheng-Chiang Lee and Steven M. Anlage “Spatially-Resolved Nonlinearity Measurements of YBa2Cu3O7-d Bicrystal Grain Boundary” Appl. Phys. Lett. 82, 1893-1895, 2003.

[LI 94_c] J. Li, R. G. Bosisio and K. Wu “A collision avoidance radar using six-port phase/frequency discriminator (SPFD)” IEEE MTT-S International microwave symposium digest, vol. 3, pp 1553-1556, May 1994.

[LIE 05] C.P. Lienemann “Analyse de métaux traces dans les produits pétroliers, état de l’art” Oil & Gas Science and Technology – Rev. IFP, Vol. 60, No. 6, pp. 951-965, 2005.

[MAA 03] M. Maazi, D. Glay, T. Lasri "Détection de défauts dans un matériau diélectrique par des techniques micro-ondes" Treizièmes journées nationales micro-ondes, Lille, mai 2003.

[MAA 04] M. Maazi, D. Glay, T. Lasri "Imagerie à 35 GHz de défauts au sein de matériaux diélectriques" 8èmes journées de caractérisation micro-ondes et matériaux, La Rochelle, avril 2004.

[MAA 05_a] M. Maazi “Conception et réalisation de systèmes en gamme millimétrique pour l’évaluation non destructive : applications à la restauration de profiles et d’images d’objets enfouies” Thèse de Docteur de l’université, Lille, Mars 2005.

[MAA 05_b] M. Maazi, D. Glay, T. Lasri “Millimeter wave nondestructive techniques and artificial neural networks for near-field characterization of embedded defects” Proc. of the 2nd International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging, (ICONIC 2005), Barcelona, Spain, pp. 329-334, june 8-10, 2005.

[MEN 95] B. Meng, J. Booske, R. Cooper, "Extended Cavity Perturbation Technique to Determine the Complex Permittivity of Dielectric Material" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, pp 2633-2636, November 1995.

[MOL 06] E. Moldovan, R. Bosisio and K. Wu “W-band multiport substrate integrated waveguide circuits” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, pp 625-631, 2006, February 2006.

[RIB 83] G. P. Riblet “Internally and externally matched lumped element symmetrical 5 ports” Proceedings on the 13th European Microwave Conference, pp 344-347, September 1983.

[HOL 00] R. D. Hollinger, K. A. Jose, A. Tellakula, V. V. Varadan, and V. K. Varadan “Microwave characterization of dielectric materials from 8 to 110 GHz using a free-space setup” Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 26, No. 2, pp 100-105, July 2000.

[SHI 03] S. Shi, J.Y. Hwang "Microwave-assisted wet chemical synthesis: advantages, significance, and steps to industrialization" Journal of Minerals & Materials Characterization & Engineering, Vol. 2, No.2, pp 101-110, 2003.

[MAR 02] F.S. Marzano, E. Fionda, P. Ciotti, A. Martellucci "Ground-Based Multifrequency Microwave Radiometry for Rainfall Remote Sensing" IEEE Transaction on Geoscience and remote sensing, vol. 40, n°4, pp 742-759, April 2002.

[SOL 92] M. N. Solomon, P. S. Weitzman, C. P. McClay and H. M. Cronson "A monolithic six-port module" IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 2, pp 334-336, August 1992.

[SOM 82] P. I. Somlo and J. D. Hunter "A six-port reflectometer and its complete characterization by convenient calibration procedures," IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 30, pp 186-192, February 1982.

[SOO 62] R. F. Soohoo,"A Microwave Magnetic Microscope" J. Appl. Phys. 33, 1276-1277, 1962.

[SYN 28] E. H. Synge "A suggested method for extending microscopic resolution into the ultra-microscopic region," Phil. Mag. C 6, 356-362, 1928.

[TAB 99] M. Tabib-Azar, P. S. Pathak, G. Ponchak, and S. LeClair, "Nondestructive Superresolution Imaging of Defects and Nonuniformities in Metals, Semiconductors, Dielectrics, composites, and Plants Using Evanescent Microwaves, " Review of Scientific Instruments, Vol 70, n° 6, pp 2783-2792, June 1999.

[WIE 97_a] F. Wiedman, B. Huyart, E. Bergeault and L. Jallet "New structure for a six-port reflectometer in monolithic microwave integrated-circuit technology " IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 46, n° 2, pp 527-530, April 1997.

[WIL 89] W. L. Williams "Computer-aided measurement of microwave circuit" Ph. D. dissertation, California Institute Technology, Pasadena, January, 1989.

[WOO 93] G. S. Woods, D.L. Maskell, MV Mahoney "A High Accuracy Microwave Ranging System for Industrial Applications" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 42, pp 812-816, August 1993.

[XU 05] X. Xu, R. Bosisio and K. Wu "A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology" IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, pp 2267-2273, July 2005.

[YEO 92] S. P. Yeo "Analysis of symmetrical six-port junction when configured as a six-port reflectometer" IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 41, n° 2, pp 193-197, July 1983.

[YOR 90] R.A. York, R.C. Compton "An Automated Method for Dielectric Constant Measurements of Microwaves Substrates" Microwave Journal, pp 115-121, March 1990.

[ZOU 95] R. Zoughi "Microwave and Millimeter Wave Nondestructive Testing: A Succint Introduction" Journal of Nondestructive Evaluation, vol. 7, n°2/3, pp 71-74, 1995.

Chapitre II

Application de la technique six-port à l'évaluation non destructive

II.1 INTRODUCTION

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, il existe un grand nombre d'applications de la technique six-port. Dans cette partie du manuscrit nous nous intéressons exclusivement à la caractérisation non destructive. Plus particulièrement nous abordons l'Evaluation Non Destructive (END) qui par rapport au CND a vocation à apporter une caractérisation plus quantitative que qualitative.

Ainsi dans ce chapitre, nous mettons en œuvre un SPR réalisé précédemment au sein du groupe par M. Maazi [MAA 05]. Ce SPR, opérant à la fréquence 35 GHz, est exploité dans un banc automatisé permettant ainsi d'effectuer des mesures en une ou deux dimensions du coefficient de réflexion S_{11} en espace libre.

La première étape de cette étude consiste à mettre en évidence la capacité de détection et de localisation des défauts par de tels dispositifs, tandis que la seconde étape concerne la mise en application de techniques d'inversion et de traitement de l'information afin de retrouver des paramètres telles que la forme, la profondeur, et les dimensions du défaut. En particulier nous montrons que la mise œuvre de techniques basées sur les Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) s'avère performante pour ce type d'applications.

II.2 APPLICATION DE LA TECHNIQUE SIX-PORT A L'EVALUATION NON DESTRUCTIVE (END)

II.2.1 Introduction

Parmi les méthodes de CND beaucoup détectent les défauts surfaciques ou débouchant en surface (criques, fissures, corrosion, revêtement, décollement, défauts de soudure...), mais aussi des défauts ou des fissures enfouis dans des matériaux diélectriques [STA 01]. La connaissance des profils des défauts s'avère être un paramètre clé pour la compréhension de la mécanique de rupture de matériaux causée par ce type de défauts [BOU 00]. Aussi, il existe une forte demande pour une caractérisation plus quantitative que qualitative des défauts.

Dans cette partie, nous présentons une méthode pour l'évaluation et la reconstruction de profils du coefficient de réflexion (S_{11}) à 35 GHz de défauts de petite taille (de l'ordre du millimètre) enfouis au sein d'un matériau diélectrique, en utilisant une méthode d'inversion basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA).

II.2.2 Principe de mesure

Le contexte général est l'évaluation non destructive par des techniques micro-ondes, et plus spécifiquement la caractérisation de fissures (de l'ordre du millimètre) enfouies dans des matériaux diélectriques plans à partir de la reconstruction de profils géométriques [MAA 04].

L'étude est basée sur la mesure, en espace libre, du coefficient de réflexion ($S_{11} = |S_{11}|.e^{j\phi S11}$) du matériau sous test. La figure II.1 donne un schéma général de la structure de mesure qui inclue le SPR à 35 GHz (SPR-35GHz). L'antenne constituée d'un tronçon de guide WR28 de 3.56×7.12 mm^2 de section, est placée à une distance d'environ 1 mm de l'échantillon afin de se placer dans des conditions de mesure en champ proche [GLA 99].

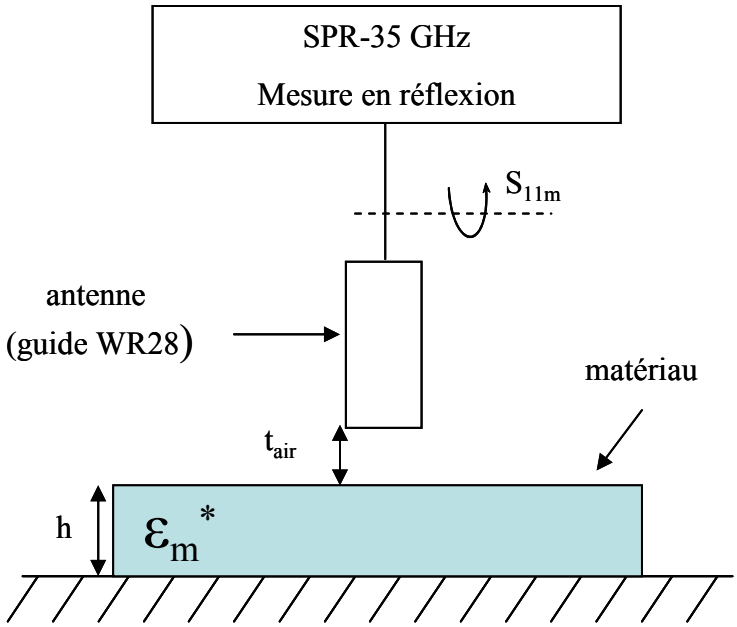


Figure II.1 : Schéma général de la configuration de mesure en espace libre

L'objectif étant la caractérisation de défauts (non visibles et non débouchant en surface) situés dans un matériau diélectrique, nous avons réalisé des structures de test pour satisfaire à de telles configurations. Celles-ci sont, en pratique, généralement constituées d'un assemblage de deux plaques du même matériau diélectrique. Une plaque comportant le défaut est recouverte par une autre exempte d'anomalie (couvercle), dont l'épaisseur simule en fait la profondeur d'enfouissement du défaut. L'ensemble repose systématiquement sur une semelle métallique. Les caractéristiques de chaque structure étudiée sont précisées par la suite.

II.2.3 Description du banc de mesure

Le banc de mesure est constitué du SPR-35GHz avec son antenne, d'un ordinateur et d'une table XY. En effet, l'échantillon est déplacé à l'aide d'une table XY qui permet un déplacement suivant une ou deux dimensions, l'acquisition des mesures et le pilotage de la table sont réalisés à l'aide d'un ordinateur dans lequel est exécuté un logiciel dédié. La figure II.2 donne un schéma du banc de mesure.

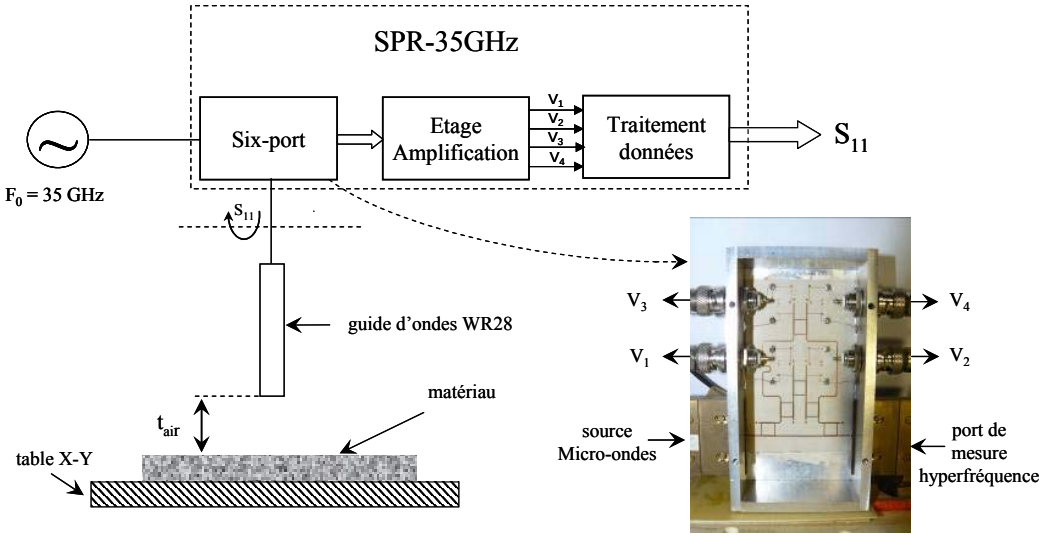


Figure II.2 : Schéma du banc de mesure du coefficient de réflexion à 35 GHz

Dans nos études nous avons opté pour le déplacement de l'échantillon plutôt que celui de l'antenne pour des considérations de simplicité de mise en œuvre. Afin de réduire au maximum les vibrations mécaniques de la table, le temps d'acquisition ainsi que le trajet de déplacement de l'échantillon sous test ont été optimisés. La figure II.3 donne le sens de déplacement de l'échantillon.

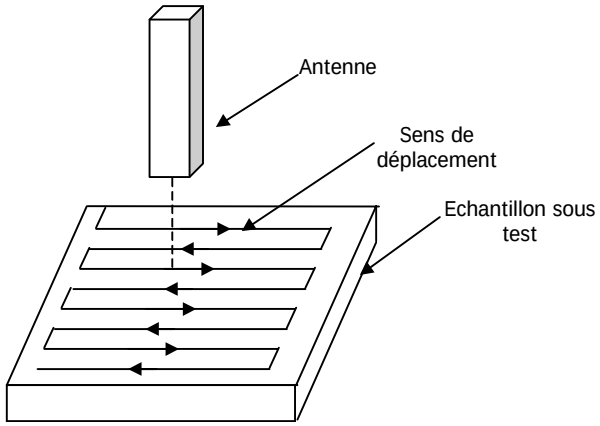


Figure II.3 : Schéma descriptif du sens de déplacement de l'échantillon sous test.

II.2.4 Le SPR-35GHz

II.2.4.1 Introduction

Dans cette partie nous rappelons brièvement, la topologie interne du SPR-35GHz réalisé au sein du groupe [MAA 05]. Ce SPR est basé sur une architecture permettant la mesure du rapport entre deux signaux complexes cohérents. Ce système dénommé corrélateur complexe six-port constitue la brique de base des dispositifs de mesure de paramètres S.

II.2.4.2 Le corrélateur complexe

Le dispositif réalisé au laboratoire (SPR-35GHz) est basé sur l'utilisation d'un corrélateur complexe de type « Six-Ports », qui permet d'extraire par corrélation de deux sources cohérentes a_1 et a_2, les parties réelle (I) et imaginaire (Q) relatives à leur produit de corrélation complexe (Figure II.4). Facilement réalisable en technologie microruban, le corrélateur complexe retenu, satisfaisant ainsi les relations données dans le chapitre I (Eq I.10), est composé des éléments suivants:

- Quatre coupleurs de type 'branchline' (Q)
- Quatre détecteurs quadratiques (P_i)
- Deux terminaisons 50 Ω
- Une ligne à retard 90°.

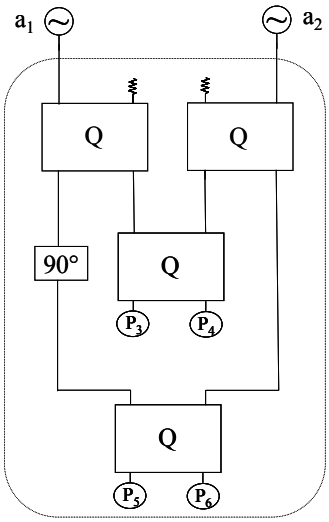


Figure II.4 : Structure du corrélateur complexe

II.2.4.3 Architecture du SPR

Il suffit d'ajouter au corrélateur complexe deux coupleurs supplémentaires de type branchline (Q) afin qu'une seule source branchée sur le port 1 alimente également le port 2 où est connecté le dispositif sous test (DST) de coefficient de réflexion S_{11}. Ainsi on obtient une structure très simple pour le SPR (figure II.5).

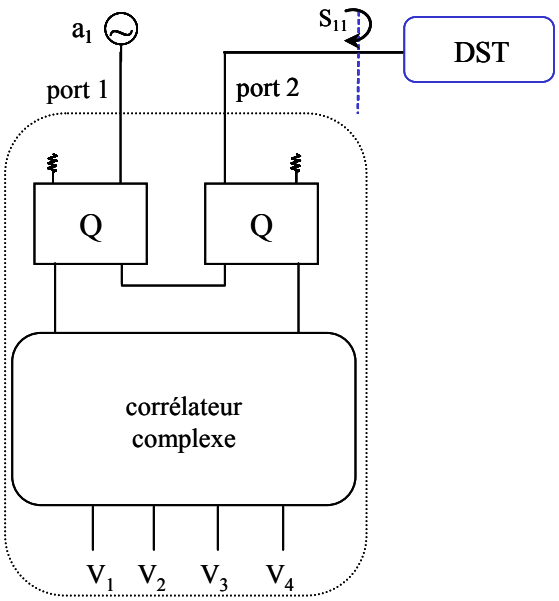


Figure II.5 : Principe du six-port à base de coupleurs branchline

De par leur structure très simple, ces dispositifs peuvent faire l'objet d'une intégration monolithique. Dans notre cas la réalisation du SPR-35GHz est faite sur un substrat hyperfréquence, le Duroïd RO3003 (Tableau II.1), offrant un bon compromis entre le coût et les performances.

Les principales caractéristiques du substrat données par le constructeur sont résumées dans le tableau ci-dessous :

F=35GHz	Duroïd Rogers 3003
Permittivité relative	3
Facteur de pertes	0.003
Hauteur du diélectrique	254µm
Epaisseur de métallisation	17.5µm

Tableau II.1 : Caractéristiques du substrat utilisé à 35 GHz (données constructeur)

II.2.4.4 Etalonnage et calibrage du SPR

Le bon fonctionnement du SPR-35GHz nécessite des étapes préalables d'étalonnage et de calibrage. Pour cela il a été utilisé une charge adaptée du commerce, dont le coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux HP 8510C donne environ –37dB à 35 GHz, ainsi qu'un piston de court circuit variable.

A partir du relevé à l'analyseur de réseaux vectoriel de la phase en fonction de la position du piston, 5 points de phase caractéristiques ont été déterminés. Ces données sont utilisées lors de l'étalonnage.

Les différentes positions du piston ainsi que les phases correspondantes relevées à l'analyseur de réseau HP 8510C sont reportées dans le tableau II.2.

	Phase de S_{11}	Position du piston
Position 1	177°	5.6 mm
Position 2	111.9°	6.6 mm
Position 3	43.2°	7.6 mm
Position 4	-25.8°	8.6 mm
Position 5	-93.25°	9.6 mm

Tableau II.2 : Caractéristiques en phase du coefficient de réflexion S_{11}, relevé à 35 GHz à l'analyseur de réseaux, du piston de court-circuit variable

Nous donnons en figure II.6 l'allure des tensions V_i relevées après étalonnage.

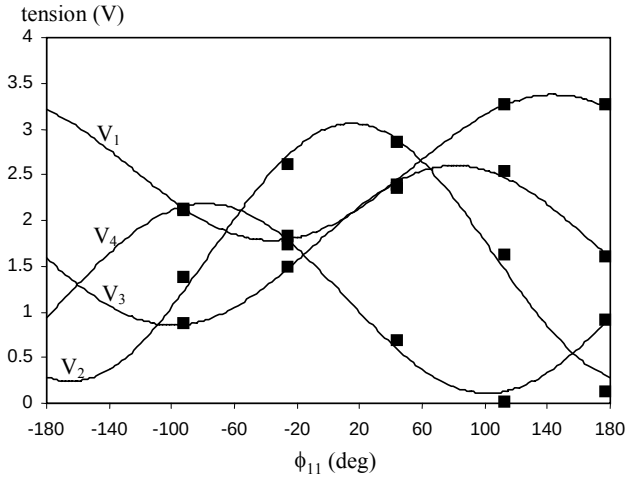


Figure II.6 : Résultat expérimental de l'étalonnage en réflexion à F=35GHz
(■ : mesures V_i — interpolation)

Cinq positions uniformément réparties sur une période permettent de reconstruire par interpolation mathématique les différentes allures des tensions V_i en sortie du corrélateur.

II.2.4.5 Validation par mesure de charges de test

Pour valider expérimentalement le SPR-35GHz, préalablement étalonné et calibré à la fréquence de 35 GHz, nous comparons en figure II.7 les mesures en réflexion effectuées à l'aide du système (SPR-35GHz) à celles issues de l'analyseur de réseaux vectoriel HP8510C dans le cas où la charge test est un piston de court-circuit couplé à un atténuateur variable. Les atténuations considérées sont comprises entre 0 et 10 dB et notées A_1, A_2, A_3, A_4 et A_5 (respectivement 0, 2.5, 5, 7.5 et 10dB).

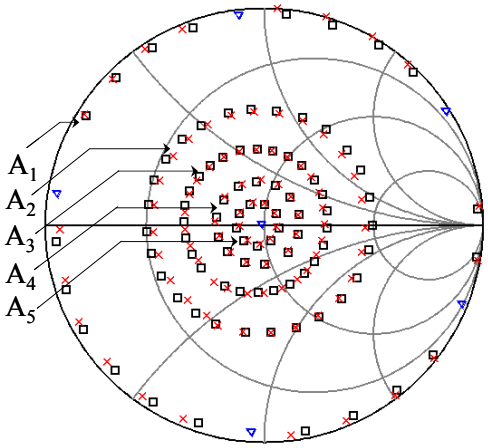


Figure II.7 : **Comparaison des coefficients de réflexion à 35 GHz.**
(□ : ANA HP8510C × : SPR-35GHz Δ : charges de calibrage)

Les résultats montrent un bon accord, entre le SPR-35GHz et l'analyseur de réseaux HP8510C et cela sur une dynamique d'une vingtaine de dB, en terme du module de coefficient de réflexion.

II.2.4.6 Conclusion

Nous avons donné dans cette partie un bref aperçu de la technique d'évaluation non destructive, utilisant le SPR-35GHz comme système de mesure. Ce dernier a été décrit sommairement puisqu'il a été réalisé et validé auparavant au sein de notre groupe MITEC à l'IEMN [MAA 05].

II.2.5 Conclusion

Dans cette partie du manuscrit, nous avons donné un aperçu sur le principe de mesure mis en œuvre dans cette étude, ainsi qu'une description du banc de mesure automatisé mis en place

pour la mesure et l'enregistrement des différentes valeurs du coefficient de réflexion (en module et phase).

Nous ne nous attardons pas dans ce manuscrit, sur une caractérisation fine du système de mesure puisque celle-ci a déjà été réalisée par ailleurs [MAA 05]. En fait, dans la suite du chapitre nous considérons ce système comme l'appareil de référence qui fournit les données nécessaires à la mise en place d'une END basée sur des outils de traitement de données spécialisés. Le choix s'est porté sur la mise en application de techniques basées sur les réseaux de neurones artificiels.

II.2.5 Traitement des données par réseaux de neurones artificiels

II.2.5.1 Introduction

Dans le domaine de l'intelligence artificielle, des approches originales sont apparues pour le traitement de problèmes complexes. Se trouvant à l'intersection de différents domaines (informatique, électronique, science cognitive, neurobiologie et même philosophie), l'étude des réseaux de neurones est une voie prometteuse de l'Intelligence Artificielle, qui a des applications dans de nombreux domaines:

- Industrie : contrôle qualité, diagnostic de pannes, corrélations entre les données fournies par différents capteurs, analyse de signatures ou d'écritures manuscrites... [KOD 98, FAR 99].
- Finance : prévision et modélisation du marché (cours de monnaies...), sélection d'investissements, attribution de crédits... [LEB 06].
- Télécommunications et informatique : analyse du signal, élimination du bruit, reconnaissance de formes (bruits, images, paroles), compression de données, l'approximation de fonctions non linéaires... [JAI 96, HEN 06].
- Environnement : évaluation des risques, analyse chimique, prévisions et modélisations météorologiques, gestion des ressources... [VIO 02, GUE 04].

Ainsi, dans notre cas, ces méthodes permettent de contourner les aspects de modélisations physiques complexes d'interactions entre les micro-ondes et l'objet sous test en proposant une approche « boite noire » basée sur l'apprentissage à partir d'exemples et la capacité de généralisation.

II.2.5.2 Le réseau de neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) sont souvent utilisés lorsqu'un phénomène observé est soit trop complexe pour être modélisé par les outils conventionnels, soit non clairement compris.

Dans cette partie seront présentés brièvement les réseaux de neurones artificiels et leurs architectures. Quelques exemples issus de la littérature illustreront leur fonctionnement.

a) L'inspiration biologique

Les réseaux de neurones artificiels s'inspirent de leurs homologues biologiques. En effet, le cerveau est composé d'un grand nombre d'éléments (10^{11}) fortement connectés (104 connections par élément), appelés neurones. Ces neurones possèdent 3 composants principaux:

• Les dendrites: ce sont des réseaux réceptifs arborescents de fibres nerveuses qui conduisent les signaux électriques dans la cellule.

• La cellule: elle somme efficacement les signaux reçus et en fixe le seuil.

• L'axone: c'est une simple fibre longue qui conduit le signal de la cellule aux autres neurones.

La Figure II.8 est un schéma simplifié de 2 neurones biologiques.

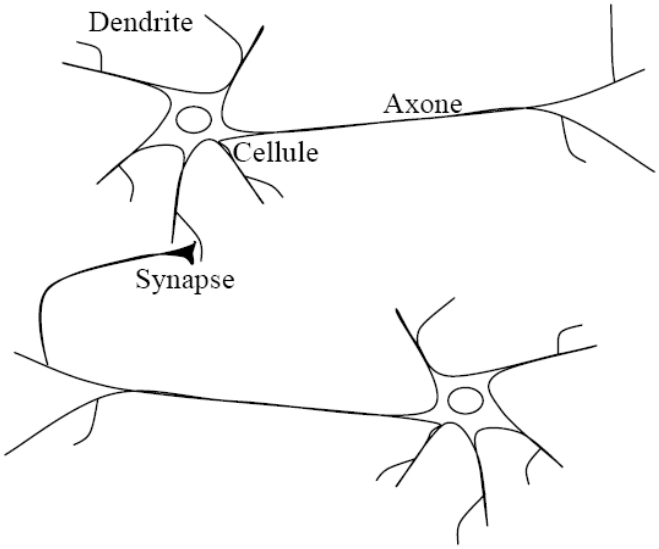


Figure II.8: Schéma simplifié de deux neurones biologiques [HAG 96].

Le point de contact entre un axone d'une cellule et une dendrite d'une autre cellule est appelée synapse. C'est l'arrangement des neurones et des forces des synapses individuelles, déterminées par un processus chimique complexe, qui établit la fonction du réseau de neurones.

Quand un signal arrive au niveau de la synapse (figure II.9), il provoque l'émission de neuromédiateurs qui vont se fixer sur des récepteurs de l'autre côté de l'espace inter-synaptique.

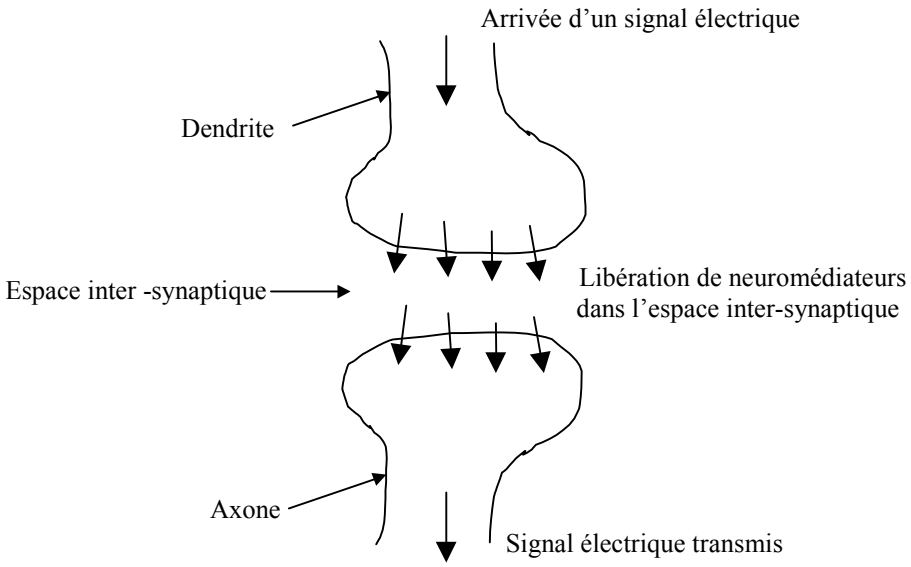


Figure II.9 : Transmission de signaux électriques au niveau de la synapse

Quand suffisamment de molécules se sont fixées, un signal électrique est émis de l'autre côté et on a donc une transmission. En fait, suivant le type de la synapse, l'activité d'un neurone peut renforcer ou diminuer l'activité de ses voisins. On parle ainsi de synapse excitatrice ou inhibitrice.

Les structures neuronales continuent à se modifier tout au long de la vie. Une partie de la structure neuronale est définie à la naissance. L'autre est développée à travers l'apprentissage, lorsque de nouvelles connections se créent et disparaissent. Ce développement est plus important dans les premières étapes de la vie [DEL 01].

Ces derniers changements consistent principalement en un renforcement ou un affaiblissement des jonctions synaptiques. De nos jours, de nouvelles mémoires sont supposées se former par la modification de ces forces synaptiques. Ainsi, le processus d'apprentissage d'un nouveau visage est composé de diverses synapses modifiées.

Les réseaux de neurones artificiels ne sont pas aussi complexes que le cerveau. Il existe cependant deux similitudes majeures entre le réseau de neurones biologiques et le réseau de neurones artificiels:

1) les blocs de construction des deux réseaux sont de simples mécanismes de calculs fortement interconnectés (même si les réseaux de neurones artificiels sont plus simples que les biologiques).

2) les connections entre les neurones déterminent la fonction du réseau de neurones.

b) Modèle du neurone artificiel

Le neurone artificiel est décrit comme un processeur élémentaire, doté d'une fonction d'activation *f* aussi appelée fonction de transfert ou de décision, qui reçoit un nombre *n* de variables d'entrées *p* provenant de neurones amonts. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids w_n (de l'anglais weight) qui représente la force de la connexion.

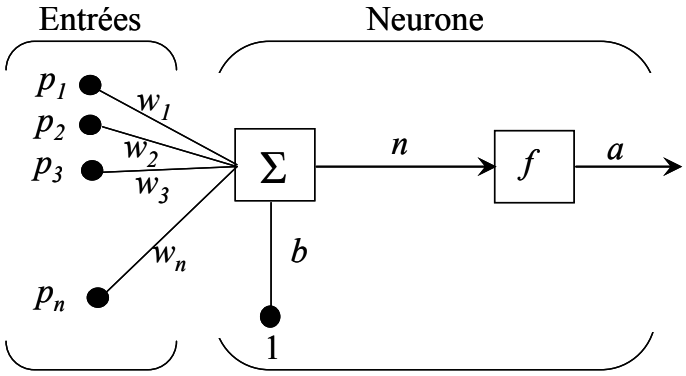


Figure II.10: Neurone formel

Les scalaires d'entrées p_i sont multipliés par les scalaires poids w_i pour former w_ip_i, un des termes de la somme. L'autre entrée, initiée à 1, est multipliée par le biais *b*, puis introduite dans la somme. La somme de sortie n, souvent dénommée entrée du réseau, passe dans la fonction de transfert *f* qui produit le scalaire de sortie *a*.

Si on relie ce simple modèle au neurone biologique, le poids *w* correspond à la force de la synapse, la cellule est représentée par la somme et la fonction de transfert, et le neurone de sortie *a* correspond au signal de l'axone.

Le neurone de sortie est calculé par l'équation

$$a=f(\Sigma w_i p_i+b) \qquad (II.1)$$

Typiquement, la fonction de transfert *f* est choisie par l'utilisateur et les paramètres *w* et *b* sont ajustés par des lois d'apprentissage de façon à adapter le neurone entrée/sortie à un but spécifique.

c) Fonctions de transfert

Cette fonction peut être linéaire ou non, elle permet de définir l'état interne du neurone.

Une fonction particulière est choisie pour satisfaire les spécificités d'un problème que le réseau de neurones est appelé à résoudre. Citons à titre d'exemple, dans le tableau II.3, quelques fonctions de transfert (dites aussi d'activations) souvent utilisées:

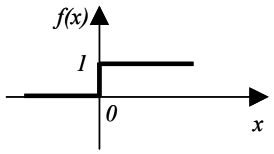
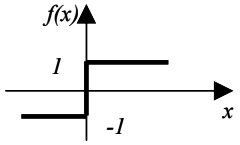
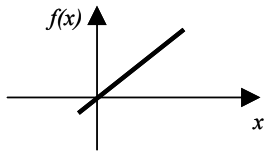
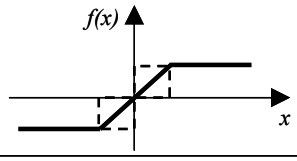
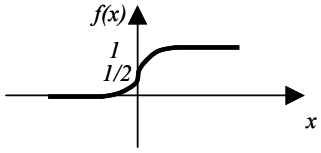
Type de fonctions		Courbes	Equations
Binaires à seuil	Heaviside		$f(x)=\begin{cases}1 & si\ x\geq 0\\ 0 & si\ non\end{cases}$
	Signe		$f(x)=\begin{cases}1 & si\ x\geq 0\\ -1 & si\ non\end{cases}$
Linéaire			$f(x)=x$
Linéaire à seuil			$f(x)=\begin{cases}x & si\ x\in[u,v]\\ v & si\ x\geq v\\ u & si\ x\leq u\end{cases}$
Sigmoïde			$f(x)=\frac{1}{1+e^{-x}}$

Tableau II.3 : Fonction d'activations

d) Conclusion

Le neurone formel se caractérise par une somme pondérée et une fonction d'activation. Il constitue l'élément de base des réseaux de neurones artificiels dont nous étudions quelques topologies dans la partie suivante.

II.2.5.3 Architecture des réseaux

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elles peuvent être quelconques, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité (réseau à connexion complète).

a) Réseau monocouche

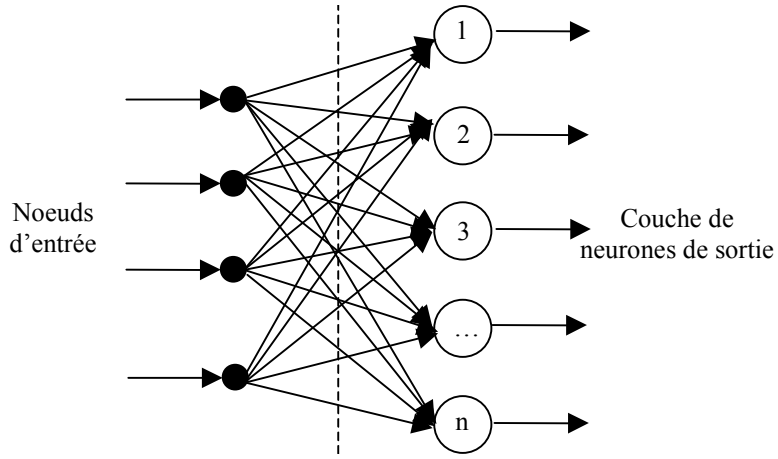


Figure II.11 : Réseau Monocouche

La structure d'un réseau monocouche est telle que des neurones organisés en entrée soient entièrement connectés à d'autres neurones organisés en sortie par des poids modifiables.

b) Réseau multicouches

Les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche, et les connexions ne se font qu'avec les neurones de couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc définir les concepts de neurone d'entrée, neurone de sortie. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées.

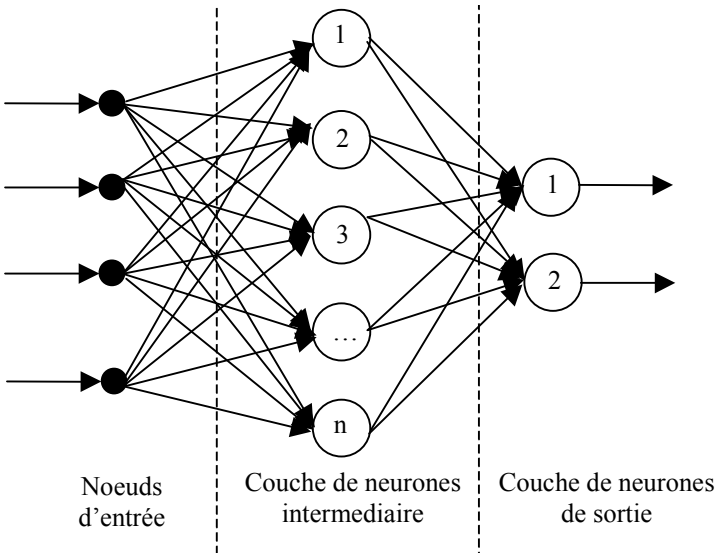


Figure II.12 : Réseau Multicouches

Il existe de nombreuses topologies de RNA, toutes ne sont pas forcément pertinentes pour nos applications mais certaines présentent des propriétés intéressantes que nous présentons dans la partie suivante.

II.2.5.4 Modèles des réseaux de neurones

Il existe plusieurs modèles de réseaux de neurones, d'architectures différentes, on cite comme exemple le modèle de Hopfield [HOP 82], le modèle de Kohonen [KOH 89]. Parmi les modèles les plus utilisés on note le perceptron, qui fait l'objet de notre étude.

a) Le modèle perceptron

Le mécanisme perceptron fut inventé par le psychologue Frank Rosenblatt à la fin des années 50 [ROS 57]. Il représentait sa tentative d'illustrer certaines propriétés fondamentales des systèmes intelligents en général.

Le réseau dans ce modèle est formé de trois couches : une couche d'entrée (la rétine), fournissant des données à une couche intermédiaire, chargée des calculs, cela en fournissant la somme des impulsions qui lui viennent des cellules auxquelles elle est connectée, et elle répond généralement suivant une loi définie avec un seuil. Cette dernière est elle-même connectée à la couche de sortie (couche de décision), représentant les exemples à mémoriser. Seule cette dernière couche renvoie des signaux à la couche intermédiaire, jusqu'à ce que leurs connexions se stabilisent.

b) Le perceptron multicouches (PMC)

Le perceptron multicouches (PMC) est un réseau comportant au moins deux couches dont chaque neurone *n* d'au moins une couche a une fonction de transfert sigmoïdale. Dans ce type de réseaux, l'information ne circule que dans un seul sens. En effet, chaque neurone d'une couche est totalement connecté aux neurones de la couche suivante.

La figure II.13 donne l'exemple d'un PMC composé d'une couche d'entrée, de deux couches cachées et d'une couche de sortie.

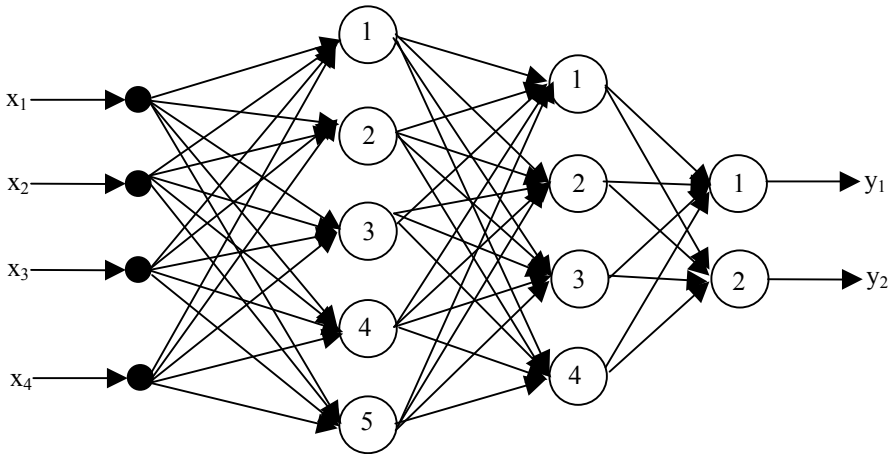


Figure II.13 : Exemple de perceptron multicouches

Les réseaux multicouches sont plus puissants que les réseaux à simple couche. Par exemple, un réseau à 2 couches avec une première couche sigmoïde et une seconde couche linéaire peut être éduqué pour approximer convenablement la plupart des fonctions. Alors qu'un réseau à simple couche ne le peut pas.

Dans la pratique, la plupart des réseaux ne possèdent que 2 ou 3 couches. Une fois créé, le réseau de neurones est utilisé selon le protocole suivant:

1. Initialisation des poids et des biais
2. Apprentissage avec une base de données connues
3. Simulation ou test avec des nouvelles données

II.2.5.5 Apprentissage

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. C'est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré.

Durant cette phase de fonctionnement, le réseau adapte sa structure (le plus souvent, les poids des connexions) afin de fournir sur ses neurones de sortie les valeurs désirées. Cet apprentissage nécessite des exemples désignés aussi sous l'appellation d'échantillons d'apprentissage ainsi qu'un algorithme d'apprentissage.

Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit supervisé ou non supervisé. Cette distinction repose sur la forme des exemples d'apprentissages.

a) Apprentissage supervisé

L'apprentissage est dit supervisé lorsque les exemples sont constitués de couples de valeurs du type : (valeur d'entrée, valeur de sortie désirée). Le réseau doit alors s'adapter en calculant ses poids afin que sa sortie corresponde bien à la sortie désirée (figure II.14).

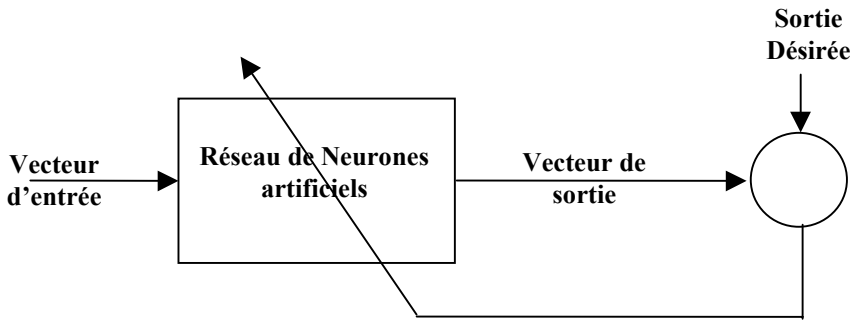


Figure II.14 : Apprentissage supervisé

b) Apprentissage non supervisé

L'apprentissage est qualifié de non supervisé lorsque seules les valeurs d'entrée sont disponibles. Dans ce cas, les exemples présentés à l'entrée provoquent une auto-adaptation du réseau (figure II.15) afin de produire des valeurs de sortie qui soient proches en réponse à des valeurs d'entrée similaires (de même nature).

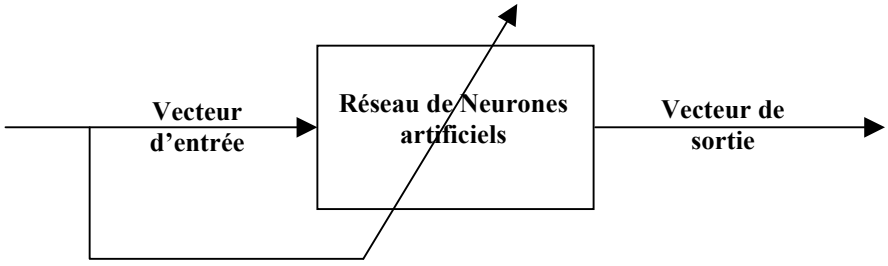


Figure II.15 : Apprentissage non supervisé

II.2.5.6 Apprentissage par algorithme de rétropropagation du gradient

Dans le cas de réseaux de neurones à couches multiples et fonctions de transfert non linéaires, l'apprentissage doit s'effectuer par un algorithme de rétropropagation du gradient de l'erreur.

C'est un algorithme itératif qui a pour objectif de trouver le poids des connexions minimisant l'erreur quadratique moyenne commise par le réseau sur l'ensemble d'apprentissage. Cette minimisation par une méthode du gradient conduit à l'algorithme d'apprentissage de rétro-propagation [LIP 87].

Son efficacité dépend, en effet, d'un grand nombre de paramètres que doit fixer l'utilisateur: le pas du gradient, les paramètres des fonctions sigmoïdes, l'architecture du réseau, le nombre de couches, le nombre de neurones par couche, l'initialisation des poids...

De manière générale, les réseaux de neurones éduqués par rétropropagation sont utiles pour:

• La reconnaissance de "motifs": la valeur d'entrée est associée à une valeur de sortie spécifique,

• la classification de "motifs": elle permet le tri des valeurs d'entrées en différentes catégories,

• l'approximation de fonctions (régression non linéaire).

Une fois l'architecture du réseau définie (nombre de couches, de neurones par couche, leur interconnectivité), le réseau passe par une phase d'apprentissage. Pour cela, il utilise un nombre suffisamment conséquent de paires entrée/cible.

Son fonctionnement, est basé sur un apprentissage supervisé, c'est-à-dire qu'à chaque nouvelle entrée, le réseau modifie les poids et les biais de façon à ajuster toutes les sorties (valeurs calculées) aux cibles (valeurs des données) et à minimiser les écarts quadratiques entre ces valeurs de sortie simulées et ces valeurs cibles.

II.2.5.7 Conclusion

Nous avons donné un aperçu des différentes topologies pour les RNA. Leur mise en œuvre dépend surtout de la nature du problème à traiter (approximation de fonctions, prévisions, reconnaissance de formes..). Une fois le problème correctement posé il faut choisir une structure de réseau et un algorithme d'apprentissage appropriés. Néanmoins, notons que par la suite, nous nous limiterons pour nos études à l'utilisation de l'algorithme de rétropropagation du gradient appliqué au PMC.

Dans la partie qui suit, nous présentons la mise en œuvre de cette instrumentation (SPR-35 GHz + traitement par RNA) pour l'évaluation non destructive des défauts enfouis dans des structures diélectriques.

II.2.6 Application à l'évaluation de défauts enfouis

II.2.6.1 Introduction

Le contexte général de ce travail est l'évaluation non destructive par des techniques micro-ondes, et plus spécifiquement la caractérisation de fissures (de l'ordre du millimètre) enfouies dans des matériaux diélectriques plans à partir de la reconstruction de profils géométriques. La connaissance de ces profils s'avère être un paramètre clé pour la compréhension de la mécanique de rupture de matériaux causée par ce type de défauts [BOU 00].

Dans cette partie nous présentons la mise en œuvre d'un banc de caractérisation spécialisé. La validation et la mise en évidence de la capacité de détection et de localisation des défauts, est d'une part réalisée au travers de simulations effectuées à 35 GHz au moyen du simulateur électromagnétique commercial 3D, High Frequency Structure Simulator, HFSS d'Ansoft et d'autre part au moyen du Six-Port Reflectometer (SPR-35GHz) fonctionnant à 35 GHz. L'analyse et l'application de techniques d'inversion et de traitement des données recueillies sont abordées par le biais d'un traitement du signal approprié, basé sur les Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) [DRE 04, MEI 03].

II.2.6.2 Structures sous test

L'étude est basée sur la mesure, en espace libre, du coefficient de réflexion du matériau sous test ($S_{11}=|S_{11}|.e^{j\phi S11}$). Pour ce qui concerne l'antenne de mesure, celle-ci est constituée d'un tronçon de guide WR28 (section 3.56×7.12 mm^2), excité par un mode TE_{10}. Elle est placée au dessus du dispositif sous test (DST) à une distance h_{air} fixée à 1mm.

L'objectif étant la caractérisation de défauts (non visibles et non débouchant en surface) situés dans un matériau diélectrique, nous avons réalisé des structures de test pour satisfaire à de telles configurations. La figure II.16 donne une description de l'arrangement mis en œuvre pour les tests.

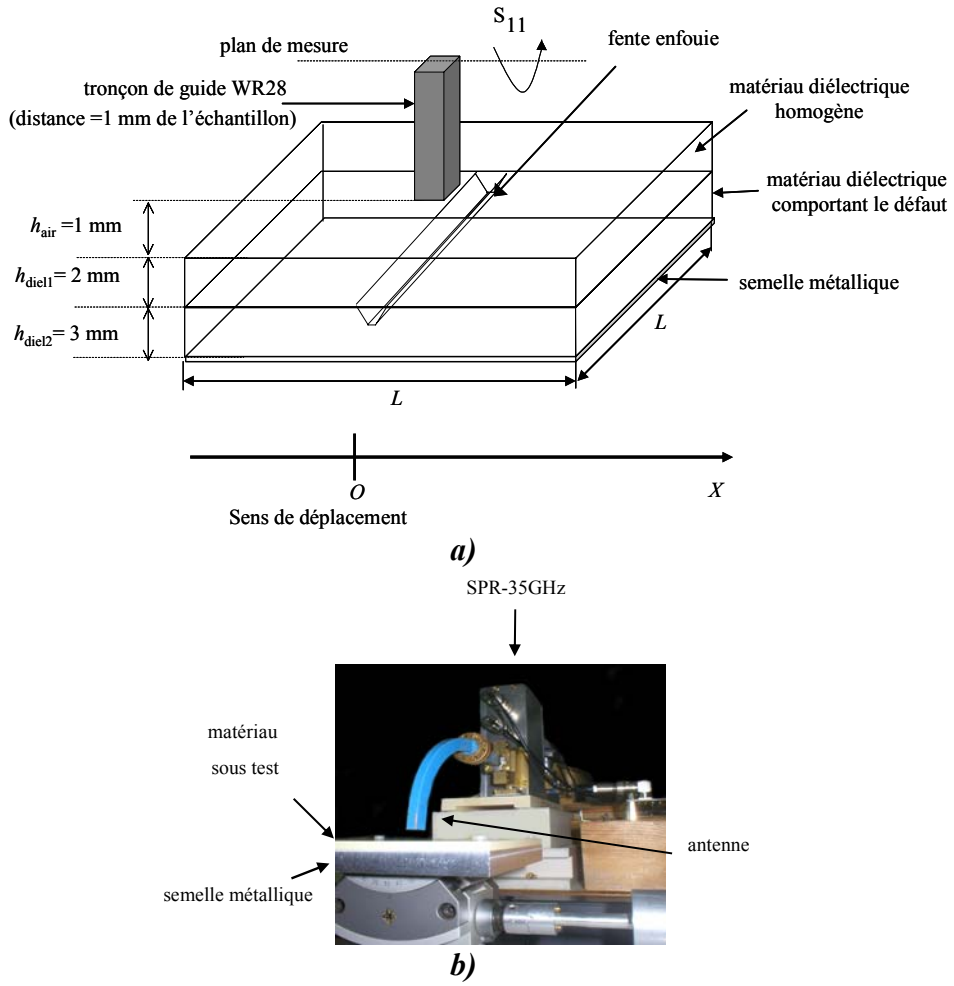


Figure II.16 : ***a)*** **Schéma de la structure sous test,** ***b)*** **Photographie du banc de mesure.**

Pour illustrer les potentialités de cette technique, la structure choisie est formée de deux plaques de Lucoflex (ε_r*=3.0-*j*0.05) de dimensions (*L* x *L*) choisies de telle sorte que les effets de bords soientt négligeables [MAA 04]. Dans la plaque de dessous (de 3 mm d'épaisseur), est logée une fente (fissure), de hauteur *h*=2 mm et de largeur *w*. Cette plaque est recouverte d'une seconde de 2 mm d'épaisseur. Cette seconde plaque (du même matériau et sans défaut) a pour but de masquer la fissure qui devient ainsi invisible par des moyens optiques et fixe la profondeur d'enfouissement.

Dans le cadre de ce travail nous considérons pour les fentes trois formes de sections (figure II.17) communément rencontrées (carrée, trapézoïdale et triangulaire) dans l'étude de la mécanique de la rupture [IHN 04, KHA 04]. La hauteur des fentes est constante pour toutes les sections (*h=2mm),* et la largeur *w* varie selon l'expression suivante : $w = w_0 + \alpha$

La valeur de w_0 est égale à 1 mm et α varie entre 0 et 2 mm avec un pas de 200 µm pour les défauts simulés, et un pas de 400 µm pour les défauts usinés dans le cas des mesures. En

fait, d'un point de vu pratique, en raison des précisions de forage pour ce type de profils, des problèmes d'usinage du Lucoflex ont été rencontrés. Ainsi, il a été difficile pour nous au laboratoire de conserver le pas de 200 μm sélectionné pour l'étude en simulation. C'est la raison pour laquelle dans la pratique un pas de 400 μm a été choisi pour la réalisation des défauts.

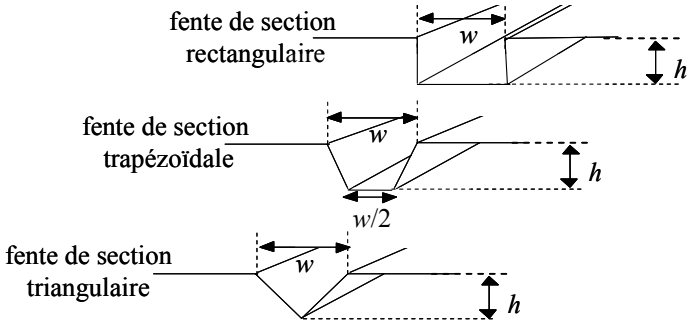


Figure II.17 : Géométrie des fentes

En outre, afin de surmonter le problème d'usinage des angles, dans le cas des sections de formes triangulaire et trapézoïdale, la réalisation s'est effectuée par l'association de deux plaques Lucoflex usinées séparément par un outil de haute précision. La section de forme rectangulaire a été réalisée plus classiquement par forage horizontal sur la même plaque de Lucoflex.

II.2.6.3 Confrontation des simulations aux mesures

Les simulations des propriétés de tels échantillons sont effectuées en utilisant le logiciel HFSS. Comme les pertes sont très faibles, afin d'écourter les temps des calculs, nous supposons un matériau sans pertes pour les simulations HFSS. En parallèle des simulations, une campagne de mesures est effectuée. Elle consiste à collecter les coefficients de réflexion le long de l'axe *Ox* pour tous les échantillons considérés.

Dans la figure II.18 sont superposés les résultats obtenus par le biais de HFSS (résultats théoriques) et du SPR-35GHz (résultats mesurés) pour la section de forme triangulaire. Les résultats montrent qu'un défaut caché est facilement détecté et localisé (environ 7° en phase et 1,5 dB en module de variations pour la plus petite largeur, w = 1 mm) pour les dimensions considérées. Cette technique présente également l'avantage d'une mesure vectorielle (module et phase) qui aide à résoudre les problèmes d'ambiguïtés qui peuvent se produire dans le cas de la mesure d'un seul paramètre.

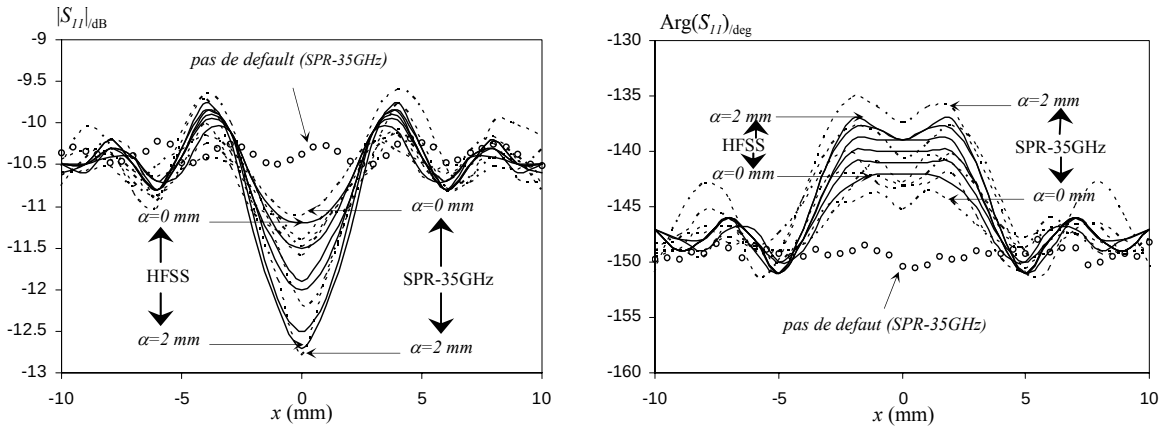


Figure II.18 : Comparaison entre simulations et mesures de S_{11} pour différentes largeurs (α=0, 0.4, 0.8, 1.2, 1 .6 et 2mm) dans le cas d'une section triangulaire, F=35 GHz, (—) HFSS, (----) SPR-35GHz.

La comparaison entre la simulation et les résultats mesurés montrent un bon accord entre ces deux sources de données, même si des approximations ont été faites dans les simulations. Il est nécessaire de souligner qu'il est important de simuler et de mesurer avec précision les propriétés du coefficient de réflexion dans des conditions similaires. En effet, sans cette condition, il serait difficile de comparer les données traitées à la fin du processus. Notons que les résultats de simulations et de mesures pour les autres défauts de forme trapézoïdale et rectangulaire, présentent également des réponses voisines. Comme la mesure et la simulation sont assez proches, la base de données du réseau de neurones peut ainsi être facilement enrichie à l'aide de résultats de simulation.

En conclusion, l'ensemble des résultats obtenus pour les différentes formes testées permet donc d'entrevoir la possibilité de construire une base de données en partie sur les résultats de simulations.

II.2.6.4 Traitement des données par Réseaux de Neurones Artificiels (RNA)

a) Description générale de la méthode

La technique utilisée pour la mesure du coefficient de réflexion est associée à un traitement à base de RNA. Ce choix est motivé par la capacité des réseaux de neurones de modéliser aussi bien de façon linéaire que non linéaire, les relations entre les données présentées à son entrée et les sorties désirées. Le réel pouvoir des réseaux de neurones réside dans leur capacité d'apprendre ces relations directement à partir des données modélisées. Comme nous l'avons vu auparavant, il existe plusieurs types de RNA, dans notre étude nous avons adopté le **P**erceptron **M**ulti**C**ouches (PMC) comme réseau d'apprentissage. En effet, ces dernières années plusieurs techniques à base de PMC ont prouvées leur efficacité en termes d'erreurs de corrélation [BHA 04].

L'algorithme présenté dans la figure II.19 donne une description générale des étapes à suivre quant au traitement des données récoltées. L'approche générale est basée sur le partage de ce problème complexe (la caractérisation des défauts) en plusieurs tâches plus élémentaires qui sont la détection des défauts, l'identification de la forme de la section et enfin l'estimation des profils des défauts.

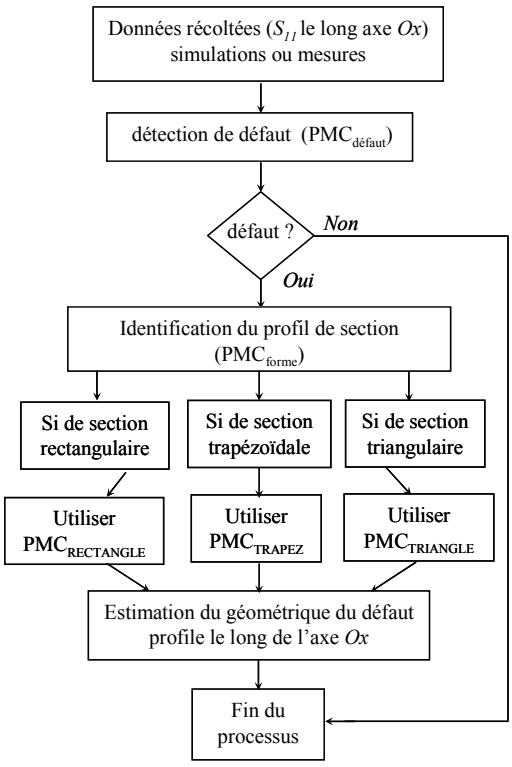


Figure II.19 : Algorithme de traitement de données par RNA [MAA 06]

La première étape du traitement des données est la détection des défauts, un RNA appelé $PMC_{défaut}$ est utilisé à cette fin. Au niveau de l'algorithme, si un défaut est détecté, le processus se poursuit pour l'identification de la forme de la section, en l'absence de défaut détecté le processus s'arrête. Un RNA appelé PMC_{forme} est utilisé pour effectuer l'identification de la forme de la section (ou classification) entre les trois différents types de formes (rectangulaire, trapézoïdale et triangulaire) qui sont pris en considération dans la présente étude. Quand la forme est identifiée, le dernier niveau de l'algorithme consiste en l'estimation du profil de défaut. La tâche de la reconstruction du profil du défaut enfoui est à la charge d'un des trois réseaux PMC_{profil} appelé $PMC_{RECTANGLE}$, $PMC_{TRAPEZE}$ et $PMC_{TRIANGLE}$.

b) Structure du RNA et base de données associée

Comme dit précédemment, le RNA utilisé dans cette étude est un PMC alimenté par les signatures spatiales de l'amplitude et de la phase du coefficient de réflexion. Cela correspond à $n \times 2$ entrées. Dans ce type de réseau (Figure II.20) le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche dépendra principalement des problèmes à résoudre. De ce fait, nous avons effectué plusieurs tests empiriques qui ont montré qu'il est inutile de prendre plus d'une couche cachée dans chaque PMC, avec une fonction de transfert de type « sigmoïde » pour les neurones. D'autres paramètres concernant la structure des PMC (le nombre de neurones dans la couche cachée n_H et les fonctions de transfert des neurones), ont été trouvés expérimentalement. n_I et de n_O sont respectivement le nombre de nœuds d'entrées et le nombre de neurones de sortie.

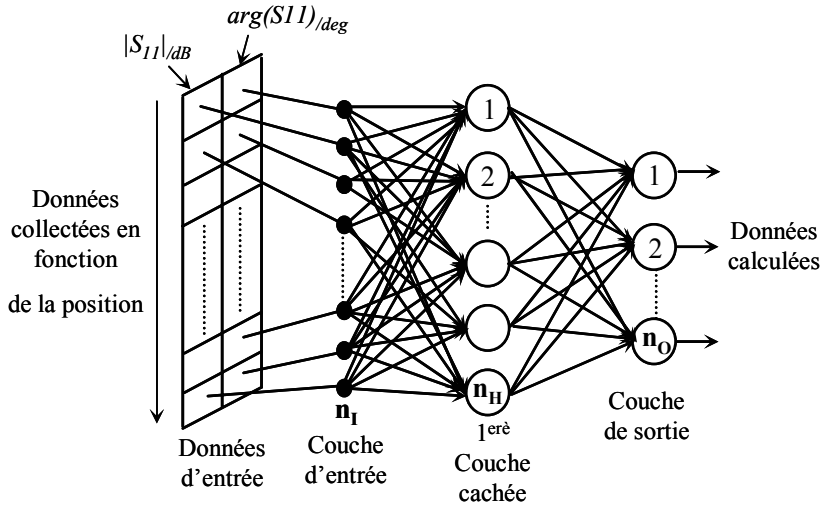


Figure II.20 : Schéma du PMC

Afin de spécialiser le PMC à une tache spécifique (détection, identification des défauts ou bien reconstruction du profil), une phase préliminaire d'apprentissage est nécessaire. Par conséquent, l'apprentissage nécessite une base de données. Cette base est constituée d'un ensemble de couples d'entrées connus (les signatures des défauts) et de sorties désirées (forme et taille du défaut). Environ 70% du nombre total de ces couples sont utilisés pour entraîner le réseau. Après cette étape, les 30% de données restants n'ayant pas servis à l'apprentissage, sont considérés comme des données de test pour le RNA.

Dans cette étude, un algorithme basé sur la rétropropagation du gradient de l'erreur est adopté pour l'apprentissage du RNA [OH 97, MEI 03, DRE 04].

Le tableau II.4 résume les structures des PMC et le nombre de couples d'apprentissage utilisés dans cette étude. Les échantillons étudiés sont scannés le long de l'axe *Ox* sur une distance de 20 mm par pas de 1 mm, formant ainsi des profils bruts (sans aucun traitement spécifique) constitués des modules et phases des S_{11} recueillis.

				Couples d'apprentissage	
PMC	n_I	n_H	n_O	**Simulations** HFSS	**Mesures** SPR-35GHz
$PMC_{défaut}$	42	5	1	48	24
PMC_{forme}	42	5	3	24	12
PMC_{profil}	42	30	101	8	4

Tableau II.4 : Nombre total des neurones et paires d'apprentissage pour chaque PMC

Le nombre total de points constituant un profil est $n_I = 42$ (module et la phase de S_{11}). Ces données sont présentées à la couche d'entrée du PMC. Le nombre de neurones dans les couches cachées varie de 5 à 30, ces valeurs sont trouvées après plusieurs tests d'optimisation empiriques. Le nombre de neurones de sortie n_O, dépend directement du type d'information obtenu à partir du traitement des données d'entrée. La relation entre l'entrée et la sortie pour chaque PMC considéré est donnée dans le tableau II.5.

PMC	Données d'entrées (connues)	Sorties désirées
$PMC_{défaut}$	Module et phase du S_{11} pour un échantillon quelconque	Probabilité d'existence de défaut
PMC_{forme}	Module et phase du S_{11} pour un échantillon avec un défaut	Identification de la forme de la section du défaut
PMC_{profil}	Module et phase du S_{11} pour un échantillon avec un défaut dont on connait sa forme de section	Reconstruction profil de la section du défaut

Tableau II.5 : Description du type d'entrées et de sorties pour chaque PMC.

Dans la partie suivante, une vue d'ensemble est présentée, démarrant de la détection des défauts, en passant par l'identification des formes des sections jusqu'à l'estimation et la reconstruction du profil des défauts.

II.2.6.5 Caractérisation de défauts par RNA

a) Détection de défauts

Afin de parvenir à une détection des défauts par le biais d'un PMC, un apprentissage est effectué par l'association de l'ensemble des données recueillies (S_{11}) le long de l'axe *Ox,* pour un échantillon donné (entrées connues), avec une seule valeur en sortie « 0 » ou « 1 ». Cette dernière peut être interprétée comme la probabilité de présence d'un défaut (sortie désirée). Notons que, pour la mesure de 12 échantillons contenant un défaut (w = 1, 1.4, 2.2 et 3 mm pour les formes de section rectangulaire, trapézoïdale et triangulaire), 12 échantillons sans défaut sont utilisés pour créer des couples d'apprentissage. Pour l'étude en simulation, les couples d'apprentissage sont constitués à partir de 24 échantillons contenant un défaut (w = 1, 1.2, 1.6, 2, 2.2, 2.4, 2.8 et 3 mm pour chaque forme de section), et un échantillon pourvu de défauts est utilisé.

Une fois l'étape d'apprentissage terminée, le $PMC_{défaut}$ est testé avec un ensemble de 12 nouveaux échantillons. Pour démontrer le potentiel de la technique proposée, des résultats sont présentés dans le tableau II.6.

échantillon	Type	Probabilité de présence de défauts	
		Simulations	**Mesures**
1	rectangulaire, w=1.8 mm	100 %	100 %
2	rectangulaire, w= 2.6 mm	100 %	100 %
3	trapézoïdal, w= 1.8 mm	100 %	100 %
4	trapézoïdal, w= 2.6 mm	100 %	100 %
5	triangulaire, w= 1.8 mm	100 %	99.9 %
6	triangulaire, w= 2.6 mm	100 %	100 %
7	pas de défaut	0.1 %	0.0 %
8	pas de défaut	0.0 %	0.4 %
9	pas de défaut	0.0 %	0.0 %
10	pas de défaut	0.1 %	0.1 %
11	pas de défaut	0.0 %	0.1 %
12	pas de défaut	0.0 %	0.0 %

Tableau II.6 : Résultats obtenus pour l'étape détection.

Les résultats obtenus dans les études en simulation et expérimentale soulignent une grande facilité de détection des défauts avec le $PMC_{défaut}$. Cela peut s'expliquer par la grande variation des signatures relevées pour ces échantillons avec et sans défaut (figure II.18 pour les échantillons mesurés). Pour les échantillons 1 à 6, qui contiennent une fissure, le $PMC_{défaut}$ donne une probabilité de la présence de plus de 99%, alors que pour les échantillons de 7 à 12, qui sont exempts de défauts, on relève une probabilité très faible (moins de 1%).

Après la détection des défauts enfouis, le prochain niveau de ce processus est l'identification des formes et des sections.

b) Identification des formes de section des défauts

Lorsque le processus de détection de défauts est terminé, cela signifie que nous sommes renseignés sur la présence ou non d'une anomalie dans l'échantillon. Dans le cas de l'existence de défauts, des couples d'apprentissage sont créés à partir des échantillons utilisés précédemment. Néanmoins, ceux exempts de défauts sont supprimés de la base de données d'apprentissage, car ils ne donnent aucune information quant à l'identification de la forme de section.

Chacun des 3 neurones de sortie du réseau PMC_{forme}, (voir tableau II.4) est attribué à l'identification ou à la classification d'une seule forme de section parmi celles prises en compte

dans cette étude (rectangulaire, trapézoïdale et triangulaire). Ce réseau est encore une fois entraîné avec un ensemble de couples, composé par des coefficients de réflexion collectés le long des axes *Ox* pour des échantillons donnés (entrées connues), associés à des sorties désirées de 3 valeurs. Ces valeurs sont utilisées pour représenter la probabilité de présence d'une forme de la section donnée. Par exemple, une sortie de (1,0,0), (0,1,0) ou (0,0,1) est respectivement le résultat de l'identification d'un rectangle, d'un trapèze ou d'une section de forme triangulaire. Après l'entraînement, le PMC_{forme} est testé avec un ensemble de six nouveaux échantillons n'ayant pas servis à l'apprentissage. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau II.7 et le tableau II.8 respectivement pour les simulations et les mesures.

échantillon	formes & tailles	Rectangulaire	Trapézoïdale	Triangulaire
1	rectangulaire, w= 1.8 mm	100 %	0 %	0 %
2	rectangulaire, w= 2.6 mm	100 %	0 %	0 %
3	trapézoïdale, w= 1.8 mm	2.8 %	97.2 %	0 %
4	trapézoïdale, w= 2.6 mm	0.2 %	99.8 %	0 %
5	triangulaire, w= 1.8 mm	0 %	0 %	100 %
6	triangulaire, w= 2.6 mm	0 %	0.7 %	99.3 %

Tableau II.7 : Résultats obtenus pour l'étape d'identification de la forme de section (simulations).

échantillon	formes & tailles	Rectangulaire	Trapézoïdale	Triangulaire
1	rectangulaire, w= 1.8 mm	100 %	0 %	0 %
2	rectangulaire, w= 2.6 mm	100 %	0 %	0 %
3	trapézoïdale, w= 1.8 mm	20.3 %	79.7 %	0 %
4	trapézoïdale, w= 2.6 mm	0 %	100 %	0 %
5	triangulaire, w= 1.8 mm	0 %	26.6 %	73.4 %
6	triangulaire, w= 2.6 mm	0 %	0.1 %	99.9 %

Tableau II.8 : Résultats obtenus pour l'étape d'identification de la forme de section (mesures).

On peut conclure que les probabilités les plus élevées correspondent toujours aux bonnes formes de section, de plus la forme est particulièrement bien identifiée dans le cas des simulations. En effet, il est observé que les résultats d'identification obtenus dans le cas des mesures sont plus touchés par des erreurs en particulier pour les échantillons 3 et 5 (Tableau II.8). Ces erreurs sont dues à des facteurs dégradants, comme le bruit et des erreurs de reproductibilité, qui affectent les données de mesure. Dans cette étude, nous avons décidé d'utiliser le critère «probabilité > 70% » pour identifier clairement la bonne forme de section à

retenir parmi les résultats obtenus. Après cette phase de classification de la forme de la section, le dernier niveau du processus consiste en la reconstruction du profil du défaut, et à la détermination de la taille en 1D.

c) Reconstitution des profils des défauts

La connaissance de la forme de la section du défaut est un aspect significatif dans le processus parce qu'elle permet de choisir le bon type de réseau de PMC_{profil} afin de reconstruire le vrai profil du défaut. Les réseaux de $PMC_{RECTANGLE}$, de $PMC_{TRAPEZE}$ et de $PMC_{TRIANGLE}$ sont formés avec des couples obtenus à partir des mesures (ou des simulations) des échantillons qui contiennent seulement un seul genre de forme de section de défaut (rectangulaire, trapézoïdal ou triangulaire). Les largeurs *w* des sections des défauts utilisés pour construire les couples d'apprentissage sont celles considérées dans la section (b). Pour entraîner les réseaux, chaque signature du coefficient S_{11} relevé le long de l'axe *Ox* (entrées connues) est associée au profil géométrique réel de la fissure (sorties connues). Afin de comparer pour chaque échantillon les profils estimés par le PMC_{profil} au profil réel, un coefficient de corrélation *R* qui pour vocation de donner une idée générale sur cette estimation, est calculé par l'expression suivante:

$$R = \frac{\sum_{i=1}^{n}(Q_i - \overline{Q})(q_i - \overline{q})}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(Q_i - \overline{Q})^2 (q_i - \overline{q})^2}}$$

avec

$$\overline{Q} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} Q_i$$

$$\overline{q} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} q_i$$

Où *n* est le nombre de points dans le profil, *n*=101, et où *Q* et *q* sont respectivement les valeurs réelle et estimée de chaque point du profil du défaut. Dans la figure II.21, est présentée la reconstruction de profil en 1D d'une fissure de forme de section rectangulaire.

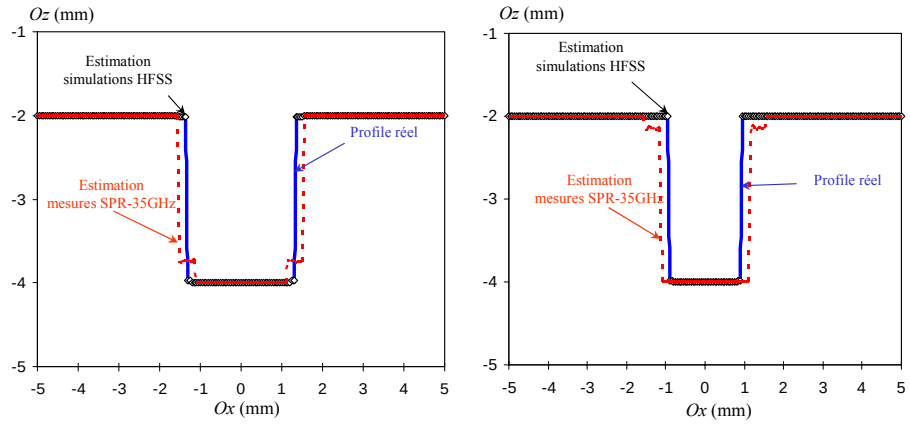


Figure II.21 : Comparaison entre le profil réel et le profil estimé pour un défaut de forme rectangulaire, w= 1.8 et 2.6 *mm*.
(—) profil réel, (----) estimation SPR, (◊) estimation HFSS.

Les résultats précisent, qu'en cas de simulation (HFSS), la forme est très bien reconstituée, ce qui est confirmé par un coefficient de corrélation R= 0.99 pour ce genre d'inclusion. Le profil reconstitué à partir des mesures n'est pas aussi précis que le profil simulé ($R_{w=2.6mm}$= 0.83, $R_{w=1.8mm}$= 0.8), mais reste néanmoins tout à fait comparable à celui-ci.

Cette différence observée entre les données simulées et mesurées, peut être principalement attribuée au faible nombre de points constituant les signatures des échantillons d'apprentissage relevées par le SPR-35GHz (un pas de 1 mm sur une distance de 20 mm), ainsi qu'aux nombres des échantillons de test. La présence d'éventuelles erreurs de mesure est aussi à considérer. Néanmoins, la restauration de profil obtenue à partir des mesures (SPR-35Gz) reste acceptable.

Pour confirmer les possibilités de cette méthode, des résultats obtenus avec des échantillons comprenant des défauts de section trapézoïdale et triangulaire sont présentés dans les figures II.22 et II.23. Les mêmes conclusions que précédemment peuvent être tirées pour les résultats simulés en cas de forme de section trapézoïdale (R= 0.99). Il s'avère que, en cas de mesure, l'évaluation du profil de la fissure est bien meilleure ($R_{w=2.6mm}$= 0.98, $R_{w=1.8mm}$= 0.95) que le résultat recensé pour l'évaluation du profil rectangulaire.

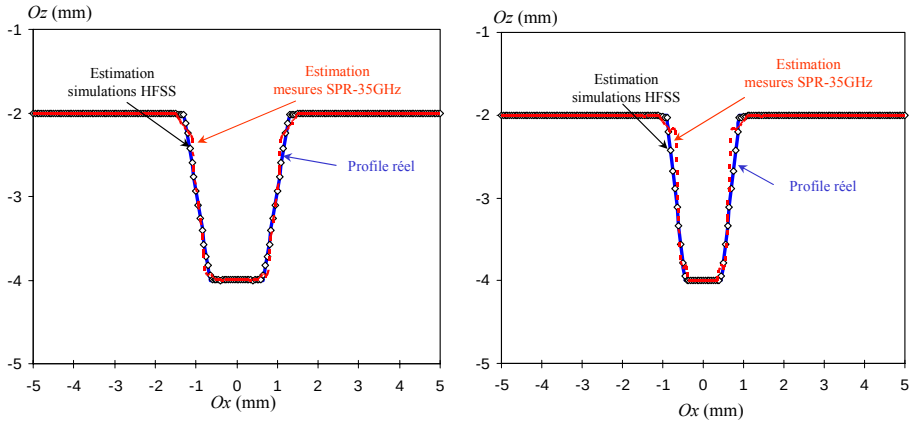


Figure II.22 : Comparaison entre le profil réel et le profil estimé pour un défaut de forme trapézoïdale, w= 1.8 et 2.6 *mm*.
(—) profil réel, (----) estimation SPR, (◊) estimation HFSS.

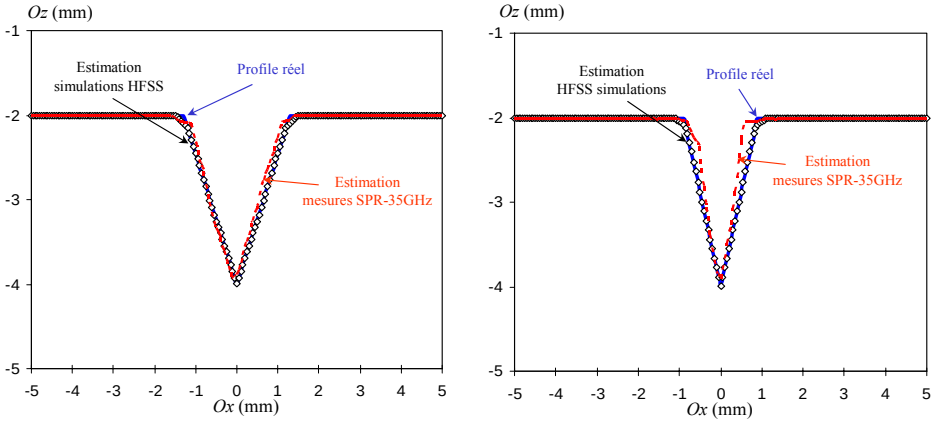


Figure II.23 : Comparaison entre le profil réel et le profil estimé pour un défaut de forme triangulaire, w= 1.8 et 2.6 *mm*.
(—) profil réel, (----) estimation SPR, (◊) estimation HFSS.

Pour la fissure de section triangulaire les résultats issus des simulations restent comme précédemment très satisfaisants (R=0.99). On note cependant un petit écart lorsqu'il s'agit de données mesurées mais la reconstruction reste correcte ($R_{w=2.6mm}$= 0.95, $R_{w=1.8mm}$= 0.81). Cela peut s'expliquer par la présence de bruit de mesure mais aussi par la difficulté d'usinage de fentes à petite section triangulaire dans un matériau plastique tel que le Lucoflex. Notons que la taille de la base de données, qui est deux fois plus grande en simulation qu'en mesure, peut aussi expliquer cette différence de résultats.

II.2.6.6 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté une méthode pour l'étude de la possibilité de reconstituer le profil d'une fente (considérée comme une fissure) à l'échelle millimétrique incorporée dans un matériau diélectrique. La solution proposée en réponse à ce problème est une instrumentation englobant un système de mesure micro-onde basé sur la technique six-port et un traitement basé sur des réseaux de neurones.

Trois formes de section de fentes qui sont généralement rencontrées dans la mécanique de rupture et la fatigue de matériaux, ont été choisies afin de démontrer les potentialités de la méthode.

Nous pouvons dire que les résultats simulés ont montré une très bonne estimation des profils des fissures. Les estimations obtenues à partir des mesures, bien qu'un peu moins bonnes que celles obtenues en simulation, restent tout à fait acceptables.

Nous avons également montré que les résultats issus des mesures (SPR-35GHz) et des simulations (HFSS) étaient suffisamment proches pour que l'on puisse envisager de compléter la base de données d'apprentissage des PMC par des simulations. Ceci permettra d'envisager un nombre de cas de figure (géométrie, taille,..) plus important et donc d'obtenir une banque de données beaucoup plus grande que si uniquement des données constituaient la base. Les simulations n'étant effectuées qu'une fois, cette possibilité se présente comme un réel avantage procuré par la solution proposée (association SPR-35 GHz et RNA).

II.2.7 Conclusion

L'association des techniques de mesure micro-ondes, en l'occurrence au moyen du SPR-35GHz, et des RNA s'avère être un outil prometteur pour la caractérisation non destructive de défauts enfouis. Cependant cette instrumentation présente quelques limitations. En fait, dans le cas où rien n'est connu au sujet du défaut enfoui il est presque impossible de le reconstituer même s'il est détectable. C'est la raison pour laquelle dans ce genre de techniques la construction d'une base de données la plus large possible est une tâche très importante. D'une façon générale la base de données est constituée d'un ensemble de signatures, correspondant aux défauts rencontrés dans les cas pratiques. Ces défauts qui ne sont pas forcément de la même forme que ceux choisis dans cette étude, qui sont très basiques, permettent néanmoins une première classification des différentes fissures ou défauts examinés.

Il est aussi possible d'enrichir la base de données avec des relevés dans des situations plus compliquées (différentes orientations de défauts enfouis [BEN 07_b], formes exotiques...), qui sont réalisables en simulations. Mais le problème majeur dans ce cas de figure est le temps de calcul qui est très lourd. Néanmoins, comme ces simulations ne seront faites qu'une fois seulement, il reste envisageable d'enrichir la base de données avec des simulations prenant en compte des géométries plus complexes.

Enfin, de nos jours, la volonté d'examiner des structures de plus en plus petites gagne de l'importance. En effet, dans beaucoup de domaines il y a un besoin croissant d'évaluation de la qualité des matériaux ou des dispositifs, notamment dans l'industrie des semi-conducteurs [ALL 00, HUA 02].

Aussi, il est important de dire que la méthode n'est pas limitée qu'aux fissures macroscopiques, ce genre de caractérisation est également faisable à la échelle microscopique. En effet, en couplant au SPR-35GHz une sonde appropriée, des mesures d'échantillons incorporant des défauts de taille micrométrique peuvent être effectuées [BEN 08].

Ainsi dans la partie suivante du manuscrit, nous présentons une première approche en vue de la réalisation d'un microscope micro-ondes basé sur la technique six-port.

II.3 APPLICATION A LA MICROSCOPIE A ONDES EVANESCENTES

II.3.1 Introduction

Les techniques de microscopie à balayage local telles que la microscopie à force atomique (AFM pour Atomic Force Microscopy), la microscopie à effet tunnel (STM pour Scanning Tunneling Microscopy), la microscopie à effet capacitive (SCM pour Scanning Capacitance Microscopy), et la microscopie optique champ proche (SNOM pour Scanning Near-field Optical Microscopy), sont devenues des outils importants dans l'imagerie de matériaux ayant 1 Å-500 nm de résolutions [BAR 91, MAN, 98 KLE 01, HUN 06]. Cependant, ces sondes fonctionnent en basse fréquence (<1 GHz) ou dans le régime optique (Figure. II.24).

Par conséquent, le domaine des ondes évanescentes apparaît comme une bonne solution pour compléter les microscopes optiques et électroniques dans une fourchette de 0,01 à 1 cm [TAB 99-a, TAB 04, IMT 04, KLE 06].

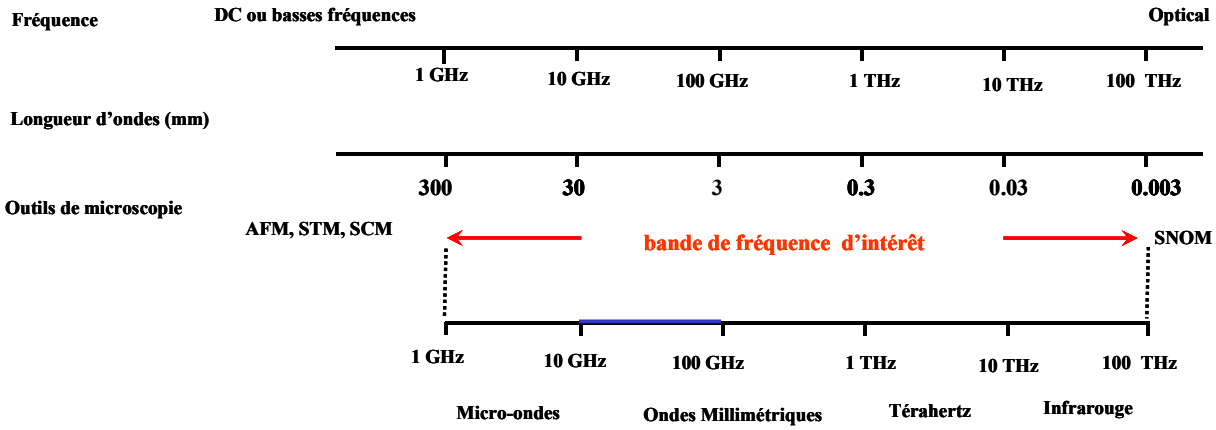


Figure II.24: spectre fréquentiel de différents outils de microscopie.

De nombreux groupes de recherche ont contribué au développement de la microscopie micro-ondes champ proche (SNMM pour Scanning Near-field Microwave Microscopes) dans le domaine de l'évaluation non destructive. Cette bande de fréquences est très intéressante car elle offre la possibilité de caractérisations surfaciques et sub-surfaciques de matériaux par une mesure sans contact, non invasive et non destructive. En outre, les techniques d'imagerie par ondes évanescentes permettent la détection de la corrosion, de défauts de non uniformité de la conductivité et de l'épaisseur des métaux [TAB 99-b].

Les précédents travaux dans le domaine de la microscopie micro-ondes ont focalisé leurs études sur la mise en place de techniques de mesure et surtout sur le développement des sondes, sans beaucoup tenir compte des exigences du système. Ainsi des paramètres tels que le

temps de traitement de données, les possibilités d'automatisation et d'intégration [KIM 03, WAN 07] n'ont pas été traitées. Aussi, en général les systèmes mis en œuvre nécessitent un analyseur de réseaux automatique large bande coûteux, tout particulièrement dans la gamme des ondes millimétriques.

Une forte motivation pour étudier les potentialités de cette technique dans la bande millimétrique est conduite par le besoin d'outils pour la caractérisation locale à haute résolution de matériaux diélectriques, dans une large gamme d'applications (industrie des semi-conducteurs, la biologie, la chimie,…) [MAA 04, MAA 05, BEN 07_a, BEN 08]. En effet, la combinaison d'une pointe fine avec un système opérant dans la gamme d'ondes millimétriques se traduit par une meilleure résolution spatiale latérale.

La présente étude propose un système qui combine les attributs de fonctionnement en temps réel, la simplicité de réalisation et la possibilité d'intégration. Ainsi, des simulations électromagnétiques sont effectuées afin d'examiner les effets des paramètres de la sonde sur sa sensibilité et sa résolution. Des mesures sont aussi proposées en utilisant différentes sondes pour la caractérisation des conducteurs et des diélectriques. La résolution latérale est également estimée par le scanne de différents motifs gravés sur un substrat de silicium.

II.3.2 Aperçu général du microscope micro-ondes

II.3.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'une sonde à ondes évanescentes est simple [TAB 99-a, TAB 04, IMT 04]. Quand un objet est placé à proximité de la sonde, à la fois la fréquence de résonance f_r et le coefficient de qualité Q sont affectés par la présence de l'échantillon, comme l'illustre la figure II.25. Cette modification de la résonance (Δf_r et ΔQ) dépend essentiellement des propriétés électriques de l'échantillon ainsi que de la distance entre la sonde et l'échantillon [TAB 99-a].

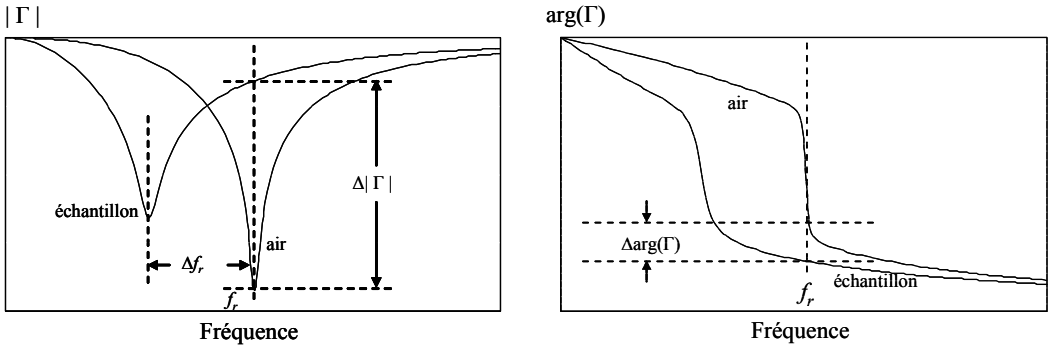


Figure II.25: principe de la microscopie champ proche à ondes évanescentes.

La plupart du temps, l'analyseur de réseaux automatique large bande (VNA) est utilisé pour mesurer ces variations. Toutefois, son surdimensionnement en termes de coût, de taille et de largeur de bande sont des points critiques pour une utilisation dans un contexte industriel. Par conséquent, un nouveau concept basé sur l'utilisation du SPR-35GHz associé à une sonde est présenté afin de surmonter ces limites et faciliter la pénétration de ce type d'outils dans le domaine de la microscopie. Donc, au lieu de mesurer la déviation de la fréquence de résonance sur une large plage de fréquence, nous proposons de mesurer à la fois la variation du module et de la phase du coefficient de réflexion Γ correspondant aux variations des propriétés (permittivité, géométrie,..) de l'échantillon sous test à la même fréquence f_r (correspondant à la fréquence de résonance en l'absence de l'échantillon). En comparaison avec les précédents travaux relatifs à la SNMM, l'acquisition de données pour l'ensemble du spectre est évitée. Un autre avantage est qu'un synthétiseur de fréquence n'est pas nécessaire, il peut être remplacé par un seul oscillateur stable.

II.3.2.2 Principe de la mesure

La sonde à ondes évanescentes (EMP pour evanescent millimeter-wave probe) utilisée dans cette étude est une simple ligne micro ruban couplée à un réseau d'adaptation d'impédance afin d'augmenter sa sensibilité.

La sonde EMP est connectée au port de mesure du SPR-35GHz. Un schéma explicatif est représenté sur la figure II.26.

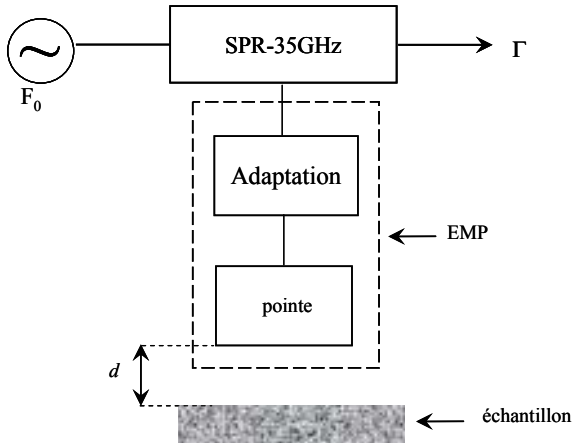


Figure II.26: Schéma explicatif du système de mesure.

Le banc de mesure se compose d'une source externe 35 GHz (oscillateur GUNN), qui est pour l'instant une unité commerciale, du SPR-35GHz et de la sonde EMP. L'échantillon est monté sur une table XY en vue d'effectuer des scannes en *1D* ou *2D*. La distance *d* entre la pointe et l'échantillon est également contrôlée mécaniquement.

Il a été démontré que le plus petit dispositif détectable physiquement par une sonde (ou pointe) à ondes évanescentes est directement lié à la taille au bout (ou l'ouverture) de la sonde et la distance qui sépare la sonde et l'échantillon [TAB 99-b].

II.3.3 Microscopie micro-ondes champ proche

II.3.3.1 Introduction

Dans cette partie nous mettons en œuvre notre microscope micro-ondes, qui est constitué du SPR-35GHz couplé à une pointe via un réseau d'adaptation d'impédances. Nous mettons en place une étude de la sensibilité de ce microscope en fonction de divers paramètres (type de matériau sous test, taille de la pointe,…). Nous présentons aussi des applications au contrôle non destructif à l'échelle micrométrique, notamment dans les cas des défauts enfouis.

II.3.3.2 Sensibilité aux variations des propriétés des matériaux

Dans une première étude, la pointe utilisée est une ligne micro ruban de 254 μm de largeur et 3 mm de longueur réalisée sur un substrat d'alumine (épaisseur = 254 μm). Le choix d'un substrat de haute permittivité (ε_r = 9,9) permet de réduire la taille de la sonde et d'avoir une meilleure sensibilité. La ligne de transmission déposée sur le substrat d'alumine est en or (conductivité $\sigma = 4{,}1\ 10^7$ S/m) avec une épaisseur de métallisation de 1,5 μm. Afin de relier la sonde aux autres éléments du système, elle est montée sur un connecteur coaxial de type *K* comme il est montré sur la figure II.27.

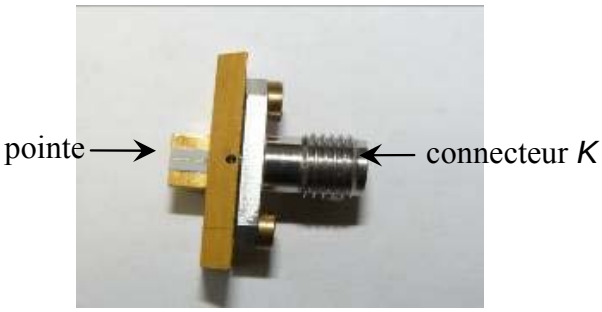


Figure II.27 : Photographie de la pointe montée sur connecteur *K*.

Notons que pour une première série de mesures, en raison des limites mécaniques du système de déplacement, il ne nous a pas été possible d'effectuer des mesures, en considérant un pas de moins de 10 μm.

Afin d'étudier la sensibilité de la technique liée aux changements des propriétés du matériau sous test, des mesures de coefficients de réflexion pour différents échantillons de différentes natures en fonction de la distance *d* qui les sépare de la pointe ont été effectuées. Notons que l'adaptation de la pointe a été réalisée en espace libre. Dans cette étude, nous avons examiné des échantillons de matériaux communément utilisés en microélectronique. Les

données expérimentales sont représentées dans la figure II.28 pour une distance *d* variant de 50 à 350 µm.

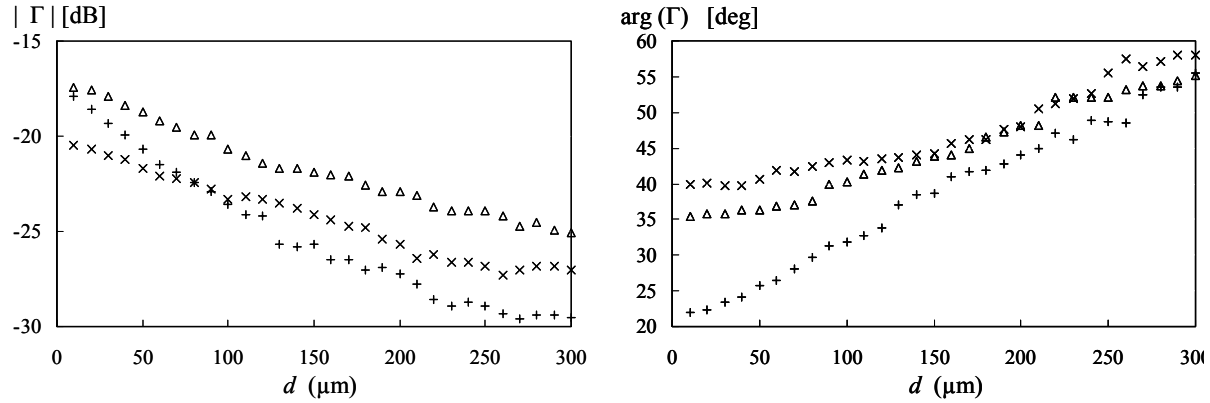


Figure II.28: Mesure de coefficient de réflexion Γ en fonction de la distance sonde-matèriau, *d* (matériaux : + Or, Δ Silicium, x Alumine).

Ces mesures montrent que le coefficient de réflexion est très sensible aux variations de la distance pointe-échantillon, ainsi qu'à la nature de ce dernier. En effet, pour une adaptation de la pointe en espace libre, et dans le cas de l'échantillon d'or, des variations de 12,5 dB pour le module de Γ ($|\Gamma|$) et de 34° pour la phase (arg (Γ)) sont recensées. Pour les mesures effectuées sur les diélectriques, la sonde EMP est un peu moins sensible, les variations sont de l'ordre de 8 dB pour $|\Gamma|$ et 20° pour arg (Γ). Notons que le silicium utilisé pour dans ces mesures est un silicium hautement résistive ($\varepsilon_r \approx 11,9$)

II.3.3.3 Etude de défauts débouchant en surface

a) Introduction

L'étude suivante est dédiée à l'évaluation de la sensibilité de cette technique aux variations des motifs sous test. Aussi, nous abordons les effets de pointes (en simulations et en mesures) sur la résolution de la technique.

b) Sensibilité aux variations géométriques

Pour ce premier test, nous avons utilisés la pointe de 254 µm afin de scanner des lignes de largeurs de 100 à 300 µm. Ces lignes sont gravées à une profondeur h = 50 sur un substrat de silicium (épaisseur du substrat est de 400µm). Ensuite, ces lignes sont métallisées par un dépôt de titane et d'or. Une épaisseur de 40 nm pour le titane est utilisée afin de permettre l'adhérence de la couche d'or d'épaisseur de 1 µm sur le substrat de silicium. Notons que les longueurs de ces lignes sont considérées comme infinies.

Pour cette expérience, la sonde EMP est toujours adaptée en espace libre. La distance pointe-échantillon est fixée à 100 µm. Les lignes gravées sont scannées avec un pas de 10 µm. Les variations du module et de la phase du coefficient de réflexion Γ sont représentées dans la figure II.29 pour deux lignes de largeurs 100 µm et 300 µm.

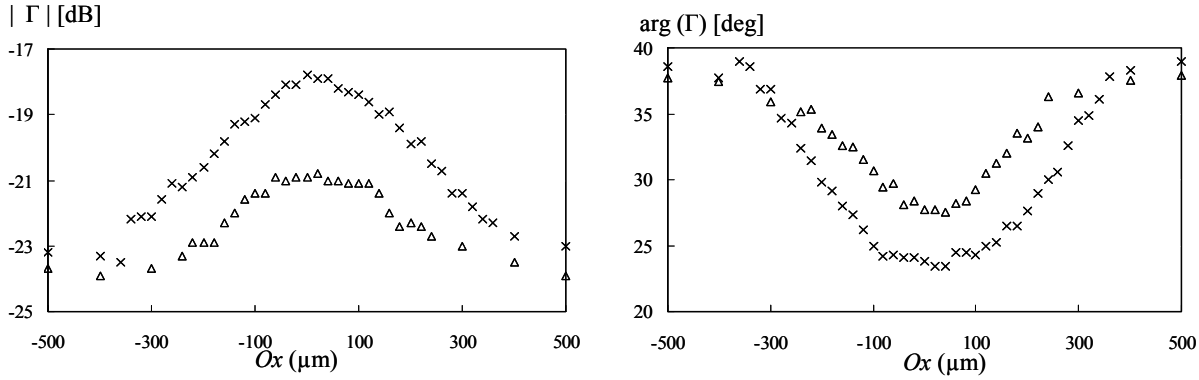


Figure II.29: Mesure du coefficient de réflexion Γ de deux fentes le long de l'axe *Ox* (largeurs : + 300 µm, Δ 100µm).

Les données mesurées montrent que le module et la phase du coefficient de réflexion relevés permettent de détecter de manière qualitative les deux lignes considérées.

Afin d'accroître la sensibilité de la sonde EMP, nous avons donc effectué des simulations sur le logiciel de simulation électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator) afin d'évaluer l'effet de la réduction d'ouverture de la pointe sur la résolution.

c) Simulations en 1D

Nous considérons une nouvelle pointe composée d'une ligne 50 Ω d'or (127 µm de largeur) déposés sur un substrat d'alumine de 127 µm, possédant une ouverture de forme conique (5 µm). Cette forme permet de concentrer les champs électromagnétiques au bout de la pointe, et par conséquent d'améliorer la résolution.

Une première simulation consiste à faire varier la distance *d* qui sépare un plan métallique et la pointe de 0.5 à 5 µm. Cette dernière a été adaptée à une distance de 10 µm du plan métallique. Les variations du coefficient de réflexion Γ obtenues en simulation sont données dans la figure II.30.

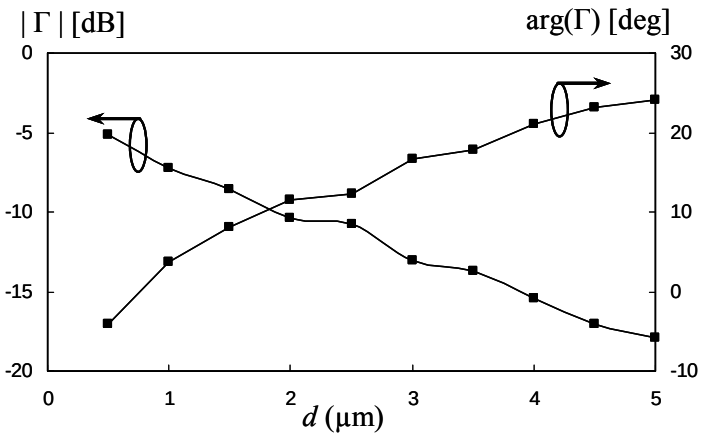


Figure II.30: Evolution du coefficient de réflexion Γ en fonction de la distance *d* par rapport au plan métallique (dimension pointe= 5x1.5 µm^2), Simulation HFSS, F= 35 GHz.

Nous observons une bonne sensibilité de la sonde EMP à la variation de la distance entre la pointe et le plan métallique. La variation relative du module du coefficient de réflexion Γ est de 12,5 dB alors que celle du déphasage est de l'ordre de 34 °.

Nous avons aussi simulé un scanne d'une fente d'air gravée sur un substrat de silicium (4 µm de profondeur et 10 µm de largeur). La distance *d* (pointe-échantillon) est fixée à 1 µm. Les données de simulations sont données dans la figure II.31.

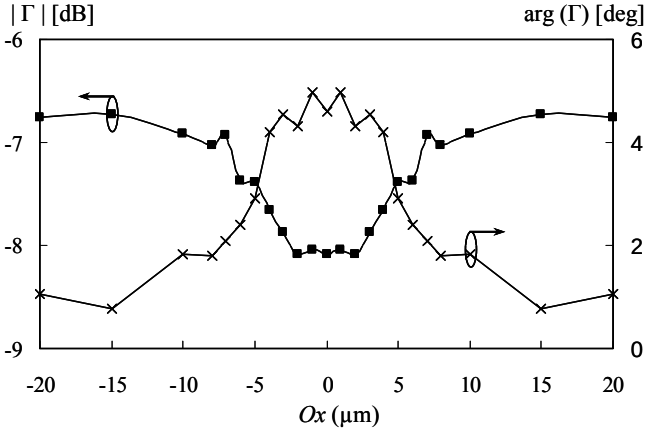


Figure II.31: Scanne d'une fente d'air (hauteur= 4 µm, largeur= 10 µm) à une distance *d* = 1 µm (dimensions pointe= 5x1.5 µm^2), Simulation HFSS, F= 35 GHz.

Nous notons qu'à l'aide d'une telle sonde EMP, nous retrouvons facilement le profil de la fissure (fente d'air) dans la direction *Ox*.

Afin d'évaluer la résolution latérale, nous présentons dans la figure II.32 les résultats du scanne de 3 fentes du type de celle présentée précédemment (4 µm de profondeur et 10 µm de largeur) espacées d'une distance de 10 µm.

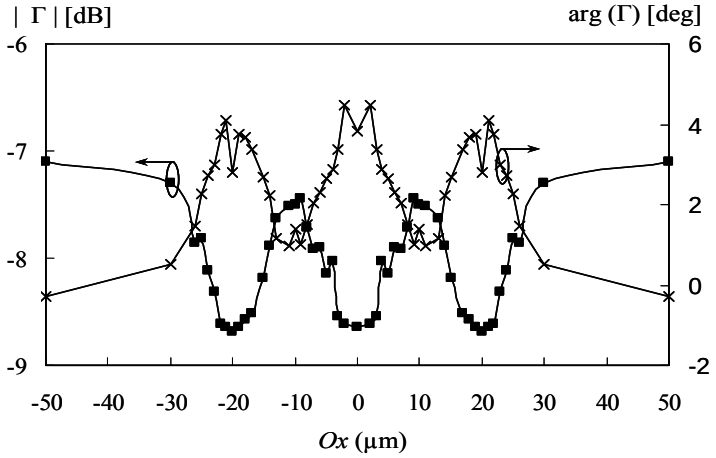


Figure II.32 : Scanne de 3 fentes d'air (hauteur = 4 µm, largeur= 10 µm) espacées de 10 µm à une distance pointe-échantillon *d* = 1 µm (dimensions pointe= 5x1.5 µm^2), Simulation HFSS, F= 35 GHz.

On constate ainsi que les fentes sont clairement distinguées. Ces simulations (figure II.31 et II.32), nous permettent de confirmer que la résolution est améliorée lors de l'utilisation de sondes de petites dimensions. La résolution latérale est donc au moins de l'ordre de 10 µm. Ainsi nous avons décidé d'entamer la réalisation de plusieurs pointes de différentes tailles. Dans la figure II.33 il est montré une photographie d'une pointe conique (de 10µm d'ouverture).

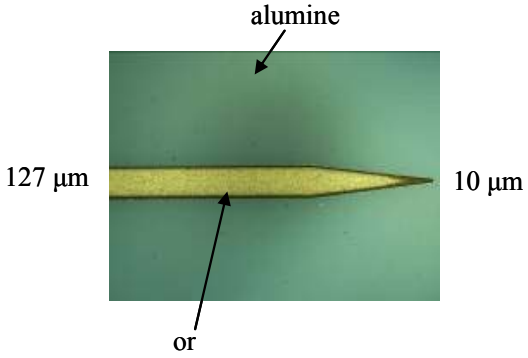


Figure II.33: Photographie d'une pointe d'ouverture 10µm.

Ces pointes sont réalisées sur un substrat d'alumine d'épaisseur de 127µm, en suivant un procédé de gravure chimique. Comme décrit dans l'étape de simulation, elles sont constituées

d'une ligne 50 Ω de 127 µm de largeur qui se termine par une forme conique. Après réalisation, ces pointes sont associées à des connecteurs de type *K* (figure II.27).

Afin de tester ces nouvelles pointes, nous avons réalisé des échantillons comportant différents motifs (fentes, carrés, triangles, …) avec des tailles variant de 10 à 300 µm. Ces motifs sont gravés sur un substrat de silicium, le tout a été métallisé par un dépôt de titane d'une épaisseur de 40 nm (couche d'accroche) suivi par un dépôt d'or de 1 µm d'épaisseur.

Afin de bien mener ces nouvelles séries de mesures, un nouveau banc de mesure automatisé est mis en place. Il s'agit d'un système de déplacement dont le mouvement dans les trois axes X, Y et Z avec une grande précision, permet d'affiner le pas de déplacement (inférieur à 10 µm). Les mouvements et l'acquisition des données ainsi que leur traitement en temps réel est assuré par le même ordinateur. Dans la figure II.34 on donne une photographie du banc de mesure utilisé pour la microscopie micro-ondes.

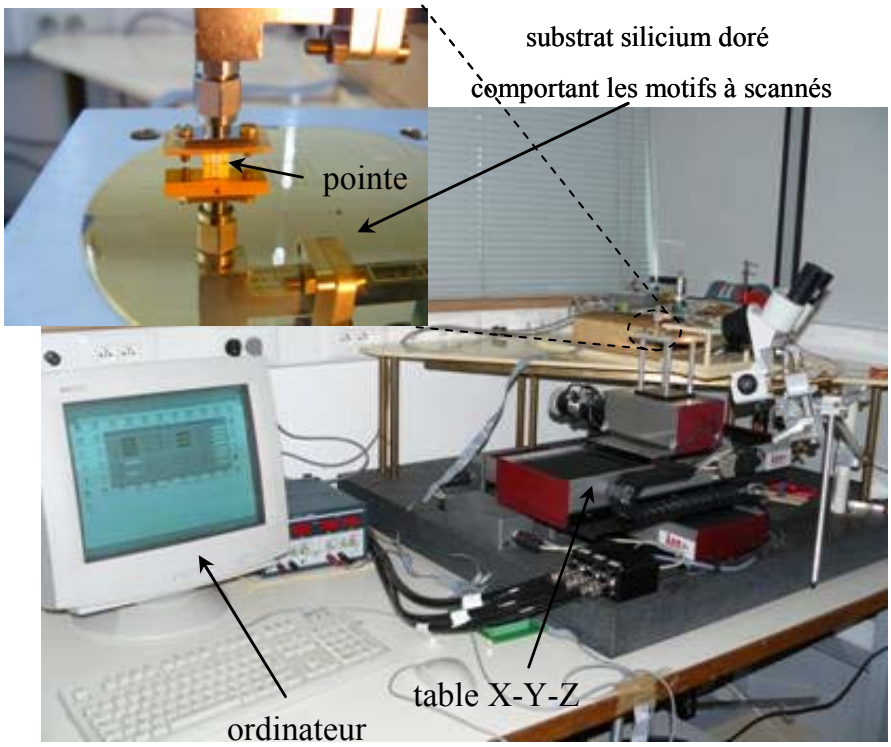


Figure II.34: Photographie du banc de mesure.

Contrairement aux cas usuels, dans nos études il est plus simple de déplacer l'échantillon en dessous de la pointe. Celui-ci est posé sur un porte-échantillon conçu de façon à faciliter la localisation des motifs à scanner.

d) Mesures en 1D

Dans une première mesure, une étude de la résolution latérale de deux pointes de taille différente (10 et 80µm) est effectuée. Elle consiste à scanner 12 fentes (de f_1 à f_{12}) de 50µm de largeur, espacées d'un gap variable (de 10 à 150 µm), pour une distance *d* entre échantillon et pointe de 10 µm. Une image relevée avec un microscope optique de ces fentes est donnée en figure II.35

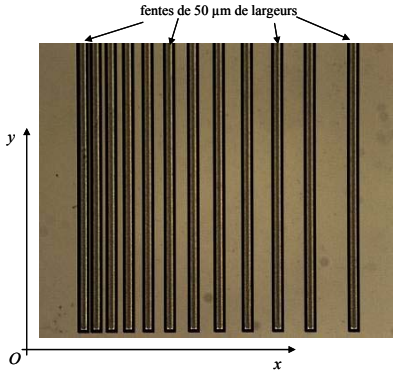
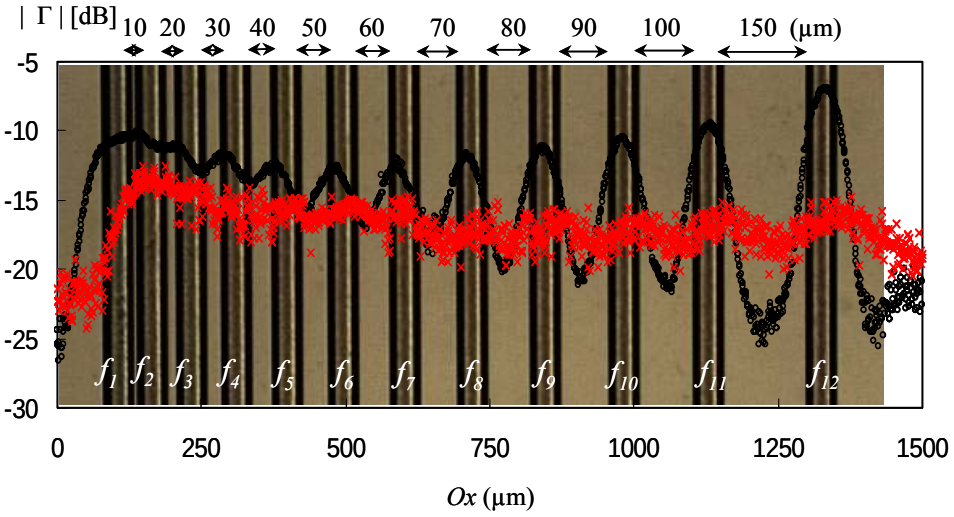


Figure II.35: Image par microscope optique des 12 fentes de 50µm avec un gap variable entre elles.

Ces fentes sont gravées sur silicium à une profondeur de 20µm. Après gravure, une métallisation de l'ensemble de la plaque de silicium par dépôt d'or est effectuée. Notons que pour ce type de motifs la longueur suivant l'axe *Oy* (10 mm) est supposée infinie.

Les relevés du coefficient de réflexion suivant l'axe *Ox* pour deux pointes (10 et 80 µm) sont représentés dans la figure II.36



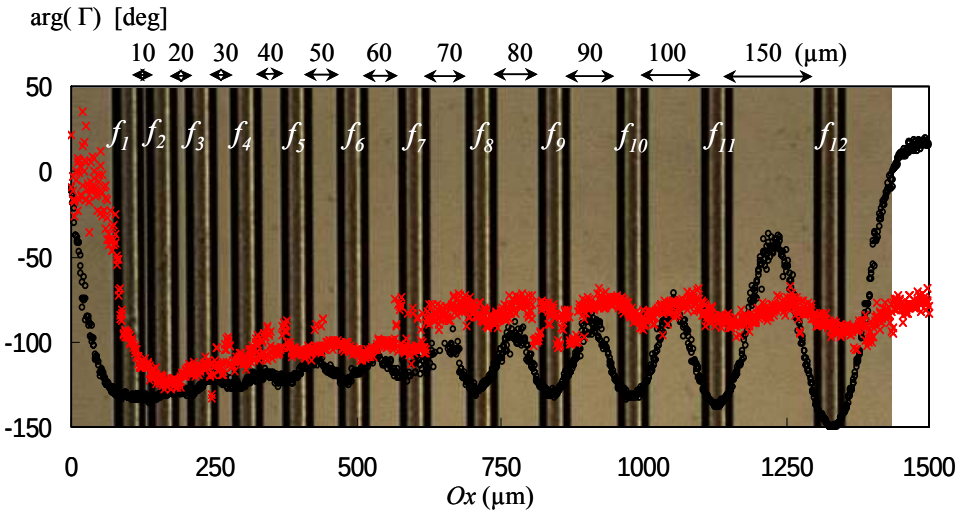


Figure II.36: Variations du coefficient de réflexion en module et phase pour scanne de fentes de 50 µm de largeur, avec un espacement variable entre elles,

(◊ : pointe 10µm, × : pointe 80µm), distance pointe-échantillon *d* = 10µm.

Nous remarquons une grande différence entre les deux relevés. En effet, on constate que la pointe de petite ouverture (10 µm) permet de mieux discriminer les fentes. On note aussi que les trois premières fentes sont plus difficilement détectées, ce qui est du au faible espacement entre celle ci (de l'ordre de la taille de la pointe).

Compte tenu des résultats obtenus, nous avons opté pour la pointe de 10 µm afin d'effectuer d'autres relevés sur des motifs de même type mais avec des tailles plus réduites. En effet dans les figures II.37 et II.38 sont présentés les relevés du coefficient de réflexion pour deux fentes de largeur 10 et 20 µm et en gardant le même espacement variable que précédemment (de 10 à 150 µm). Notons que la distance *d* entre la pointe et l'échantillon est de 5 µm.

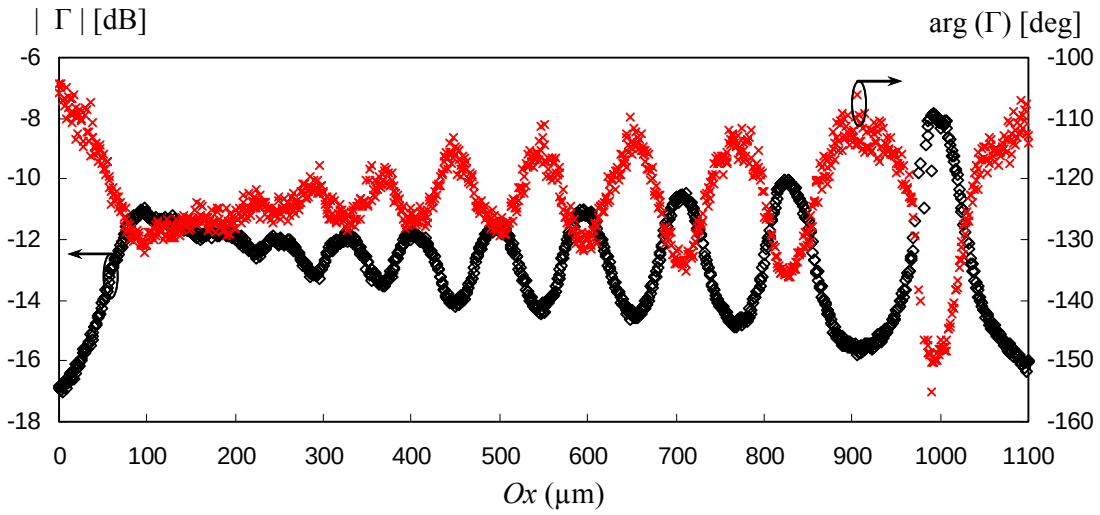


Figure II.37: Variations du coefficient de réflexion en module (◊) et phase (×) pour scanne de fentes de 20 µm de largeur, avec un espacement variable, (d = 5 µm).

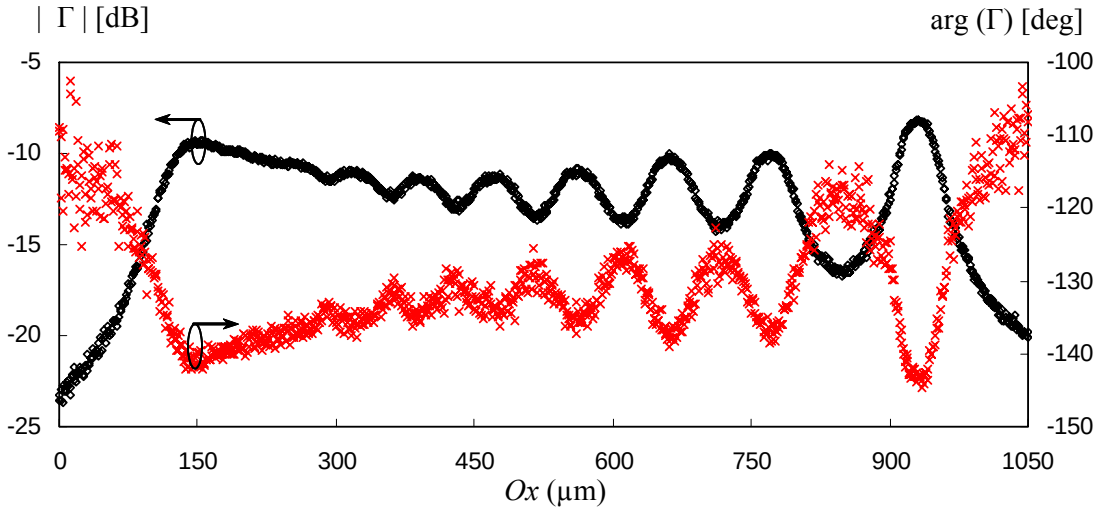


Figure II.38: Variations du coefficient de réflexion en module (◊) et phase (×) pour scanne de fentes de 10 µm de largeur, avec un espacement variable, (d = 5 µm).

L'examen de ces résultats montre une bonne sensibilité (en module et phase) de la technique pour des fentes de largeur de l'ordre d'ouverture de la pointe (10 µm), notamment pour des fentes bien espacées. Pour les fentes dont l'espacement est faible, on note une faible sensibilité notamment dans le cas des fentes de 10 µm de largeur. Ce constat est vrai pour des distances pointe-échantillons inférieur où égale à l'ouverture de la pointe (dans notre cas $d = 5\mu m$).

Par ces quelques exemples nous avons montré l'efficacité de cette technique ainsi que ces limites, notamment en terme de résolution latérale des pointes.

Les résultats obtenus précédemment pour des relevés en 1D (suivant un axe), nous permettent de passer à l'étape suivante qui consiste à effectuer de l'imagerie millimétrique on procédant à des relevés suivant deux axes.

e) Imagerie par ondes évanescentes en 2D

Dans cette partie du manuscrit, nous nous intéressons à l'imagerie par micro-ondes de quelques motifs de différentes formes (carré, triangle,…) dont les dimensions (suivant deux axes) sont finies.

Ces motifs de différentes tailles sont gravés sur un substrat de silicium hautement résistif, puis métallisés par un dépôt de titane et d'or.

Pour un premier relevé, le motif choisi est composé de quatre carrés de 100×100 μm^2 de dimensions, gravé jusqu'à une profondeur de 20 µm. Ces carrés sont réunis dans une configuration pour former un damier de 300 x 300 μm^2, comme il est montré dans l'image de la figure II.39.

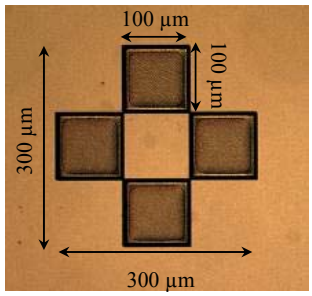
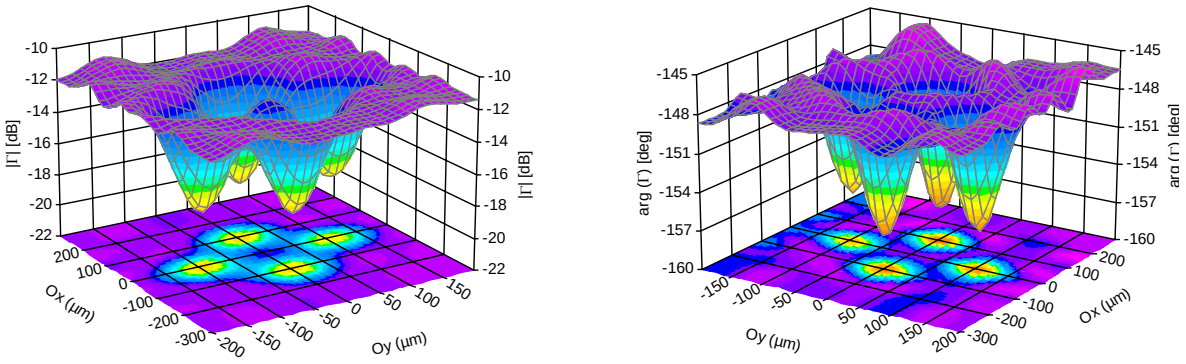


Figure II. 39: Image au microscope optique d'un damier.

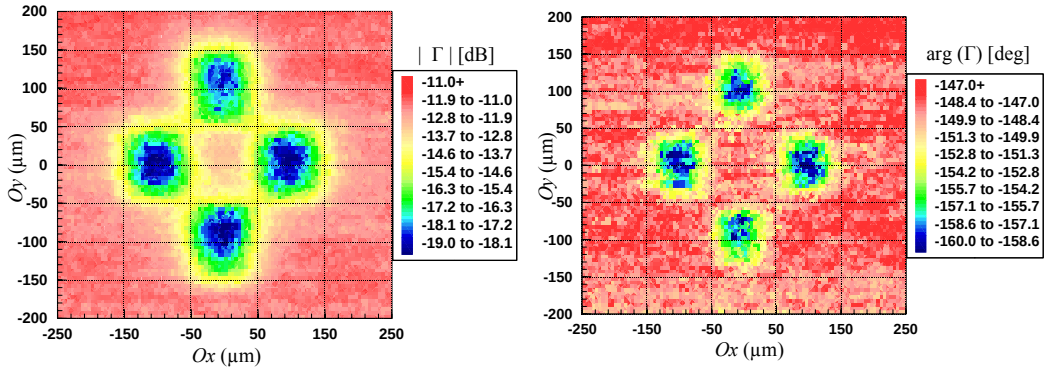
L'objectif de cette étude est de donner un ordre d'idée sur la résolution de ce type de pointes dans les deux dimensions (*X* et *Y*). En effet, ce motif composé de 4 puits de formes carrées, gravés à une profondeur de 20 µm, permet d'avoir une alternance de relief et ainsi, de mettre en évidence la résolution latérale de la technique dans les deux dimensions.

L'image millimétrique de ce damier a été réalisée par un relevé du coefficient de réflexion (module et phase) dans les deux dimensions, sur une longueur de 500µm suivant l'axe *X* et de 400µm suivant l'axe *Y*, avec un pas incrémental de 10 µm, tandis que la distance *d* entre la pointe et l'échantillon est fixée à 10 µm. Notons que la pointe utilisée pour ces relevés est celle de 10 µm.

Sur la figure II.40, est présenté le résultat du scanne.



a)



b)

Figure II. 40: Imagerie millimétrique d'un damier de 300 x 300 µm^2.
a) vue *3D*, b) vue *2D*, (profondeur des puis = 20 µm)

Nous représentons les résultats obtenus sous deux formes différentes. Une vue en *3D* qui permet de mieux apprécier les variations du module et de la phase en fonction de la géométrie du motif scanné. La deuxième en 2D vient compléter la figure 3D en donnant un aspect général sur la forme du motif scanné, représentée par un changement de couleurs.

Ainsi, nous pouvons remarquer une bonne détection sur les deux relevés (2D et 3D), nous retrouvons facilement la forme du damier. On note une variation de l'ordre de 8 dB en module et de 10 degrés en phase (figure II.40.a).

À l'issu des ces résultats, nous pouvons dire, que dans une telle configuration, cette nouvelle méthode d'imagerie, basée sur la technique six-port, nous procure une résolution de l'ordre de 100µm au minimum (dans les conditions de mesure). Ce qui représente environ $\lambda_g/86$.

Le deuxième relevé est effectué sur un motif présentant quatre triangles équilatéraux (150 µm de coté) dont les sommets se rejoignent au même point, formant ainsi un trèfle, comme il est montré sur la photo de la figure II.41.

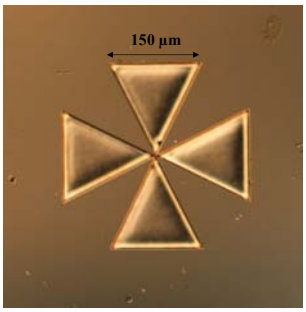


Figure II. 41: Image par microscope optique d'un trèfle.

La particularité de ce motif réside dans sa forme, où l'espacement entre les quatre triangles varie au fur et à mesure que l'on se déplace vers le centre du motif. Ce changement est susceptible de nous donner un ordre d'idée sur la résolution latérale de cette technique.

Les résultats bruts du scanne sont présentés dans la figure II.42.

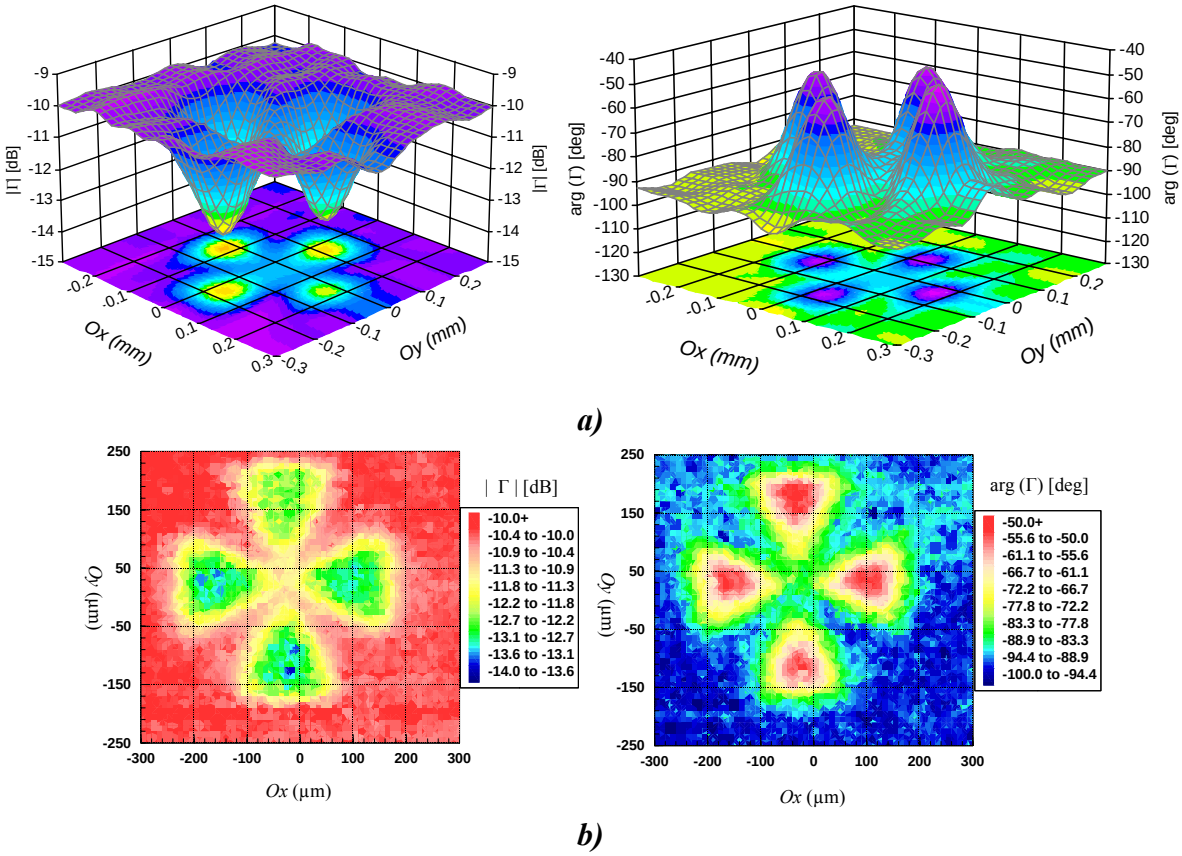


Figure II. 42: Imagerie millimétrique d'un trèfle de 300 x 300 µm^2.
a) vue *3D*, b) vue *2D*, (profondeur des triangles = 20 µm)

La forme du trèfle est bien retrouvée sur la vue en *2D,* avec une bonne sensibilité en module (plus de 3dB) et en phase (plus de 30°). Mais cette sensibilité diminue au centre du motif, ce qui est relié directement à la résolution de la pointe utilisée.

Ainsi, à l'issu de ce scanne effectué aux mêmes conditions que précédemment (figure II.40), nous pouvons noter une résolution inférieure à 100 µm.

Notons aussi que ces relevés sont bruts et ils n'ont subit aucun traitement particulier.

f) Conclusion

Nous avons montré au travers des relevés effectués sur les différents motifs que le système proposé associé à une sonde EMP présente une bonne sensibilité aux variations des reliefs des motifs étudiés. Ces images brutes permettent une première analyse des motifs sous test. Ces images brutes peuvent être grandement améliorées en leur appliquant un traitement de signal.

Néanmoins, il existe des techniques d'imagerie (avec ou sans contact) présentant une meilleure résolution pour la caractérisation des défauts surfaciques, on note comme exemple l'AFM et le SNOM. Néanmoins ces techniques sont très vite limitées dès qu'il s'agit d'une caractérisation de défauts enfouis, ce qui n'est pas le cas des techniques micro-ondes.

Ainsi, nous proposons dans la partie suivante l'application de cette technique pour la détection de défauts enfouis à quelques dizaines de micromètre.

II.3.3.4 Etude de défauts enfouis

a) Introduction

Nous avons vu dans la partie précédente les performances de cette technique pour des défauts en surface. Dans cette étude, nous allons nous concentrer sur la détection et la localisation de défauts enfouis dans un matériau diélectrique de faible épaisseur. Des défauts de quelques centaines de microns de largeur inclus dans les structures multicouches sont utilisés pour valider la méthode. Ainsi, plusieurs structures contenant un défaut enfoui sont traitées pour montrer l'efficacité et les potentialités de la méthode.

b) Structure de test

Pour un premier test et afin de recréer artificiellement un défaut microscopique enfoui, une structure multicouches constituée d'un substrat de silicium (d'épaisseur = 200 µm) couverte d'un film plastique opaque mince, de 30 µm d'épaisseur, est étudiée. Les détails de la structure sont donnés sur le schéma de la figure II.43.

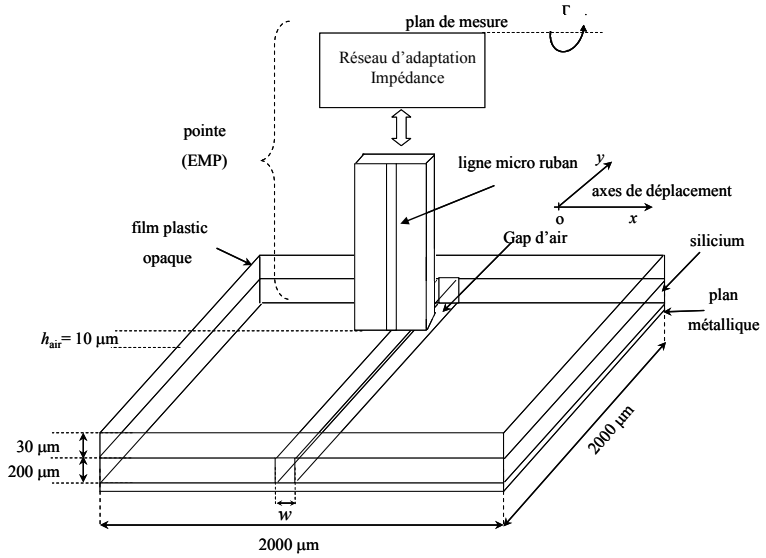


Figure II. 43: Schéma explicatif de la structure sous test.

Le défaut est obtenu en clivant et en séparant les deux parties d'un échantillon de substrat de silicium, dont l'orientation cristalline est <100> (permet l'obtention des fronts droit). La conséquence de cette opération est la création d'un espace d'air de quelques dizaines de microns de largeur. Notons que nous pouvons comblé cette espace d'air par un autre matériau ce qui

permettrait d'examiner des défauts de différentes natures (diélectrique ou métallique), le tout est déposé sur une semelle métallique.

c) <u>Restauration de profils de défauts enfouis en 1D</u>

Pour donner une idée des potentialités de la technique proposée pour la caractérisation micrométrique de défauts enfouis, nous utilisons, dans un premier temps, la pointe de 254 µm de largeur.

Dans la figure II.44, la mesure du coefficient de réflexion Γ le long de l'axe *Ox* pour une distance de 600 µm avec un pas de 10 µm est présentée pour la structure décrite dans la figure II.43. Dans ce cas particulier, la largeur *w* de la fente d'air dans le substrat de silicium est égale à 200 µm. Cet espace d'air est comblé par un fil métallique de diamètre *w.* Un film plastique opaque d'épaisseur 30 µm, correspondant ainsi à la profondeur d'enfouissement du défaut, recouvre la structure.

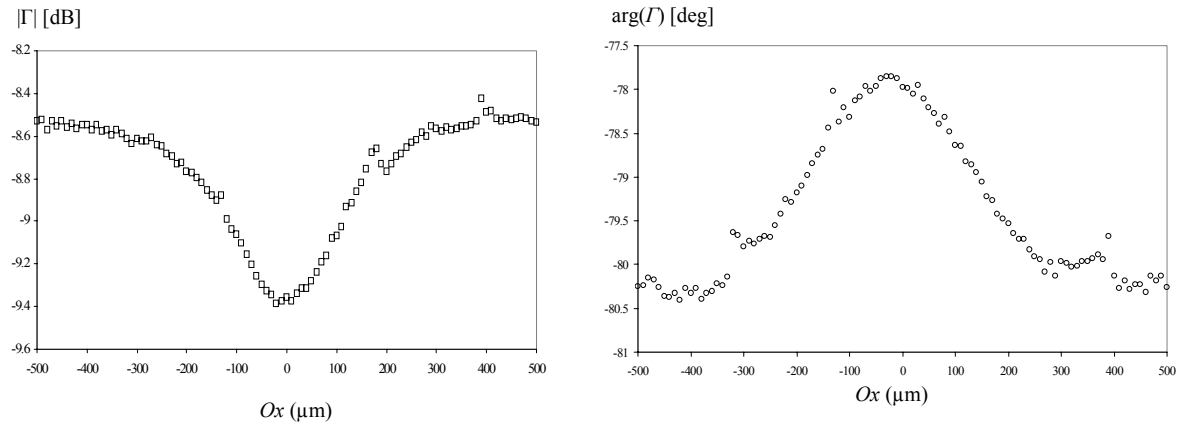


Figure II. 44: Relevé du coefficient de réflexion d'un défaut métallique enfoui F= 35GHz, pointe de 254 µm, distance pointe-échantillon d= 10µm.

Les mesures de la phase et du module du coefficient de réflexion montrent que de petits défauts métalliques d'une dimension *w* = 200 µm enfouis à une profondeur de 30 µm, sont détectés et localisés avec cette technique.

Dans un autre test, le fil métallique est enlevé de la structure et *w* est réduit à 120 µm, l'échantillon est alors scanné le long de l'axe *Ox* dans les mêmes conditions que précédemment. Les résultats sont donnés dans la figure II.45.

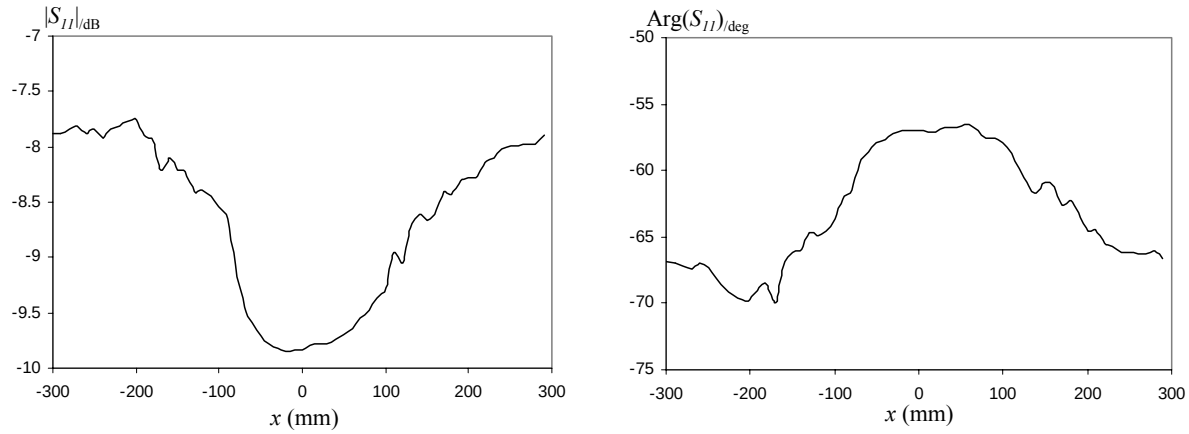


Figure II. 45: Relevé du coefficient de réflexion d'une fente d'air enfouie F= 35GHz, pointe de 254 µm, distance pointe-échantillon d= 10µm.

Les mêmes conclusions peuvent être tirées de ce relevé. En effet, même dans le cas où le défaut enfoui est une fente d'air, dont la largeur (120 µm) est inférieure à la largeur de la pointe (254 µm) utilisée pour le scanne, ce vide d'air recouvert d'un matériau diélectrique est détecté. Plus de 2 dB et 10 degrés de variation sont notés pour Γ le long de l'axe Ox. Notons que pour ces mesures nous avons utilisé un système de déplacement manuel, permettant d'effectuer des mouvements dans deux directions (X et Y) avec un pas déplacement est de 10 µm. Ce qui explique les légères fluctuations dans les relevés.

Ces résultats sont encourageants et prouvent que la détection et la localisation des défauts sub-surfaciques est possible. Aussi nous avons décidé d'entreprendre une nouvelle campagne de mesures afin d'imager les motifs utilisés dans les études précédentes, mais cette fois ci ils sont recouverts d'un film plastique opaque (épaisseur = 30 µm).

d) Imagerie de défauts enfouis (2D)

Dans cette partie nous nous intéressons à la production et à l'analyse d'images de motifs enfouis à quelques dizaines de micromètre sous un film plastique opaque. Dans cette étude nous utilisons les même pointes de forme conique avec des ouvertures de 10 et 80 µm. Les déplacements de l'échantillon sous la pointe sont assurés par le même système de déplacement automatisé (figure II.34).

Le motif choisi est le même que celui représenté en figure II.39. Il s'agit du damier constitué de quatre puits carrés de 100 µm de coté, enfoui à 30 µm sous un film plastique opaque, le rendant invisible à des techniques optiques traditionnelles.

Un premier scanne est effectué en utilisant la pointe de 10 µm d'ouverture. Le résultat du scanne, pour une distance *d* séparant la pointe et le film plastique de 5 µm, est donné en figure II.46

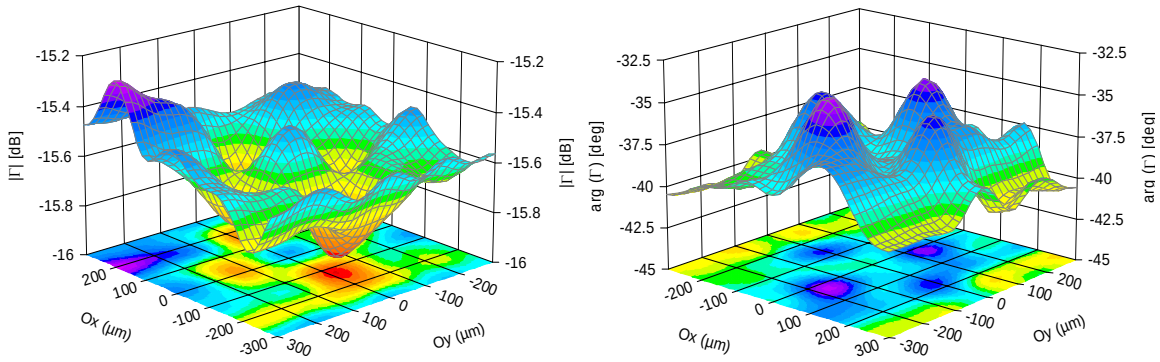


Figure II. 46 Relevé en module et phase du coefficient de réflexion d'un damier de 300 × 300 µm^2, enfouie à 30 µm sous un film plastique opaque, (pointe de 10µm), (profondeur des puits = 20 µm).

Ce relevé montre des variations du coefficient de réflexion (module et phase) en fonction des changements du relief du défaut enfoui (damier). Néanmoins, on note une faible dynamique du module et de la phase (respectivement 0.5 dB et 2.5°) comparativement au relevés de la figure II.40 (défaut débouchant en surface). Ceci peut s'expliquer par la difficulté de pénétration des ondes évanescentes dans le film plastique opaque qui présente une épaisseur trois fois supérieure à l'ouverture de la pointe.

Dans la même configuration et en gardant le même motif, on effectue un deuxième relevé en utilisant une pointe plus large (80 µm d'ouverture). Le résultat du scanne est présenté sur la figure II 47.

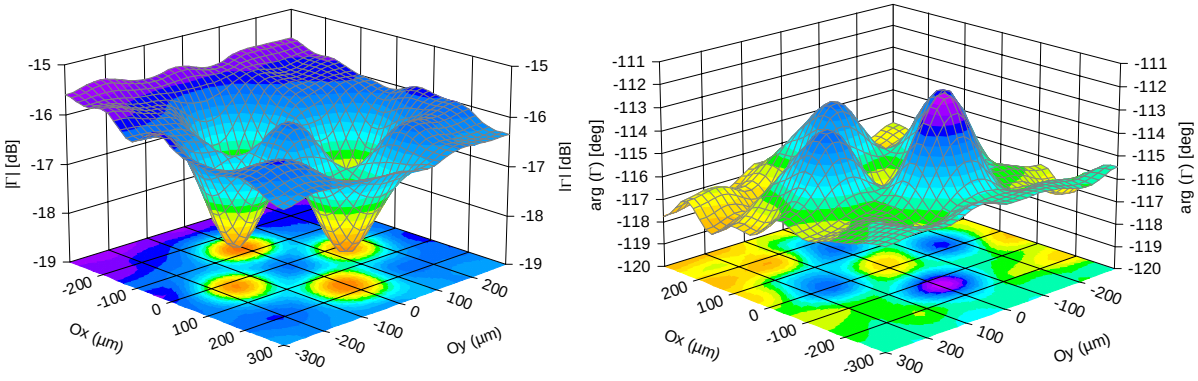


Figure II. 47: Relevé en module et phase du coefficient de réflexion d'un damier de 300 × 300 µm^2, enfouie à 30 µm sous un film plastique opaque, (pointe de 80µm), (profondeur des puits = 20 µm).

Comparé au relevé précédent, on remarque une nette amélioration de la dynamique de mesure. En effet, on distingue bien les quatre puits constituant le damier, avec une bonne sensibilité. On note une variation de plus de 2 dB en module et environ 4 degrés en phase.

Ces deux tests donnent une grandeur d'idée sur les potentialités de la technique proposée dans ce type de caractérisation. La sensibilité de cette technique dépend grandement des dimensions de la pointe utilisée. En effet, avec une pointe plus large (80 μm) on note une meilleure sensibilité aux variations géométriques du motif enfoui comparativement à une pointe plus fine (10 μm).

Néanmoins, cette étude reste incomplète. En effet, des études sont en cours sur ce sujet afin de prendre en considération les variations d'autres paramètres tel que la profondeur d'enfouissement, la taille et la nature du défaut.

e) Conclusion

Cette partie du manuscrit a été consacrée à la détection de défauts enfouis de taille microscopiques par une technique à ondes évanescentes basée sur l'association d'une sonde EMP au SPR-35GHz. Les résultats obtenus montrent une bonne sensibilité de la technique quant aux variations du relief de défauts enfouis. Néanmoins, des efforts sont encore à mener dans ce type de caractérisations.

II.3.3.5 Conclusion

La mise en œuvre du SPR-35GHz couplé à une pointe, nous a permis de mettre en évidence les capacités de cette technique à effectuer des caractérisations à une échelle microscopique. Une étude de la sensibilité de ce microscope en fonction divers paramètres tels que les propriétés physiques et géométriques du matériau sous test ainsi que l'effet de la taille de pointe sur la résolution, notamment dans les cas des défauts enfouis a été initialisée. Des études complémentaires restent à mener pour situer plus précisément les performances du système proposé.

II.3.4 Conclusion

Dans ce volet dédié aux applications de la technique six-port à la microscopie micro-ondes, nous avons donné le principe de fonctionnement d'un dispositif micro-ondes à base d'un système six-port couplé à des antennes de type sondes. Ce microscope, faible coût, présente l'avantage d'un fonctionnement en temps réel, avec la possibilité d'intégration monolithique. Afin de pouvoir positionner cette technique par rapport aux autres techniques de microscopies

micro-ondes, nous avons effectué des relevés sur des motifs débouchant en surface et enfouis. Ainsi, les premiers résultats obtenus sont encourageants et incitent à poursuivre les études initiées dans ce travail. Notons que les résolutions obtenues sont très inférieures à la longueur d'onde.

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté de nombreuses applications traitant du cas de défauts de nature métallique ou diélectrique, débouchant ou non débouchant en surface (enfouis dans un matériau diélectrique).

Dans cet objectif, le SPR-35GHz a été mis en œuvre avec succès dans un banc automatisé permettant d'effectuer des mesures du coefficient de réflexion S_{11} en espace libre, en une ou deux dimensions. Nous avons proposé, en particulier, des solutions logicielles adaptées à l'analyse des mesures effectuées pour répondre au souhait de détection et de localisation de défauts de taille millimétrique. Ainsi, une technique de traitement basée sur les réseaux de neurones artificiel (RNA) a été mise en œuvre afin de retrouver des données telles que le profil, et les dimensions du défaut enfoui.

La démonstration des potentialités de la technique six-port est faite aussi au travers d'exemples de caractérisations de défauts plus petits. L'idée poursuivie dans ce chapitre était l'association du SPR-35GHz à une sonde à ondes évanescentes (EMP), afin de réaliser un microscope micro-ondes champ proche, opérant à une fréquence fixe. Cette architecture s'est avérée très efficace, y compris dans le cas des défauts enfouis.

Compte tenu du caractère mono fréquentiel du SPR-35GHz, qui ne permet des caractérisations qu'à une seul fréquence, dans le dernier chapitre de ce manuscrit, en vue de lever se verrou, nous présentons une nouvelle architecture, conçue pour un fonctionnement plus large bande.

Contrairement aux dispositifs six-port réalisés auparavant, au sein de notre groupe, basés sur des éléments très sélectifs tels que des coupleurs branch-line, le nouveau dispositif se présente sous une nouvelle architecture dite « quatre-port » réalisée à partir d'éléments plus large bande tels que les diviseurs de Wilkinson, dans un but d'élargir la bande de fonctionnement de nos dispositifs et de soulever ainsi le handicap du caractère mono fréquentiel.

Dans le cadre de nos applications, liées à l'END de matériaux, le choix de la fréquence de fonctionnement des dispositifs de mesure de paramètres S réalisés au laboratoire est primordial. En effet, l'émergence d'applications industrielles dans le secteur des télécommunications autour de 60 GHz et de l'industrie des semi-conducteurs, s'accompagne de besoins grandissant de caractérisation en gamme millimétrique.

Ainsi, nous abordons, dans la suite du manuscrit, les étapes de conception, réalisation ainsi que la validation du nouveau dispositif, qui permet la mesure du coefficient de réflexion et/ou de transmission dans une bande de fréquence de 10 GHz autour de 60 GHz.

Bibliographie

[BAR 91] R. C. Barret and C. F. Quate, “Charge storage in a nitride-oxyde-silicon medium by scanning capacitance microscopy,” *J. Appl. Phys.*, vol. 70, pp. 2725-2733, 1991.

[BEN 07_a] O. Benzaim, M. Maazi, K. Haddadi, D. Glay, and T. Lasri, “A Vector Coding Technique using Evanescent Microwaves,” 3rd International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization & Imaging, ICONIC, St. Louis, Missouri, USA, pp 63 – 68, June 27-29, 2007.

[BEN 07_b] O. Benzaim, M. Maazi, K. Haddadi, M. M. Wang, D. Glay, and T. Lasri “Evaluation non destructive micro-onde à base de réseaux de neurones artificiels : application au génie civil” Colloque TELECOM 2007 & 5ièmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA 2007), Mars 2007, Fès, Maroc.

[BEN 08] O. Benzaim, K. Haddadi, M. M. Wang, M. Maazi, D. Glay, and T. Lasri, “Scanning near-field mm-wave microscope: application to a vector coding technique” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 57, N° 11, pp 2392 – 2397, November 2008.

[BHA 04] U. Bhattacharya, S. Vajda, A. Mallick, B. B. Chaudhuri, A. Belaïd, “On the Choice of Training Set, Architectures and Combination Rule of Multiple MLP Classifiers for Multiresolution Recognition of Handwritten Characters,” *9th International Workshop on Frontiers in Handwriting Recognition,* Tokyo, Japan, October, 2004.

[BOU 00] P.O. Bouchard, "Contribution à la modélisation numérique en mécanique de la rupture et structures multimateriaux", Thèse de doctorat, Ecole nationale des mines de Paris, soutenue le 20 septembre 2000.

[CHE 00] R.P. Cherian, L.N. Smith, P.S. Midha, «A neural network approach for selection of powder metallurgy materials and process parameters», Artificial intelligence in engineering, 2000, 14, n°1, pp. 39-44.

[DEL 01] N. Delhaye-Bouchaud « Développement du système nerveux central chez les mammifères » Neurophysiologie Clinique, Volume 31, Issue 2, April 2001, Pages 63-82.

[DRE 04] G. Dreyfus, J.M. Martinez, M. Samuelides, M.B. Gordon, F. Badran, S thiria, L. Herault, "Réseaux de neurones, méthodologie et applications", Editions Eyrolles, 2004

[DRN 00] D. Drndarevic, B. Reljin, «Accuracy modelling of powder metallurgy process using backpropagation NN», Powder metallurgy, 2000, 43, n°1, pp. 25-29.

[FAR 99] K. Fakhr-Eddine, M. Cabassud, M. V. Lann and J. P. Couderc “Application des réseaux de neurones à la modélisation des réacteurs de LPCVD: dépôt de silicium dopé in situ au bore » Chemical Engineering Journal Volume 72, Issue 2, 8 February 1999, Pages 171-182.

[GUE 04] Violaine Guerin, « Prédiction et compréhension de la densification des poudres commerciales d'alumine et de fer grâce à une approche par réseau de neurones artificiels »,Thèse EPFL, no 3021 (2004) Lausanne.

[HAD 06] K. Haddadi, H. El Aabbaoui, B. Gorisse, D. Glay, N. Rolland, T. Lasri, “A fully InP monolithic integrated millimeter-wave reflectometer,” 36th European Microwave Conference 2006 (EUMC 2006), Manchester, United Kingdom, September 2006.

[HAG 96] M.T. Hagan, H.B. Demuth, M. Beale, «Neural Network Design», PWS Publishing Company, 1995.

[HEN 06] F. Henry, E. Daucé, and H. Soula, «Temporal Pattern Identification using Sike-Timing Dependent Plasticity», proc. of 15th annual Computational Neurosciences meeting (CNS 2006), July 16-18, Edinburgh, U.K.

[HOP 82] J. Hopfield "Neural Networks and Physical Systems with Emergent Collective Computational Abilities", *P.N.A.S. USA*, vol. 79 (1982), 2554-2558.

[HUN 06] S.-K. Hung and L.-C. Fu, “Novel three-dimensional beam tracking system for stationary-sample-type atomic force microscopy,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 55, n°5, pp 1648-1654, October 2006.

[IMT 05] A. Imtiaz, M. Pollak, S. M. Anlage, J. D. Barry, and J. Melngailis, “ Near-field microwave microscopy on nanometer length scales,” J. Appl. Phys., 97, 044302, 2005.

[KHA 04] A. Khatkhate, A. Ray, S. Chin, V. Rajagopalan, E. Keller, “Detection of Fatigue Crack Anomaly: A Symbolic Dynamics Approach,” *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, Boston, Massachusetts, June 30-July 2, 2004.

[KIM 03] J. Kim, M. S. Kim, K. Lee, J. Lee, D. Cha, and B. Friedman, “Development of a near-field scanning microwave microscope using a tunable resonance cavity for high resolution,” Meas. Sci. Technol Vol. 14, pp 7-12, 2003.

[KLE 01] A. Kleiner and S. Eggert, “Curvature, hybridization, and STM images of carbon nanotubes,” Phys. Rev. B, Condens. Matter, vol. 64, n° 113 402, pp. 1-4, 2001.

[KLE 06] R. A. Kleismit, M. K. Kazimierczuk, and G. Kozlowski, “Sensitivity and resolution of evanescent microwave microscope,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, n°2, pp 639-647, February 2006.

[KOD 98] J. Kodjabachian « Développement et évolution de réseaux de neurones artificiels. Application au contrôle d'un animat hexapode », Thèse nouveau doctorat, Année de soutenance, 1998, Université de Paris 06.

[KOH 89] T. Kohonen "*Self-Organization and Associative Memory*", Springer Verlag, (1989).

[LEB 06] M. Lebreton « Deux applications des réseaux de neurones artificiels : hétérogénéité spatiale et un test d'hétéroscédasticité », Thèse de doctorat en sciences économiques soutenue publiquement le 4 décembre 2006 à l'Université de la Méditerranée, Marseille.

[LIP 87] R. Lippmann. «An introduction to computing with neural nets». IEEE ASSP Magazine, 4(2):422, 1987.

[MAA 03] M. Maazi, D. Glay, T. Lasri, "Détection de défauts dans un matériau diélectrique par des techniques micro-ondes", 13émes Journées Nationales Micro-ondes, 21-23 mai 2003, Lille, France.

[MAA 04] M. Maazi, D. Glay, and T. Lasri, "One-Dimensional Reconstruction of a Defect Profile Based on Millimeter-Wave Nondestructive Techniques," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 43, n° 2, pp 133-138, October 2004.

[MAA 05_a] M. Maazi, D. Glay, and T. Lasri, "A 60 GHz Six-Port Based Reflectometer for Nondestructive Characterization of Materials," J. of the European Microwave Association, Special Issue on Industrial Applications of Microwave Sensor Systems vol.1, n°2, pp 149-155, June 2005.

[MAA 05_b] M. Maazi,, "Conception et réalisation de systèmes en gamme millimétrique pour l'évaluation non destructive : Application à la restauration de profils et d'images d'objets enfouis "Thèse de doctorat, mars 2005, Université de Lille 1.

[MAA 06] M. Maazi, O. Benzaim, K. Haddadi, D. Glay, and T. Lasri, "Non-Contact Subsurface Defects Characterization by Microwave and Millimetre Wave Techniques," Sensing and imaging, vol.7, n° 4, pp 125-154, December 2006.

[MAN 98] A. Mannoni, F. Quercioli, B. Tiribilli, C. Ascoli, P. Baschieri and C. Frediani, "Measuring topography and refractive index of channel waveguides with a hybrid AFM–SNOM," J. of Lightwave Technology, vol. 16, n° 3, March 1998.

[MEI 03] M. Meireles, P. Almeida, M. G. Simoes, "A Comprehensive Review for Industrial Applicability of Artificial Neural Networks", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, n° 3, pp 585-601, June 2003.

[OH 97] S. H. Oh, "Improving the error Backpropagation Algorithm with a Modified Error Function," *IEEE* Transactions *on Neural Networks,* vol. 8, n° 3, pp 799-803, May 1997.

[POL 00] G.S. Pollock, R.B. Eldridge, «Neuronal Network modelling of structured packing of height equivalent to a theoretical plate», Industrial and engineering chemistry research, 2000, 39, n°5, pp. 1520-1525

[ROS 57] F. Rosenblatt, "The perceptron a perceiving and recognizing automaton", Tech. Report 85-460-1, Cornell Aeronautical Laboratory, Ithaca, N.Y., 1957.

[SST 01] Special Issue of Subsurface Sensing Technologies and Applications : An International Journal (SSTA Journal) on Advances and Applications in Microwave and Millimeter Wave Nondestructive Evaluation, Vol. 2, N°4, October 2001 - Kluwer Academic/Plenum Publishers.

[TAB 04] M. Tabib-Azar and Y. Wang, "Design and Fabrication of Scanning Near-Field Microwave Probes Compatible With Atomic Force Microscopy to Image Embedded Nanostructures," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 52, n°3, pp 971-979, March 2004.

[TAB 99-a] M. Tabib-Azar, J. L. Katz, and S. R. LeClair, "Evanescent microwaves: a novel super-resolution Noncontact Nondestructive Imaging Technique for Biological Applications," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 48, Issue 6, pp 1111 – 1116, December 1999.

[TAB 99-b] M. Tabib-Azar, P. S. Pathak, G. Ponchak, and S. LeClair, "Nondestructive Superresolution Imaging of Defects and Nonuniformities in Metals, Semiconductors, Dielectrics, composites, and Plants Using Evanescent Microwaves, " Review of Scientific Instruments, Vol 70, n° 6, pp 2783-2792, June 1999.

[VIO 02] P. Viotti, G. Liuti, P. Di Genova « Atmospheric urban pollution: applications of an artificial neural network (ANN) to the city of Perugia », Ecological Modelling, n°148 (2002), pp27–46.

[WAN 07] Y. Wang, A. D. Bettermann, and D. W. Van der Weide, "Process for scanning near-field microwave microscope probes with integrated ultratall coaxial tips," J. Vac. Sci. Technol. B Vol. 25, n° 3, pp 813-816, May/June 2007.

Chapitre III

Conception et réalisation d'un système de mesure de paramètres S en topologie quatre-port en gamme millimétrique

III.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédant, nous avons mis en œuvre le SPR-35GHz dans différents banc de mesures, afin d'aborder quelques applications liées à l'Evaluation Non Destructive. Ce système, basé sur un corrélateur six-port, bien que présentant des résultats encourageants, reste néanmoins pénalisé par son caractère mono fréquentiel (fréquence fixe de 35 GHz). Ceci est du essentiellement à son architecture basée sur des éléments très sélectifs tels que des coupleurs branch-line qui limitent fortement le fonctionnement du dispositif six-port en terme de largeur de bande fréquentielle [MAA 05, HAD 07].

Afin de lever cette limitation, nous présentons dans ce dernier volet du manuscrit, l'étude, la conception, la réalisation et les tests de validation d'un dispositif, basé sur une architecture dénommée «quatre-port», où l'utilisation de diviseurs de Wilkinson comme alternative aux coupleurs branch-line permet un fonctionnement plus large bande. L'association de ce nouveau dispositif à la technique de calibrage développée autorise une largeur de bande de 10 GHz autour de 60 GHz (55-65 GHz).

Dans le cadre de nos applications, l'END hyperfréquence est généralement réalisée au travers de la mesure des propriétés de réflexion ou/et de transmission d'un matériau sous test. Aussi, la réalisation d'un dispositif offrant la possibilité de mesurer les coefficients de réflexion et de transmission permettra d'accéder à des informations liées à la surface du matériau (réflexion) mais aussi relatives au cœur du matériau (transmission).

Ainsi, nous exposons en premier lieu une topologie dénommée «corrélateur complexe quatre-port», pour la mesure dans une large gamme de fréquences du rapport complexe entre deux signaux monochromatiques cohérents. A partir de cette architecture, un système de mesures indépendantes et directes de coefficients de réflexion et de transmission de quadripôles passifs et symétriques utilisant deux corrélateurs complexes de type quatre-port est décrit.

Après l'exposé des différentes étapes de conception et de réalisation du système de mesure de coefficients de réflexion et de transmission en gamme millimétrique, la validation du dispositif est réalisée à l'aide de charges de tests caractérisées auparavant à l'analyseur de réseaux commercial. Cette comparaison permet de situer les performances du système.

III.2 ETUDE DU DOUBLE REFLECTOMETRE QUATRE-PORT (DFPR)

III.2.1 Introduction

L'objectif de cette partie est la présentation d'un système permettant la mesure de coefficients de réflexion et de transmission d'un dispositif sous test (DST). Le choix de la technologie hybride a été retenu pour des raisons de simplicité de réalisation et de faible coût [GLA 99, HAD 03]. Ce dispositif est basé sur l'utilisation de corrélateurs complexes quatre-port permettant de mesurer le rapport entre deux signaux complexes cohérents.

Nous exposons dans un premier temps l'architecture et le fonctionnement du corrélateur quatre-port. A partir de cette brique de base, nous développons la topologie du système que nous appelons Double Réflectométre Quatre-Port (DFPR pour Dual Fort-Port Reflectometer).

III.2.2 Corrélateur quatre-port

III.2.2.1 Introduction

Nous proposons dans ce paragraphe une simplification du réseau six-port en un réseau quatre-port dont la particularité est de s'affranchir de deux détecteurs de puissance. A cette fin, nous nous appuyons sur deux constats mis en avant par la communauté scientifique de la technique six-port que nous donnons ci-après.

III.2.2.2 Réduction d'un corrélateur six-port à un quatre-port

La réduction d'un corrélateur six-port à un quatre-port s'est faite par étapes successives. En effet, durant la période de développement de la technique six-port, la possibilité d'utiliser une jonction cinq-port pour la mesure d'un coefficient de réflexion a été discutée et quelques réflectomètres cinq-port ont été reportés [ENG 77, LI 83, RIB 77, MUN 94]. Il a été montré ainsi, la possibilité de mesurer un coefficient de réflexion passif ($|\Gamma| < 1$) au travers d'un réflectomètre cinq-port [MAR 82].

De la même façon dans les dispositifs utilisant la technique six-port dans le domaine des télécommunications [EIR 05, HEN 05, SCH 02, TAT 02], ou des radars [GUI 00, MOL 04], un détecteur de référence est utilisé pour normaliser les variations de la puissance de la source. Or, les oscillateurs locaux employés dans ces dispositifs sont relativement stables. En conséquence, ce détecteur de référence peut être supprimé et le réflectomètre six-port peut être remplacé par un réflectomètre cinq-port.

L'association des deux considérations précédentes montrent la possibilité de mesurer une charge passive par l'utilisation d'un réflectomètre quatre-port. En effet, si le signal de référence est stable (source stable) et présente une puissance supérieure à celle du signal à mesurer ($|\Gamma| < 1$), il est tout à fait possible de réduire le nombre de détecteurs de puissance de quatre (pour un six-port) à deux pour déterminer le rapport complexe $X = a_2 / a_1$.

L'une des possibilités est de reprendre l'architecture du corrélateur complexe six-port donnée en figure II.4 et de remplacer les diodes D_4 et D_6 par des charges adaptées, comme illustré dans la figure III.1.

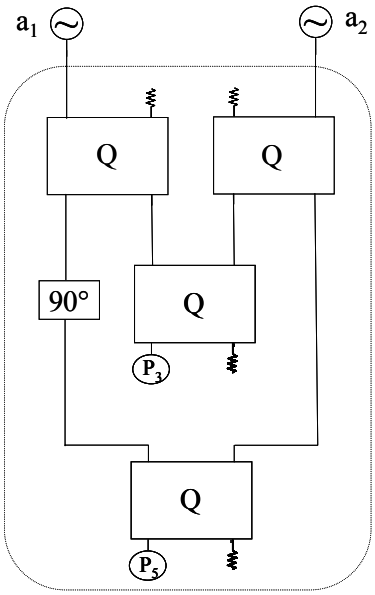


Figure III.1 : Réduction du corrélateur complexe six-port à un quatre-port.

Les limitations fréquentielles de l'architecture résident en grande partie dans l'utilisation de coupleurs directifs. Aussi, nous proposons dans ce qui suit une topologie de corrélateur quatre-port basée sur des diviseurs de Wilkinson.

III.2.2.3 Conception d'un corrélateur quatre-port

Comme nous l'avons indiqué, notre objectif, en plus, de nous affranchir de deux détecteurs, est d'augmenter la bande de fréquences d'utilisation. Nous proposons une topologie basée sur l'utilisation de diviseurs et d'additionneurs de Wilkinson [HAD 07].

Le dispositif retenu se compose de quatre diviseurs de Wilkinson, d'une ligne à retard 90° et de deux détecteurs quadratiques (figure III.2).

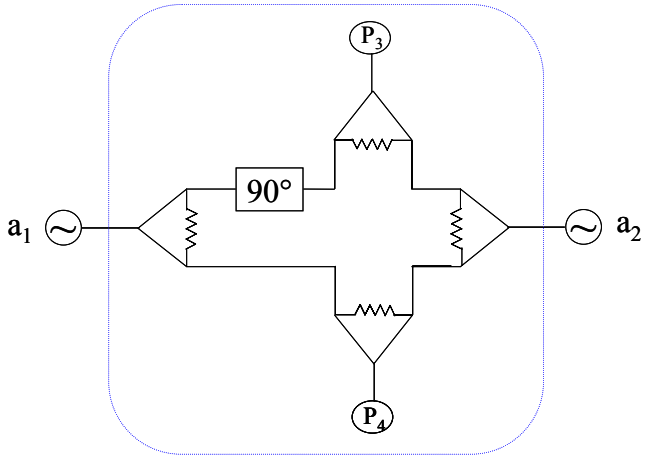


Figure III.2 : Structure du corrélateur complexe quatre-port.

Compte tenu de la technologie micro-ruban retenue, les limites fréquentielles sont surtout liées à la difficulté de réaliser une ligne à retard 90° large bande. En effet, le déphasage sur une ligne de transmission varie linéairement avec la fréquence.

III.2.2.4 Conclusion

Nous avons énoncé dans ce paragraphe les critères qui permettent d'obtenir une mesure du rapport complexe entre deux signaux monochromatiques cohérents à partir d'un dispositif dénommé corrélateur complexe quatre-port. Cette solution permet de simplifier l'architecture du système précédemment mis en œuvre et d'augmenter sa bande fréquentielle d'utilisation.

Dans la suite de ce mémoire, nous proposons des dispositifs basés sur des corrélateurs quatre-port pour la mesure de paramètres S d'un quadripôle passif.

III.2.3 Réflectomètre quatre-port et Double Réflectomètre quatre-port (DFPR)

Nous nous intéressons dans un premier temps à la définition d'une configuration du réflectomètre quatre-port permettant de mesurer un coefficient de réflexion seul. Ainsi, le synoptique choisi pour le dispositif de mesure du coefficient de réflexion est donné en figure III.3.

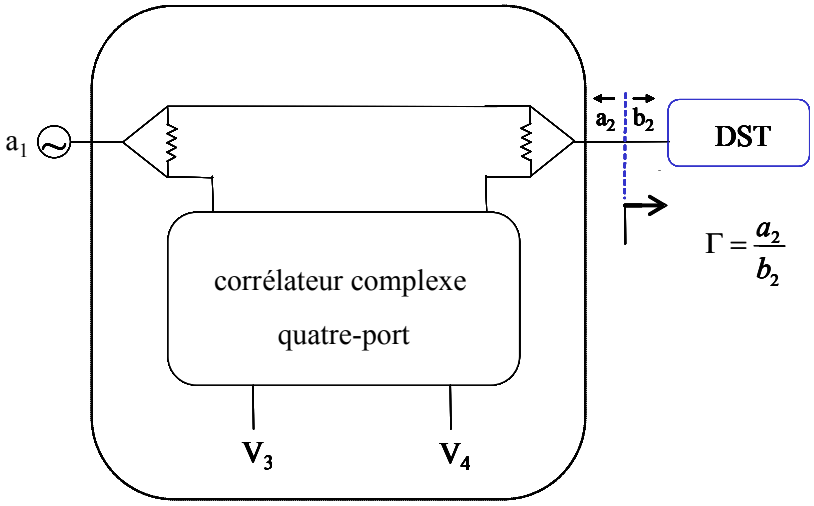


Figure III.3 : Structure du réflectomètre quatre-port.

Afin de rester compatible avec l'idée d'obtenir une largeur de bande fréquentielle plus grande qu'en utilisant des coupleurs directifs, nous adjoignons deux diviseurs de Wilkinson au corrélateur complexe quatre-port. La source hyperfréquence délivre un signal a_1. Ce signal est séparé au travers d'un diviseur de Wilkinson afin d'alimenter l'une des entrées du corrélateur complexe et un deuxième diviseur de Wilkinson permettant d'alimenter le port de mesure associé à l'accès du DST. Le signal réfléchi par celui-ci est injecté, au travers de ce même diviseur à l'autre entrée du corrélateur complexe. Au final, le dispositif se compose de six diviseurs de Wilkinson, d'une ligne à retard 90° et de deux détecteurs quadratiques. La simplicité du circuit permet d'entrevoir une réalisation en gamme millimétrique et une intégration monolithique. Rappelons que ce système est dédié à la mesure de coefficients de réflexion passifs.

De manière à procéder à la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission, nous associons maintenant deux corrélateurs complexes quatre-port selon le synoptique de la figure III.4.

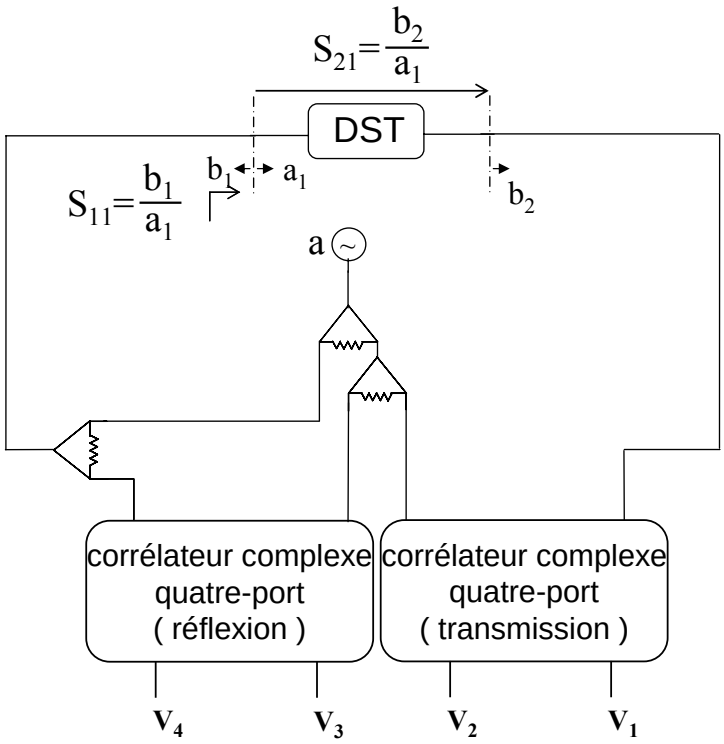


Figure III.4 : Structure du double réflectomètre quatre-port.

Le signal hyperfréquence, a, délivré par la source est séparé au travers de deux diviseurs de Wilkinson afin de fournir les deux signaux de référence des corrélateurs complexes tandis que le troisième diviseur de Wilkinson alimente le port de mesure associé à l'accès du DST. Les quatre tensions V_1 à V_4 sont alors recueillies afin d'extraire les grandeurs S_{11} et S_{21} du quadripôle sous test.

III.2.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté la structure du corrélateur complexe basée sur le réseau quatre-port, à base de diviseurs de Wilkinson, qui permet la mesure d'un coefficient de réflexion. La combinaison de deux corrélateurs complexes quatre-port permet quant à elle la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle passif et symétrique.

Dans la suite de ce mémoire, nous proposons les étapes essentielles pour la conception, la réalisation ainsi que la caractérisation d'un DFPR opérant dans la gamme millimétrique.

III.3 CONCEPTION, REALISATION ET CARACTERISATION DU DFPR-60GHz

III.3.1 Introduction

Dans cette partie, sont présentées les différentes étapes de la conception, de la réalisation et de la caractérisation du dispositif constitué de deux corrélateurs quatre-ports pour la détermination des paramètres de réflexion et de transmission d'un quadripôle passif et symétrique.

Dans un premier temps nous décrivons les étapes essentielles de la conception et de la réalisation, puis nous exposons la mise en œuvre du DFPR-60GHz. Les performances de ce dispositif sont évaluées à partir de quelques tests expérimentaux de validation.

III.3.2 Conception sous ADS des éléments du DFPR-60GHz

III.3.2.1 Introduction

Compte tenu de la fréquence de fonctionnement du DFPR-60GHz (autour de 60 GHz), la conception du système nécessite une plate-forme de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). Etant donné que les éléments passifs constituant le dispositif sont en technologie micro-ruban, nous nous orientons vers leur conception au moyen du logiciel électromagnétique 2D d'Agilent, à savoir Momentum-ADS, permettant ainsi l'optimisation des éléments passifs constituant le DFPR-60GHz. Un autre moteur de simulations non-linéaires de ADS est utilisé afin d'optimiser la partie active du dispositif (détecteurs à diode). Notons qu'une co-simulation entre les deux moteurs de simulation (électromagnétiques 2D et non-linéaires) permet de traiter les parties passives et actives sous la forme d'une unique simulation.

III.3.2.2 Diviseur de Wilkinson

Le diviseur de Wilkinson est l'un des éléments passifs principaux constituant le DFPR-60GHz. Il présente 3 accès, et permet de diviser en deux parties égales la puissance injectée sur l'accès1 (figure III.5).

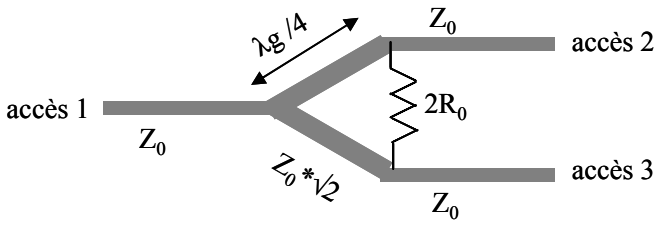


Figure III.5 : Topologie d'un diviseur de Wilkinson.

Le diviseur de Wilkinson est constitué de deux lignes $\lambda_g/4$ d'impédance $50\times\sqrt{2}\ \Omega$ assurant un couplage de 3 dB, l'isolation entre les accès 2 et 3 est assurée par une charge de 100 Ω. Notons que le diviseur de Wilkinson peut également fonctionner en additionneur.

Ce diviseur peut prendre plusieurs représentations physiques. Ici nous avons opté pour une forme en deux demi-cercles. Cette forme permet de limiter les effets des désadaptations et aussi facilite au concepteur d'introduire la résistance centrale entre les deux accès de sortie (accès 2 et 3), comme il est montré sur le layout de la figure III.6.

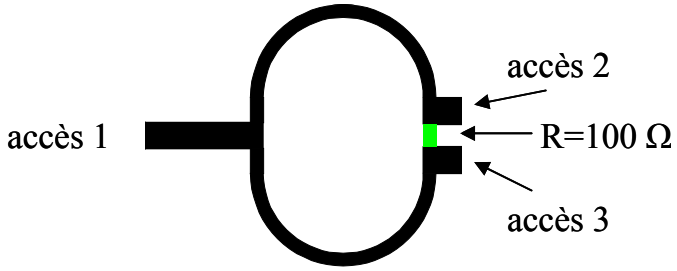


Figure III.6 : Représentation physique du diviseur de Wilkinson (Layout sous Momentum).

Les résultats de simulations Momentum du diviseur sont donnés dans la figure III.7.

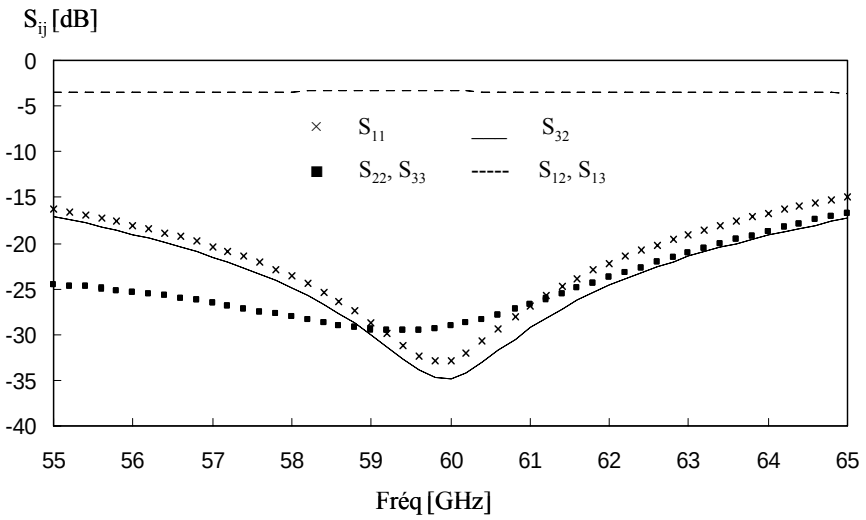


Figure III.7 : Simulations sous Momentum des paramètres S_{ij} du diviseur de Wilkinson.

On note une adaptation des accès inférieure à -15 dB sur toute la bande de fréquence considérée. L'isolation entre les accès 2 et 3 est de l'ordre de -35 dB à 60 GHz et elle est inférieure à -17 dB sur toute la bande d'intérêt. Les coefficients de transmission S_{12}, S_{13} sont de l'ordre de -3.5 dB sur toute la bande de fréquence.

III.3.2.3 ligne à retard

Le deuxième élément passif constituant le dispositif est la ligne à retard 90°. En effet, le circuit déphaseur le plus simple est une ligne de transmission de longueur *l*. cette ligne introduit un déphasage $\theta = \beta l$, où β est sa constante de propagation, qui est fonction de la fréquence, chose qui rend difficile de réaliser une ligne à retard 90° large bande. Comme le diviseur, cette ligne peut prendre plusieurs formes physiques. Ici, nous avons choisi la forme la moins encombrante possible. Nous présentons sur le layout dans la figure III.8 la ligne à retard une fois connectée au diviseur de Wilkinson.

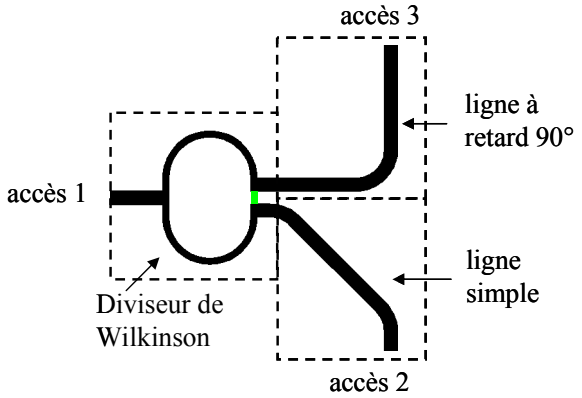


Figure III.8 : Représentation physique de la ligne à retard (Layout sous Momentum).

Le choix d'un substrat à haute permittivité ($\varepsilon_r = 9.9$) permet néanmoins de minimiser les variations du déphasage sur une gamme de fréquence de 10 GHz. La figure III.9 présente l'évolution du déphasage entre les accès 2 et 3 en fonction de la fréquence.

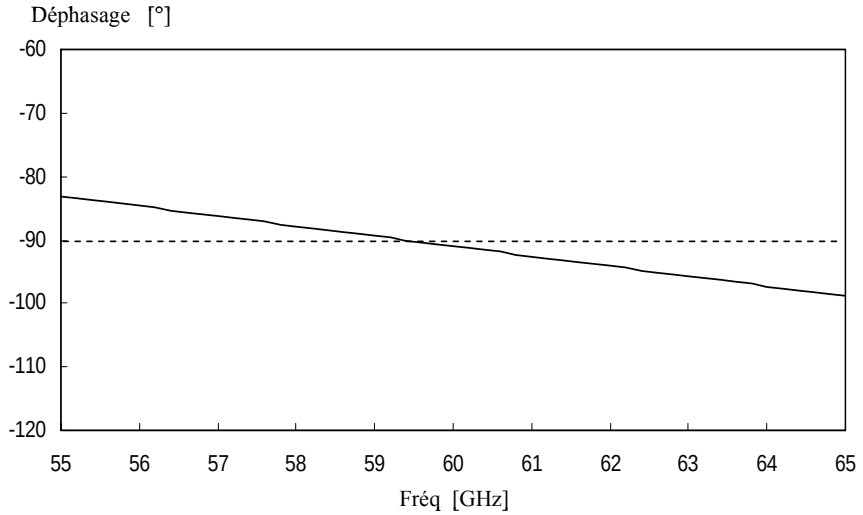


Figure III.9 : Simulations sous Momentum du déphasage de la ligne à retard.

On note une variation de ±7° autour de 90° sur toute la bande d'intérêt, ce qui n'affecte pas le bon fonctionnement du dispositif.

III.3.2.4 Détecteur de puissance

Le détecteur représente le seul élément non linéaire dans notre dispositif. Une diode Schottky [AGI 07] est utilisée pour la détection. Ce type de diodes se caractérise par une grande sensibilité (γ exprimée en $mV/\mu W$), une grande dynamique, un temps de détection court et un coût largement inférieur aux autres types de détecteurs.

Le schéma équivalent petit signal de la diode Schottky, utilisée pour nos applications en gamme de fréquences millimétriques est présenté en figure III.10.

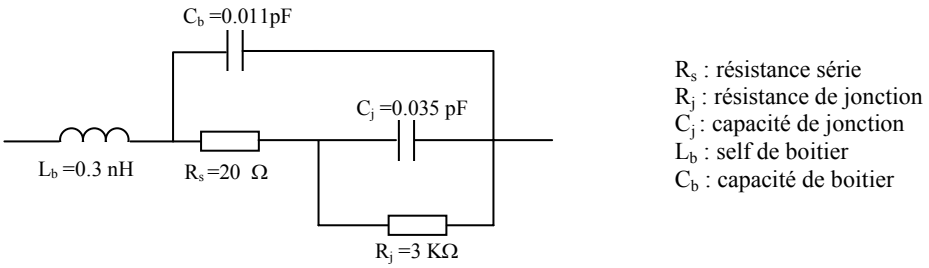


Figure III.10: Modèle électrique de la diode HSCH-9161 zero-bias [AGI 07].

Ce schéma fait apparaître des éléments résistifs et réactifs qui indiquent que l'impédance équivalente de la diode est susceptible d'être différente de 50 Ω et dépendante de la fréquence. Ainsi pour un fonctionnement optimal du dispositif, il devient nécessaire d'utiliser un réseau d'adaptation placé en amont de la diode.

En fait, deux types de réseau d'adaptation peuvent être considérés, l'un réactif à l'aide d'un circuit LC, l'autre résistif à l'aide d'une résistance 50 Ω. Pour le premier cas, compte tenu de la structure utilisée, l'adaptation est très sélective et dépend fortement des valeurs des différents éléments du schéma équivalent de la diode Schottky (figure III.10). De plus, une erreur de positionnement de la diode par rapport à la position initiale pour laquelle sont calculés les éléments du réseau engendre aussi un glissement important de la fréquence désirée [GLA 99, MAA 05]. Dans le second cas, l'adaptation résistive permet une adaptation plus large bande qui est quasi indépendante du positionnement de la diode et de son schéma équivalent. En contrepartie, l'inconvénient majeur de cette technique est la diminution importante de la sensibilité résultant de la perte de puissance dissipée dans la résistance 50 Ω.

Conventionnellement, la diode Schottky est adaptée en entrée par une résistance 50 Ω, et fermée en sortie par un filtre passe-bas comme l'illustre la figure III.11 :

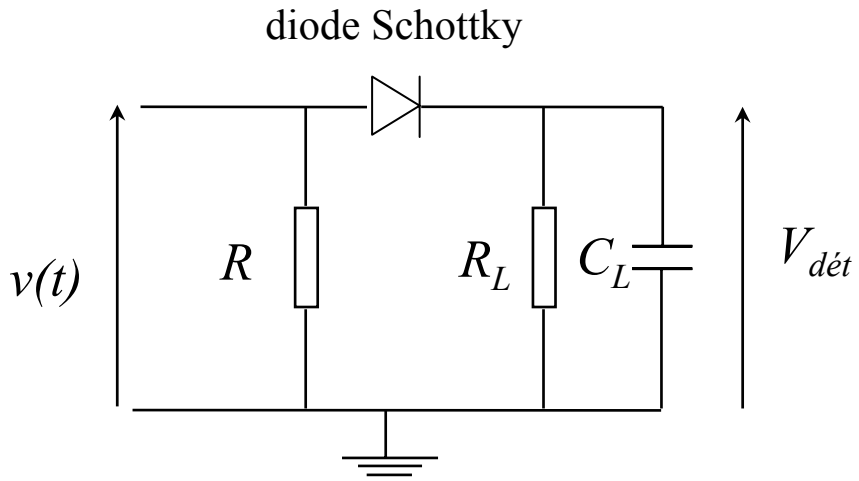


Figure III.11: Détecteur de puissance à base de diode Schottky.

Le fonctionnement d'un détecteur à diode est défini par sa caractéristique courant-tension décrite par l'équation suivante :

$$I = I_S\left(e^{\frac{V}{mV_T}} - 1\right) \qquad \text{(III.1)}$$

avec :

Is le courant inverse de saturation.

$V_T = \frac{kT}{q} = 25\,mV$ pour $T = 300°\text{K}$

q la charge d'électron,

m le coefficient d'idéalité,

k la constante de Boltzmann,

T la température.

En considérant une tension d'entrée :

$$V = V_0 \cos \omega t$$

telle que $V << V_T$.

Le développement limité de la fonction exponentielle dans l'expression (III.1) est donné par :

$$I = I_s \left(\frac{V_0}{mV_T} \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 \cos^2(\omega t) + \ldots \right) \qquad \text{(III.2)}$$

La composante continue I_{DC} du courant, obtenue après filtrage, est proportionnelle à la puissance hyperfréquence injectée à l'entrée du détecteur, traduisant ainsi au premier ordre le comportement quadratique de la diode à de faibles niveaux de puissance :

$$I_{DC} = \frac{I_S}{4} \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 \qquad \text{(III.3)}$$

La tension relevée en sortie du détecteur s'écrit alors :

$$V_{dét} = \frac{R_j R_L}{R_j + R_L} \frac{I_S}{4} \left(\frac{V_0}{mV_T} \right)^2 = \gamma P \qquad \text{(III.4)}$$

La tension de sortie est donc proportionnelle à la puissance hyperfréquence injectée, le terme γ représentant la sensibilité du détecteur.

Dans l'optique de couvrir des gammes de fréquences relativement importantes, nous optons pour une adaptation de type résistive. Dans la figure III.12, est représenté le layout du détecteur ainsi que son schéma électrique équivalent.

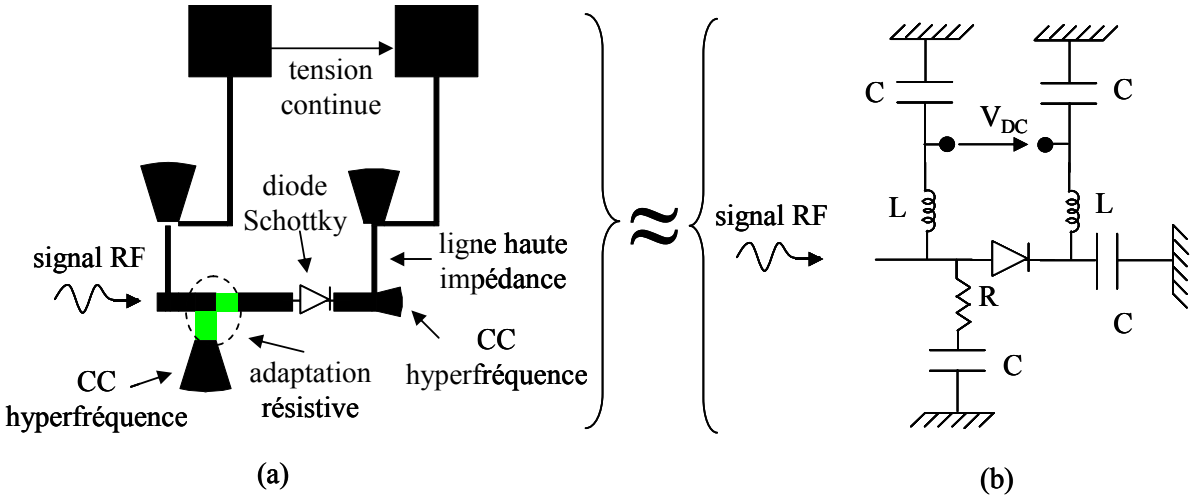


Figure III.12 : a)Représentation du réseau d'adaptation du détecteur (Layout sous Momentum), b) schéma électrique équivalent.

Les résistances d'adaptation sont réalisées à l'aide d'une couche résistive (nous reviendrons en détail sur le procédé de réalisation dans la partie suivante du manuscrit). Ces résistances offrent de bien meilleures performances hyperfréquences que les résistances CMS en bande V. Afin de s'affranchir de l'utilisation de trous métallisés, difficilement réalisables sur le substrat hyperfréquence choisi pour la réalisation du dispositif, la mise à la masse est assurée par des papillons assurant un circuit ouvert à leur extrémités, de longueur $\lambda_g/4$ (à 60 GHz). Les lignes hautes impédances et les papillons qui correspondent respectivement aux selfs et capacités sur le schéma équivalent forment un filtre du second ordre. Un autre papillon en sortie du détecteur permet de court-circuiter le signal hyperfréquence.

Les résultats de simulations du réseau d'adaptation sont obtenus par co-simulation entre les deux moteurs de simulation ADS et Momentum. La figure III.13 présente l'adaptation du détecteur en fonction de la fréquence.

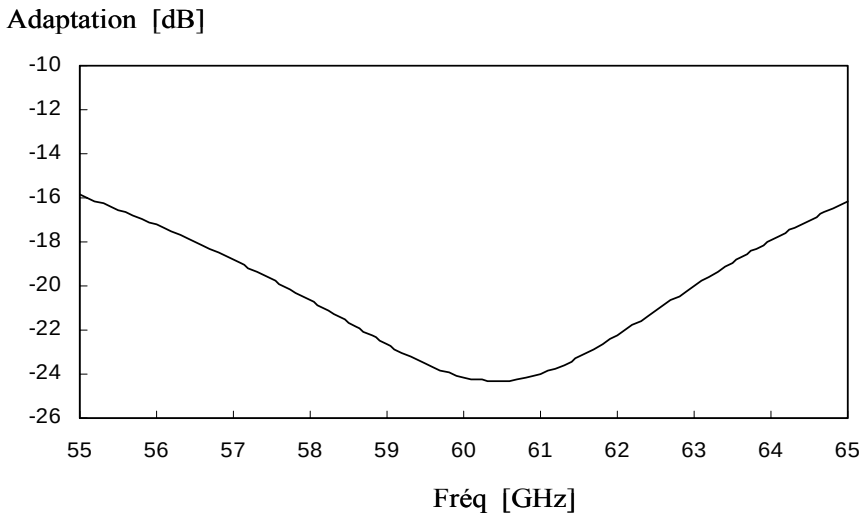


Figure III.13 : Adaptation du détecteur
(Co-simulation ADS-Momentum).

Ces résultats valident l'étage d'adaptation du détecteur, en effet, on observe une adaptation inférieure à -16 dB sur une bande de 10 GHz autour de 60 GHz. Sur la figure III.14 on note que le détecteur, chargé par l'impédance d'entrée de l'amplificateur DC, présente une bonne sensibilité.

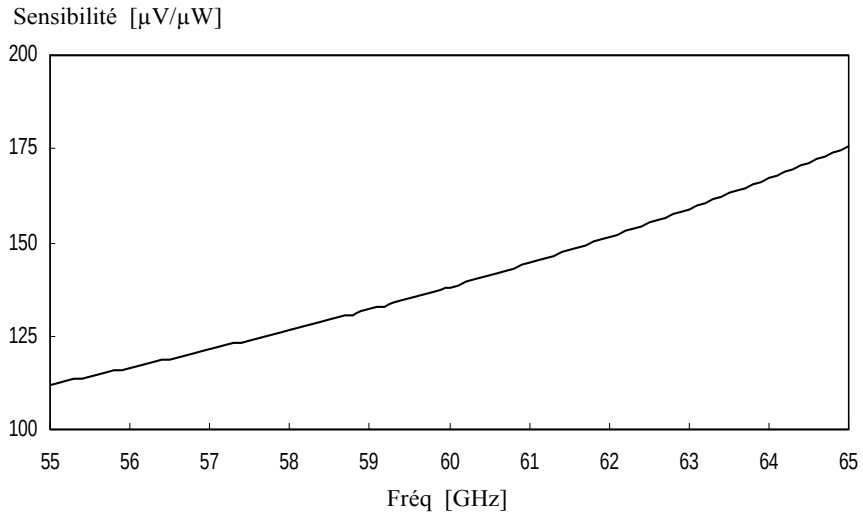


Figure III.14: Sensibilité du détecteur
(Co-simulation ADS-Momentum).

Cette sensibilité présente une valeur de 138 μV/μW à 60 GHz avant amplification. Aussi, nous observons une variation globale inférieure à 65 μV/μW sur toute la bande.

Ceci peut être expliquée par l'évolution en fonction de la fréquence des différents éléments réactifs constituant l'étage de détection.

Afin de compenser les pertes de sensibilité engendrées par le choix d'un réseau d'adaptation résistif, nous adjoignons un amplificateur d'instrumentation à très haute impédance en sortie de chaque détecteur.

Une fois la conception de chaque élément terminée, il reste à les rassembler en un seul layout formant ainsi le DFPR-60GHz comme présenté dans la figure III.15.

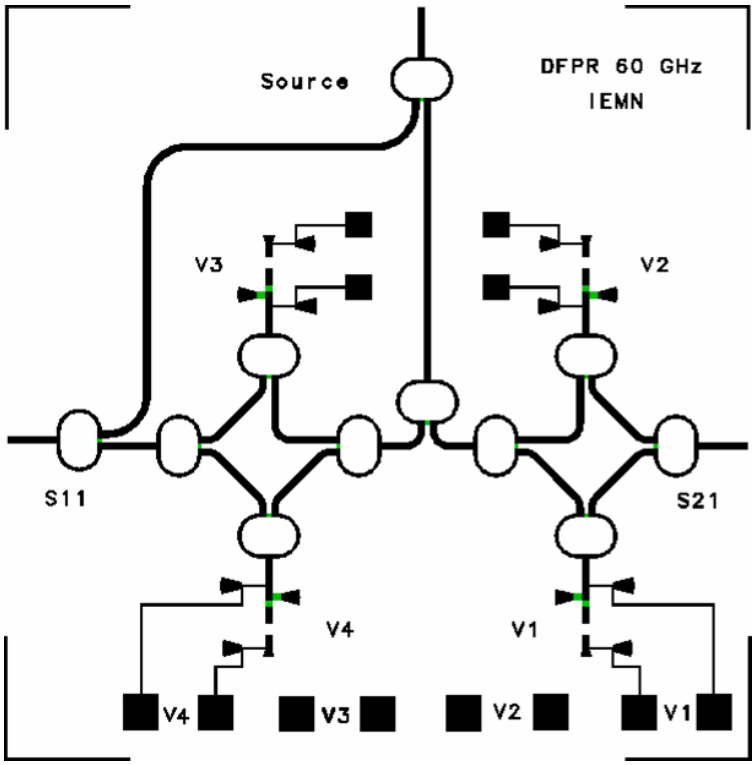


Figure III.15 : Représentation du DFPR-60GHz
(Layout sous Momentum), (Or, couches resistive).

III.3.2.5 Conclusion

Dans cette partie du mémoire, nous avons donné les motivations du choix du logiciel utilisé pour la conception à savoir ADS de Agilent. Nous avons donné également les principales étapes de conception des principaux éléments entrant dans la composition du circuit ainsi qu'un aperçu des performances individuelles de ces éléments.

Nous présentons dans la partie suivante le procédé technologique retenu pour la réalisation du système.

III.3.3 Procédé technologique pour la réalisation du DFPR

III.3.3.1 Introduction

La première étape avant la conception des différents éléments constituant le DFPR, est la définition des caractéristiques du substrat hyperfréquence utilisé et le choix du procédé technologique sélectionné pour la réalisation du dispositif.

III.3.3.2 Type de substrat

Compte tenu du choix multiple parmi les substrats existants, il a été nécessaire de se fixer des critères de choix. Ceux-ci sont le coût et la fiabilité. Ainsi, notre choix s'est orienté vers le substrat hyperfréquence d'alumine fabriqué par la société Reinhart. Les caractéristiques principales de cette alumine sont décrites dans le tableau III.1.

F = 60GHz	alumine
épaisseur du substrat diélectrique	127 µm
permittivité relative	9.9
facteur de pertes	0.002
épaisseur de couche d'accroche	50 nm
résistance carrée	50 Ω/□
épaisseur de métallisation	1.5 µm

Tableau III.1 : Caractéristiques du substrat utilisé à 60 GHz (données constructeur Reinhart).

La couche d'accroche peut également être utilisée comme couche résistive après un étalonnage préalable effectué par le constructeur.

III.3.3.3 Procédé par lithographie

Dans le cas où la couche d'accroche est étalonnée en épaisseur par le constructeur, il est plus judicieux de choisir un procédé lithographique, basé sur une gravure chimique, afin de réaliser les lignes micro-ruban qui constituent les éléments du dispositif. Néanmoins, ce procédé présente des inconvénients quant aux sous gravures des lignes micro-ruban (figure III.16), ce qui se traduit par un changement de leurs impédances caractéristiques. Ces décalages d'impédances perturbent le bon fonctionnement du dispositif réalisé.

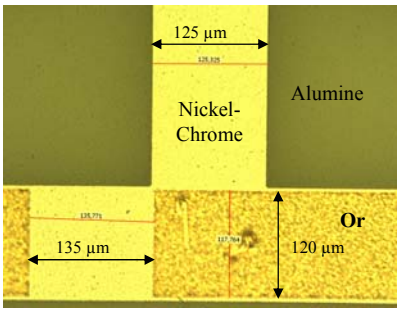


Figure III.16 : Mise en évidence du phénomène de sous-gravure.

L'exemple ci-dessus, montre qu'il est difficile de contrôler ce procédé. En effet, la figure III.16 illustre un premier test de réalisation qui a pour objectif de mettre en évidence le phénomène de sous-gravure. Ce test est réalisé sur un sous ensemble du dispositif à savoir le détecteur. On note une sous-gravure de l'ordre de 7 µm pour la couche d'or et de l'ordre de 2 µm pour la couche résistive. La sous-gravure la plus critique est celle de la couche d'or. Celle-ci représente jusqu'à 6% de la largeur des lignes modifiant d'autant les impédances caractéristiques des lignes micro-ruban.

III.3.3.4 Procédé de dépôt

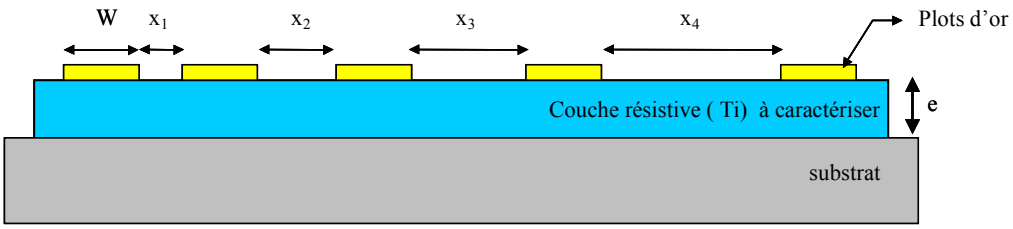
a) Introduction

Dans ce paragraphe, nous développons des solutions afin de remédier au problème de la sous-gravure des lignes micro-ruban. En effet il existe un autre procédé technologique permettant la réalisation des lignes. Celui-ci consiste à déposer sur le substrat d'alumine la couche résistive et la couche d'or uniquement aux emplacements qui constitueront les lignes micro-ruban, et ce avec une grande précision. Néanmoins, il est nécessaire de connaître avec précision les caractéristiques du matériau choisi pour la couche résistive. Un étalonnage de celui-ci en fonction de son épaisseur s'avère donc nécessaire.

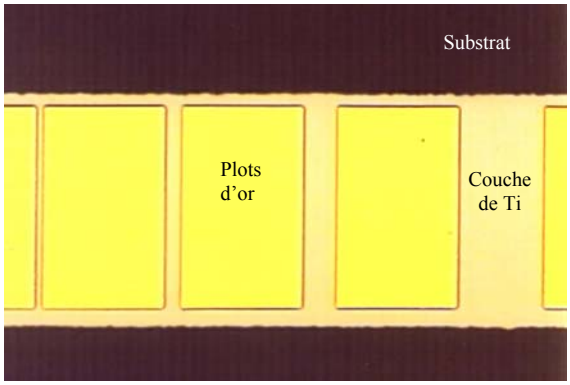
b) Etalonnage de la couche résistive

La méthode TLM (Transmission Line Method), proposée par W.Schockley [SCH 64, WIL 84] permet d'obtenir la résistance carrée d'un matériau métallique d'épaisseur **e** donnée. Une structure TLM consiste en une succession de plots de contacts de très grande conductivité électrique (Or) séparés par des zones du matériau à caractériser présentant une conductivité beaucoup plus faible que celle des plots, de longueurs x_1, x_2, x_3 et x_4 (figure III.17). Ces plots sont obtenus en utilisant un masque optique de type « mesa ». Le matériau est déposé soit par

évaporation, soit par pulvérisation. Dans notre cas, et afin d'éviter les problèmes d'adhérence des plots d'or sur le substrat, nous avons choisi le titane (Ti) comme couche résistive.



(a)



(b)

Figure III.17 : a) Structure TLM, b) Echelle de résistance sur mesa.

Pour cette mesure de motif TLM, nous avons disposé cinq plots, espacés de 5, 10, 20, 50 µm. La mesure des résistances est effectuée en employant un banc à quatre pointes afin d'éliminer la résistance parasite des pointes.

Rappelons que la résistance ***R*** d'une section rectangulaire d'un matériau est fonction de sa résistivité ***ρ***, de son épaisseur ***e***, de sa largeur ***l*** et de sa longueur ***L*** (figure III.18).

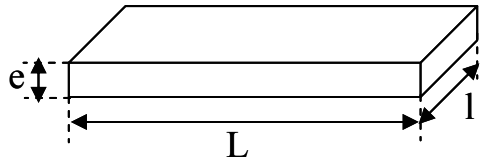


Figure III.18 : Section rectangulaire d'un matériau.

La valeur de la résistance est donnée par l'équation suivante :

$$R = \frac{\rho \times L}{e \times l}$$

Si *L=l*, alors l'équation devient :

$$R = \frac{\rho}{e}$$

D'où, la résistances carrées du matériau (en Ω/□) dépend uniquement de sa résistivité (en Ω.cm) et de son épaisseur (cm).

Des mesures de résistance carrée sont effectuées pour des dépôts de différentes épaisseurs. La valeur de la résistance est conditionnée par le temps de dépôt. Le tableau III.2 résume les conditions expérimentales pour une épaisseur de 25 nm.

Métal	Ti
Source	RF
Pression ambiante	10 mT
Débit d'argon	70 sccm
Puissance	250 W
Temps de dépôt	45 s

Tableau III.2 : Paramètres de dépôt de 25 nm de Ti par pulvérisation.

Dans la figure III.19 sont représentées les valeurs des résistances carrées mesurées entre deux plots adjacents en fonction de l'épaisseur *e* du métal.

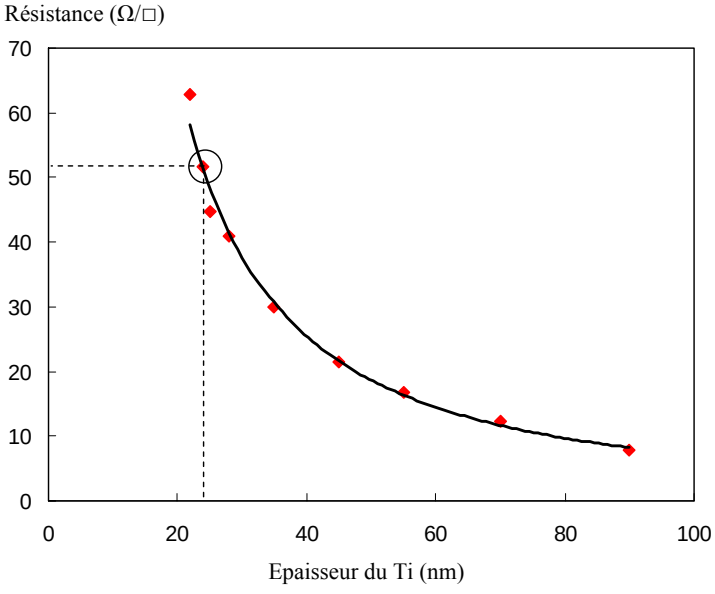


Figure III.19 : Courbe d'étalonnage de la résistance carrée du Ti.

On note qu'une épaisseur de 25 nm permet d'obtenir une résistance carrée de 50 Ω.

c) Etapes de réalisation

La réalisation des éléments passifs qui composent en grande partie notre dispositif, se fait par procédé de dépôt sur une alumine d'une surface d'un pouce carré et de 127 µm d'épaisseur, recouverte d'une fine couche d'or (1.5 µm) sur les deux faces et comportant une couche d'accroche NiCr (Nickel-Chrome) non étalonnée.

Le procédé technologique se compose de six étapes, mais avant de procéder aux différentes étapes technologiques, un report de l'alumine sur un substrat silicium enduit préalablement de résine PMMA COPO 4%, garantissant une plus forte rigidité et protégeant en même temps la face dédiée au plan de masse, est effectué.

La première étape consiste à enlever les deux couches (or et NiCr) déposées au préalable sur la surface de la plaque d'alumine. Pour cela, on procède à une attaque or en plongeant l'échantillon dans une solution à base de KI (iode de potassium). Une fois l'or entièrement attaqué et après un rinçage de l'échantillon, celui-ci est replongé dans une solution (un mélange de sulfate d'ammonium de nitrate, d'acide acétique et d'eau désionisée) afin d'attaquer le NiCr.

Après cette étape, nous procédons au dépôt par pulvérisation de la première couche résistive (Ti), étalonnée préalablement, uniquement aux emplacements constituant les résistances 50Ω et 100Ω. Afin de mener à bien ce dépôt, nous optons pour un procédé dit « Lift-Off ». Il consiste en la réalisation des ouvertures dans la résine en profil casquette qui facilite la révélation (figure III.20). Pour cela, la résine AZ1518 dite positive, est appliquée par enduction rotative. Après un recuit d'une minute à 110°C, un traitement de surface (durcissement superficiel de la couche de résine) lui est appliqué, en plongeant la plaque dans une solution à base du MIF 326 pendant 35 secondes, ce qui durcit la surface de la résine et aide à l'obtention d'un profil casquette. Un rinçage à l'eau désionisée est nécessaire.

La réalisation du circuit nécessite deux niveaux de masquage pour la définition des résistances et des lignes micro-ruban. Ainsi, à l'aide d'un aligneur optique, une insolation de la plaque est effectuée. Les parties non protégées par le premier niveau de masquage (masque résistance), sont enlevées par le révélateur (un volume d'AZ400 mélangé avec 3 volumes d'eau désionisée). Une fois les ouvertures dans la résine faites, nous passons au dépôt de la couche résistive par pulvérisation (suivant les données du tableau III.2) en pleine plaque. Ensuite une procédure de révélation par « Lift-Off » est effectuée en immergeant la plaque d'alumine dans une solution d'acétone.

Une seconde couche de résine est appliquée avec le même procédé, afin de métalliser uniquement les emplacements des lignes micro-ruban en appliquant le deuxième niveau de masquage, ce qui assure la protection des résistances précédemment déposées. Cette couche d'or est de l'ordre de 200 nm d'épaisseur, ce qui est inférieur à l'épaisseur de peau de l'or à 60 GHz (de l'ordre de 300 nm). Une croissance d'or par électrolyse est effectuée afin d'atteindre une épaisseur de 1,5 µm.

En résumé, nous donnons les différentes étapes du procédé technologique ci-après :

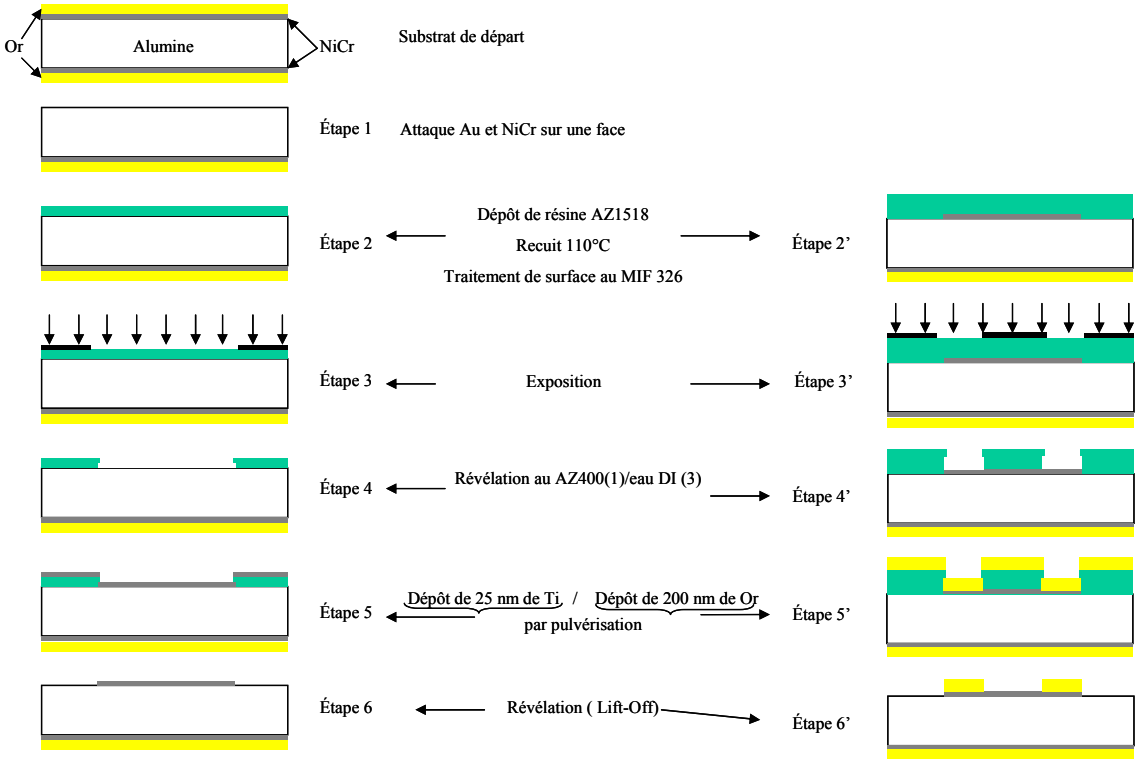


Figure III.20 : Résumé de procédé technologique.

d) Conclusion

Nous avons développé dans cette partie le procédé de réalisation technologique par dépôt, afin de nous affranchir du problème de sous gravure. C'est un procédé long pour une telle réalisation, mais très fiable.

III.3.3.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons donné les motivations permettant le choix du substrat hyperfréquence, ainsi que les deux procédés technologiques (par lithographie et par dépôt) permettant la réalisation du système. Nous avons signalé que le procédé par lithographie nécessite des plaques d'alumine avec couche d'accroche étalonnée par le constructeur.

Aussi, il est fort recommandé de se fixer une marge « de sécurité » sur la largeur des lignes micro-ruban durant l'étape de conception, afin de minimiser le phénomène de sous-gravure.

Puis, nous avons développé les étapes de réalisation par une technologie de dépôt. Dans ce cas une étape d'étalonnage de la couche d'accroche est nécessaire.

III.3.4 Réalisation et caractérisation du DFPR-60GHz

III.3.4.1 Introduction

Cette partie est consacrée à la réalisation et la caractérisation du dispositif millimétrique permettant une mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle symétrique passif ($S_{11} = S_{22}$ *et* $S_{12} = S_{21}$). Dans un premier temps, nous présentons une comparaison des données obtenues en simulation et en mesure pour les différents éléments passifs constituant le système. Dans un second temps le dispositif est caractérisé en vue de sa validation.

III.3.4.2 Caractérisation du diviseur de Wilkinson et de la ligne à retard

Afin de valider les éléments constituant le système, nous avons réalisé différents modules suivant le procédé technologique décrit en figure III.20. Les mesures hyperfréquences étant effectuées sous pointe dans une configuration coplanaire, des transitions coplanaire-microruban ont été réalisées.

Notons que ces dernières doivent être rigoureusement identiques pour éviter d'introduire d'éventuels déphasages. Trois modules ont été réalisés (figure III.21).

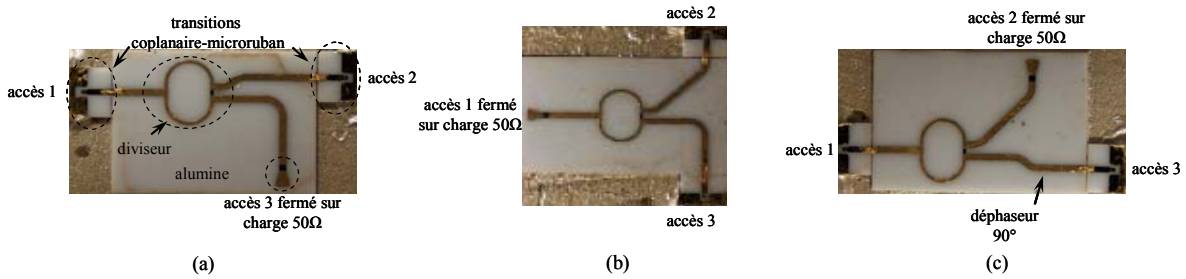


Figure III.21 : Photographie du diviseur de Wilkinson et de la ligne à retard dans différentes configurations.

Pour la configuration donnée en figure III.21.a, un diviseur de Wilkinson dont l'accès 3 est fermé sur une charge adaptée permet la mesure des adaptations des accès 1 et 2, ainsi que du paramètre de transmission (1 vers 2).

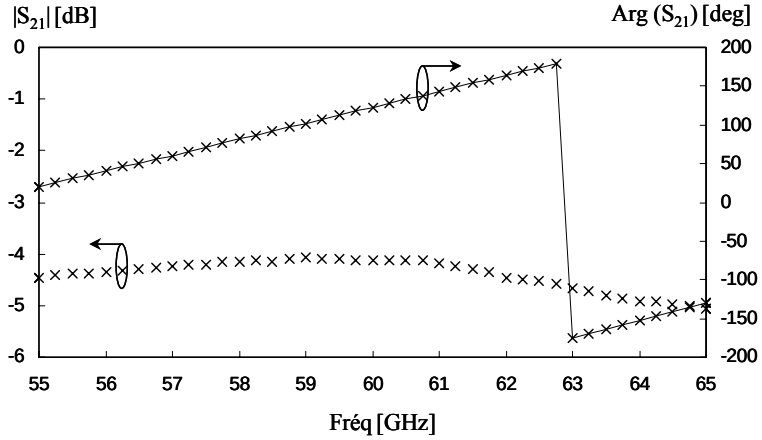
Pour compléter la caractérisation du diviseur, nous avons réalisé un diviseur de Wilkinson (figure III.21.b) dont l'accès 1 est fermé sur une charge adaptée. La mesure des

paramètres S dans cette configuration permet de mesurer l'adaptation de l'accès 3 ainsi que l'isolation entre les accès 2 et 3.

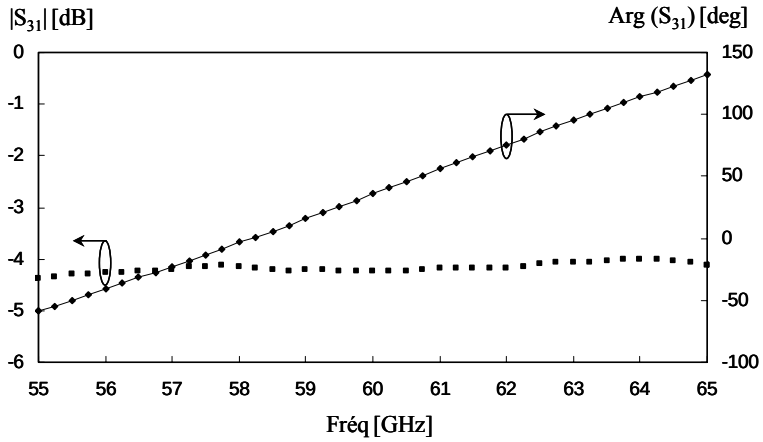
Finalement, dans le but de caractériser la ligne à retard en terme de pertes et de déphasage, nous avons introduit la ligne à retard sur l'accès 3. Ainsi, la comparaison de la mesure de la transmission entre les accès 1 et 3 (figure III.21.c) et celle effectuée entre les accès 1 et 2 mesurée dans la configuration de la figure III.21.a permet de remonter aux paramètres du déphaseur.

Notons que l'accès 2 dans la configuration de la figure III.21.c est fermé sur une charge adaptée.

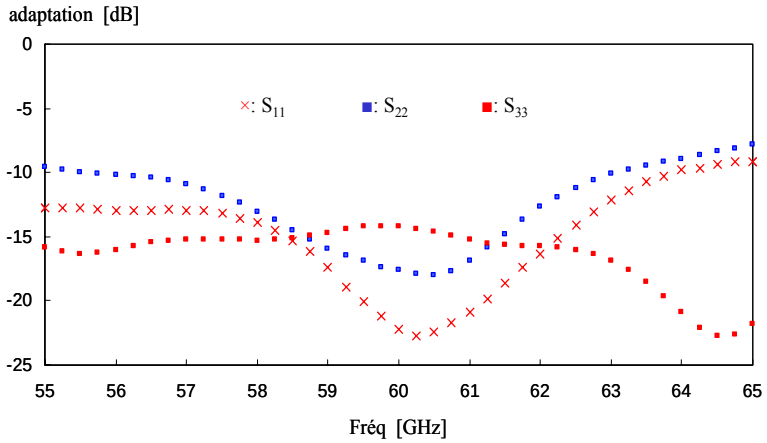
Les résultats de mesure sont donnés dans les figures suivantes.



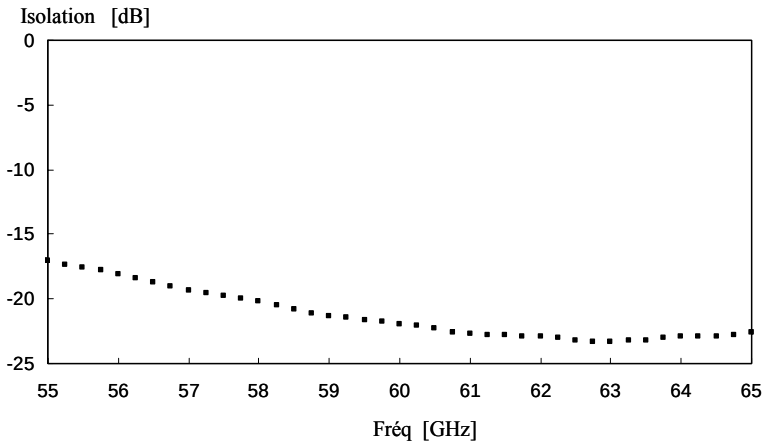
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III.22 : Principales caractéristiques du Diviseur de Wilkinson

Les coefficient de réflexion mesurés sur les trois accès présentent des modules inférieurs à -10 dB, des pertes d'insertion S_{21} et S_{31} de l'ordre de -4.5 dB et une isolation inférieure à -17 dB et ceci sur toute la bande de fréquences.

Le dernier paramètre que nous pouvons extraire des ces mesures, comme il a été évoqué auparavant, est le déphasage entre les accès 2 et 3 apporté par la ligne à retard introduite sur l'accès 3. La mesure est reportée sur la figure III.23.

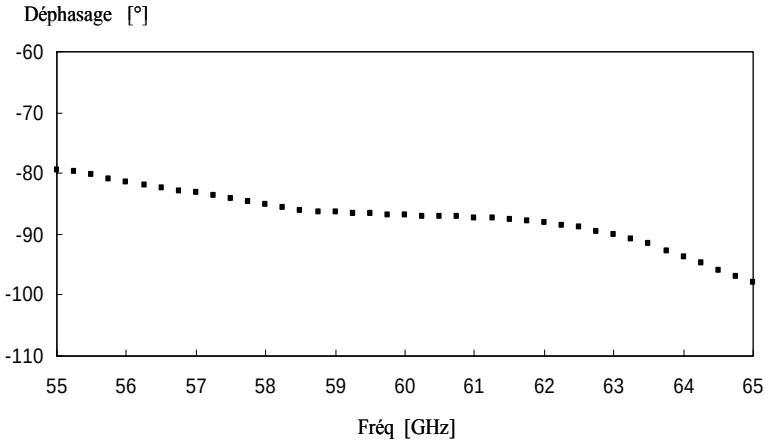


Figure III.23 : Déphasage de la ligne à retard.

Les mêmes conclusions que précédemment peuvent être tirées. En effet, nous remarquons une variation d'environ 18° du déphasage mesurée sur toute la bande d'intérêt. Aussi, on note un déphasage de -87° à 60 GHz au lieu des -90° espéré. Mais nous verrons dans la suite de ce manuscrit qu'une méthode de calibrage explicite permettra de prendre en compte ces imperfections de mesures.

Ainsi, la mesure reste globalement acceptable et permet de ce fait d'envisager un fonctionnement sur la gamme de fréquences 55-65 GHz.

III.3.4.5 Réalisation du DFPR-60GHz

Après la mesure sur une large bande du diviseur de Wilkinson et de la ligne à retard, nous passons à la réalisation du DFPR-60GHz. Ainsi, en suivant les étapes du procédé technologique défini précédemment et en appliquant le masque du layout présenté en figure III.15, nous aboutissons au circuit hyperfréquence donné dans la figure III.24.

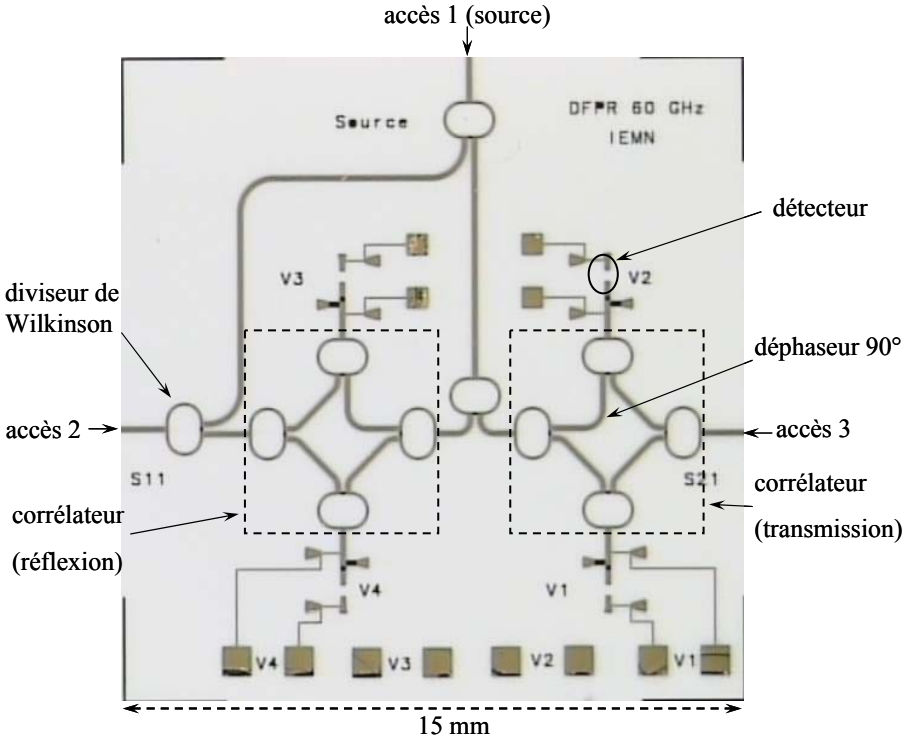


Figure III.24 : Photographie du circuit hyperfréquence du DFPR-60GHz.

Ainsi ce circuit qui représente le cœur du système, et qui intègre deux corrélateurs quatre-port opérant de manière indépendante, occupe une surface de 15×15 mm^2. Les accès 2 et 3 sont des accès de mesure (accès 2 pour la mesure en réflexion et le 3 pour transmission) et l'accès 1 est celui de la source. On dénombre quatre détecteurs, deux pour la partie réflexion (V3 et V4) et les deux autres pour la partie transmission (V1 et V2).

La réalisation de la partie hyperfréquence est achevée avec le montage des diodes thermocollées sur la partie détection de puissance du circuit comme le montre la figure III.25.

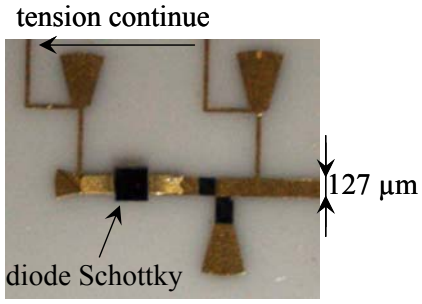


Figure III.25 : Photographie d'un détecteur de puissance.

Enfin, nous utilisons des connecteurs coaxiaux opérant en bande V de type V103M, fabriqués par la société ANRITSU, offrant relativement de bonnes performances jusqu'à

65 GHz [ANR 06]. Ces transitions micro-ruban-V sont placées sur une monture appropriée (figure III.26).

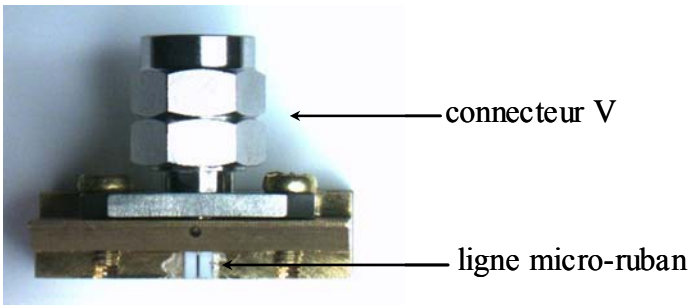


Figure III.26 : Photographie d'une transition micro-ruban-V.

Notons que trois transitions micro-ruban-V sont nécessaires, afin de satisfaire les trois accès du dispositif.

Afin de protéger le circuit hyperfréquence très fragile (réalisé sur alumine d'épaisseur 127 µm), et pour éviter toutes contraintes mécaniques sur cette partie du système lors des mesures, le DFPR est monté dans un boîtier métallique comme montré dans la figure III.27.

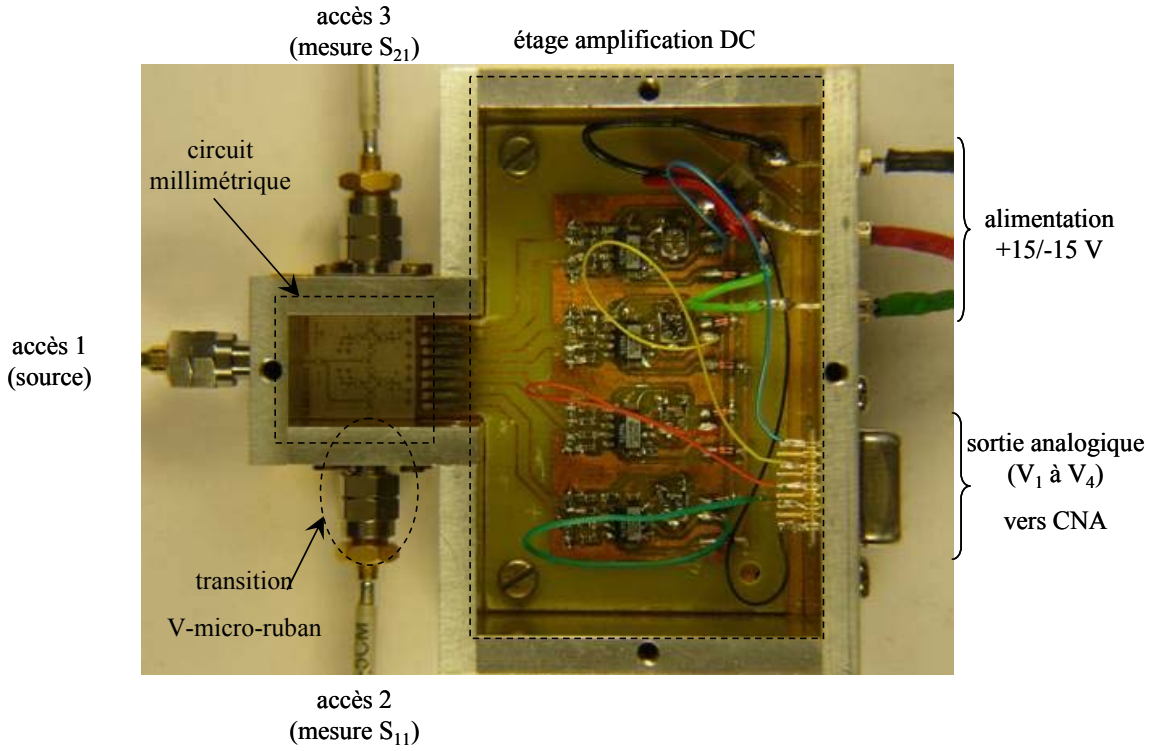


Figure III.27 : Photographie du DFPR monté dans son boîtier.

Les principales caractéristiques du circuit hyperfréquence, obtenues à l'aide de l'analyseur de réseaux HP8510C sont données dans la figure III.28.

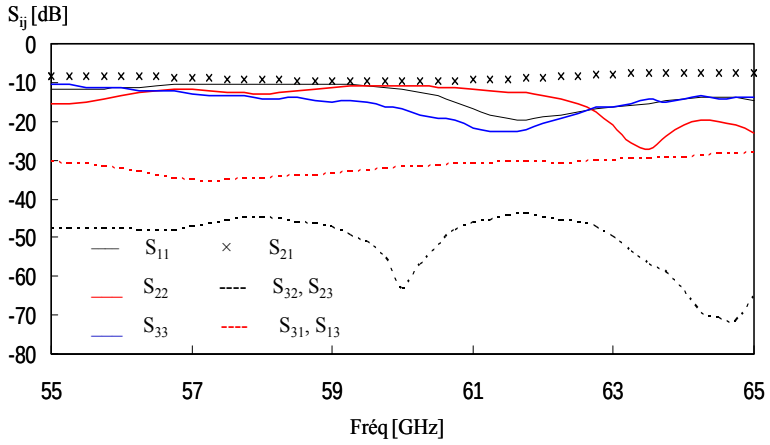


Figure III.28 : Paramètres S_{ij} du DFPR monté dans son boîtier.

On note une très bonne isolation inférieure à -45dB entre les deux ports de mesures (S_{32}, S_{23}). De même entre le port source (accès 1) et le port de mesure en transmission (accès 3), on note une isolation inférieure à -28 dB sur toute la bande.

Nous pouvons aussi noter que l'adaptation des trois accès est inférieure à -10 dB dans la bande de fréquences d'utilisation (55 - 65 GHz). La transmission entre le port de source et le port 2 est d'environ - 8.5 dB sur la bande de fréquences considérée, ce qui s'explique par le passage de l'onde à travers deux diviseurs de Wilkinson, apportant chacun une atténuation de l'ordre de 4.5 dB (figure III.22).

III.3.4.5 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté une caractérisation large bande des éléments passifs constituant le DFPR. On note un bon comportement en fonction de la fréquence, notamment pour la ligne à retard qui présente l'élément le plus pénalisant en terme de bande de fonctionnement du dispositif. Puis, nous avons présenté les caractéristiques du dispositif hyperfréquence une fois mis dans son boîtier. De manière générale les résultats obtenus sont satisfaisants.

Dans le paragraphe suivant, nous passons à la mise en œuvre de tout le système dans le but de le valider.

III.3.5 Mise en œuvre de l'ensemble du système

III.3.5.1 Introduction

Après avoir caractérisé le dispositif réalisé, nous nous intéressons à la mise en œuvre du système pour la mesure de coefficients de réflexion et de transmission de quadripôles passifs et symétriques.

Nous décrivons dans un premier temps le banc de mesure utilisé pour la validation du système après la phase préliminaire de calibrage du système nécessaire à la définition des plans de mesure.

Rappelons que le circuit hyperfréquence est constitué de deux corrélateurs opérants indépendamment. Ainsi, dans une première partie nous reportons uniquement les tests dans une configuration pour des mesures en réflexion. Après cette étude nous donnons quelques résultats en transmission.

III.3.5.2 Validation pour une configuration en réflexion

III.3.5.2.1 Banc de validation du DFPR-60GHz

Dans la figure III.29, est donnée une photographie du banc de validation. Précisons que le système complet utilise un synthétiseur de fréquences commercial en gamme millimétrique (E8257D PSG Analog Signal Generator) en tant que source hyperfréquence, connecté sur l'accès 1, un étage d'amplification DC en sortie des détecteurs et une carte de conversion A/N PCI 12 bits (NI-DAQ de chez National Instruments) reliée à un PC où sont implémentés les codes de calibrage et d'inversion écrits en C++.

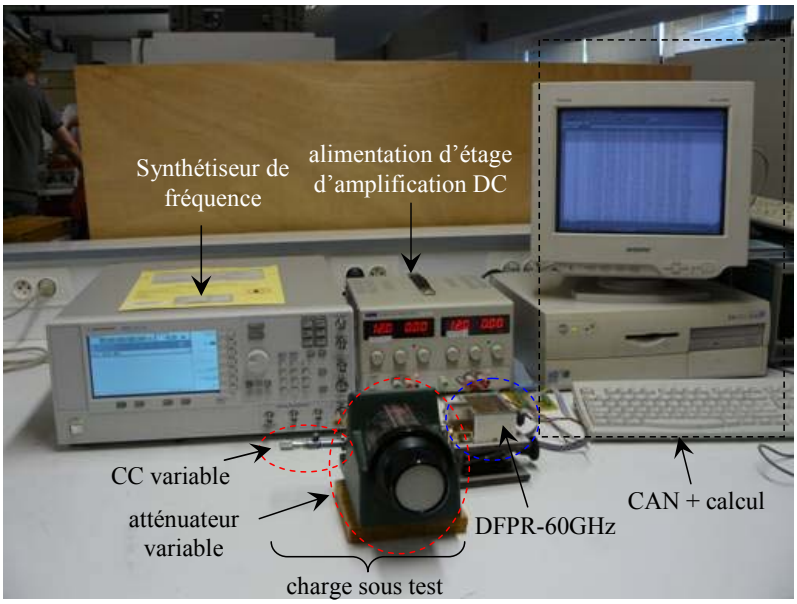


Figure III.29: Photographie du banc de validation (configuration en réflexion).

Pour l'estimation des performances de mesure en réflexion, sur l'accès 2 (port de mesure en réflexion) est connectée la charge sous test composée d'un atténuateur et d'un court-circuit variable. Une charge adaptée est connectée sur le port de transmission (accès 3). Notons aussi que la connexion de la charge sous test au DFPR s'effectue par une transition V-guide d'onde, étant donné que les connectiques de l'atténuateur variable sont en guide WR15.

Un premier test peut être effectué avec ce banc, avant même le calibrage du dispositif. En effet, celui-ci consiste en la vérification du bon comportement des diodes. Il suffit de connecter deux charges adaptées de précision (présentant des coefficients de réflexion inférieurs à - 60 dB) sur les ports 2 et 3 afin que le comportement des détecteurs ne dépendent que du signal de source, ce qui permet aussi d'effectuer des réglages sur les amplificateurs d'instrumentation afin d'équilibrer les gains apportés pour chaque tension continue détectée à la fréquence centrale d'utilisation (60 GHz).

Nous présentons en figure III.30 les tensions détectées à 60 GHz après amplification continue des deux tensions détectées dans la configuration en réflexion (V_3 et V_4).

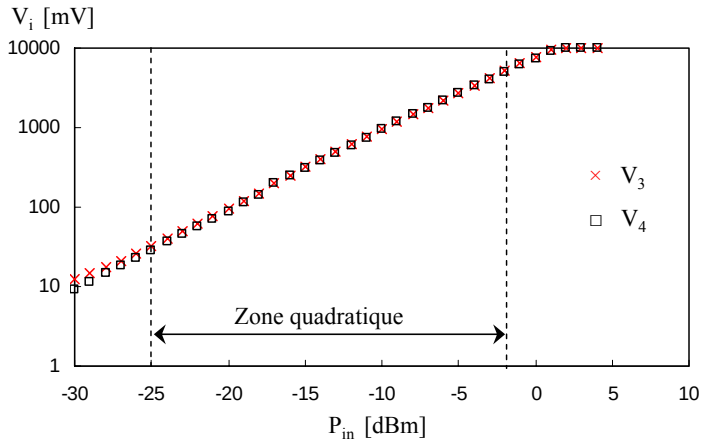


Figure III.30 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée à 60 GHz.

Nous notons que les tensions détectées V_i (i =3, 4) après amplification présentent une zone quadratique pour une variation de la puissance de source injectée de -25 dBm à -2 dBm. A partir de ces relevés, nous fixons la puissance du signal de référence (puissance de source injectée) au milieu de cette zone. Notons que la puissance considérée lors des relevés est celle de la source, qui ne correspond pas à la puissance hyperfréquence arrivant effectivement sur les détecteurs.

Ce type de caractéristiques a été relevé sur l'ensemble de la bande de fréquences qui nous intéresse et a montré également de bons résultats en terme de sensibilité. En figure III.31, nous présentons à titre d'illustration les relevés de la tension V_3 en fonction de la puissance de source injectée pour trois fréquences : 55, 60 et 65 GHz.

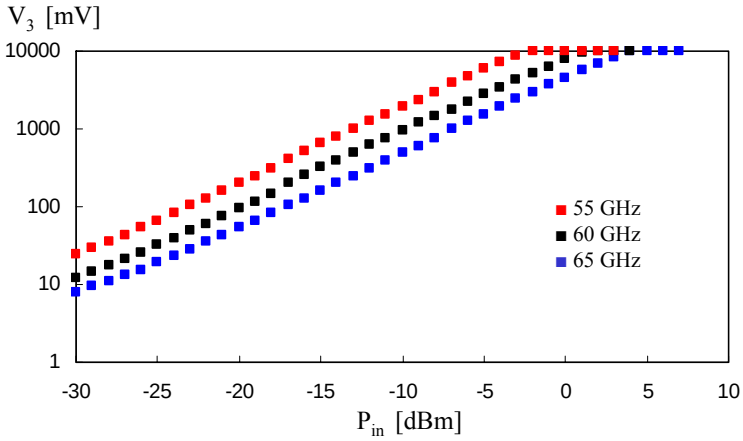


Figure III.31 : Tensions V_3 détectée en fonction de la puissance injectée à 55, 60 et 65 GHz.

Ce graphe montre que le détecteur D_3 présente un comportement similaire en terme de détection pour les trois fréquences considérées. Par conséquent, une utilisation sur la bande de

fréquences [55 – 65 GHz] s'avère tout à fait envisageable. Ce type de test a été réalisé pour tous les détecteurs a mené aux même conclusions.

Après avoir défini le banc de validation et effectué quelques tests sur le comportement des diodes dans leur environnement, nous nous intéressons dans la suite de ce chapitre à la définition des étapes de calibrage du dispositif en réflexion.

III.3.5.2.2 Calibrage en réflexion

Quelle que soit la topologie envisagée pour le dispositif, il est nécessaire comme pour tout appareil de mesure d'un coefficient de réflexion et/ou de transmission, de procéder à une phase de calibrage. En effet, aux fréquences millimétriques en particulier, la réalisation d'un dispositif de mesure de paramètres S génère des imperfections qui l'éloignent du modèle parfait. Il sera par exemple impossible d'obtenir des terminaisons 50Ω parfaites ou des lignes de transmission sans pertes. De plus les détecteurs hyperfréquences présentent des sensibilités plus ou moins constantes, ce qui influera également sur la mesure. Ainsi, la prise en compte de ces imperfections se fait au travers de la mise en place d'une phase de calibrage.

Nous donnons ci-après le modèle retenu pour exprimer les tensions détectées V_3 et V_4 en fonction du module $|S_{11}|$ et de la phase Φ du coefficient de réflexion S_{11} du DST [HAD 07]:

$$V_i = a_{i0} + a_{i1}|S_{11}|^2 + a_{i2}|S_{11}|\sin(\Phi) + a_{i3}|S_{11}|\cos(\Phi) + a_{i4}|S_{11}|^2\sin(2\Phi) + a_{i5}|S_{11}|^2\cos(2\Phi) + \ldots$$

pour i = 3, 4. (III.5)

Où les coefficients a_{ij} (i = 3, 4 et j = 0,.., n) sont des quantités complexes intrinsèques au réflectomètre quatre-port.

En utilisant les parties réelle et imaginaire de S_{11} au travers des expressions données ci-après:

$$I = \mathrm{Re}(S_{11}) \quad \text{et} \quad Q = \mathrm{Im}(S_{11}) \qquad \text{(III.6)}$$

Alors, il est possible de reformuler le modèle précédent par :

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ + \ldots + b_{in}k_n \quad \text{pour i = 3, 4.} \qquad \text{(III.7)}$$

Où les termes b_{ij} représentent des constantes de calibrage ne dépendant que des termes a_{ij}.
n est le nombre minimum de charges étalons nécessaires au calibrage.
k_n est fonction de I et Q.

La connaissance des termes b_{ij} associée à la mesure des deux tensions V_3 et V_4 permet la détermination des deux grandeurs d'intérêt ($I \in [-1,1] et\ Q \in [-1,1]$), par inversion de ces expressions.

Les tentions mesurées peuvent être formulées en fonction de I et Q suivant des modèles à un ordre différent. Dans notre étude, nous présentons des formulations jusqu'à l'ordre 3:

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}(I^2 + Q^2) \rightarrow ordre\ 1$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ \rightarrow ordre\ 2$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ + b_{i6}(I^3 - 3IQ^2) + b_{i7}(Q^3 - 3I^2Q) \rightarrow ordre\ 3$$

Notons que le nombre de charges étalons nécessaires au calibrage dépend de l'ordre du modèle retenu. Ainsi, pour un modèle d'ordre 1 il faut 4 charges étalons, pour l'ordre 2 il en faut 6 et enfin 8 pour le troisième ordre.

Dans un premier temps, nous procédons à la détermination des constantes de calibrage b_{ij} suivant une modélisation d'ordre 2. Pour cela, deux étapes sont nécessaires.

Dans la première étape, nous considérons que l'accès 2 est fermé sur une charge adaptée ($I = Q = 0$). L'équation (III.7) s'écrit comme suit :

$$V_{i0} = b_{i0} \qquad \text{pour i = 3, 4.} \qquad \text{(III.8)}$$

Les tensions mesurées dans cette configuration permettent donc de déterminer les coefficients b_{i0} (i = 3, 4).

La deuxième étape consiste à déterminer les autres paramètres b_{ij} (i = 3, 4 et j = 1,..,5). Pour cela, il suffit de connecter successivement cinq charges étalons sur l'accès 2 et de mesurer pour chacune de ces charges connues les tensions V_3 et V_4 associées. Notons que l'accès 3 du dispositif est connecté à une charge adaptée.

Mathématiquement nous disposons, pour chacun des deux détecteurs, d'un système de cinq équations à cinq inconnues (b_{ij}) de la forme :

$$\begin{cases} V_{i1} = b_{i0} + b_{i1}I_1 + b_{i2}Q_1 + b_{i3}I_1^2 + b_{i4}Q_1^2 + b_{i5}I_1Q_1 \rightarrow \ étalon\ 1 \\ V_{i2} = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 \rightarrow \ étalon\ 2 \\ V_{i3} = b_{i0} + b_{i1}I_3 + b_{i2}Q_3 + b_{i3}I_3^2 + b_{i4}Q_3^2 + b_{i5}I_3Q_3 \rightarrow \ étalon\ 3 \\ V_{i4} = b_{i0} + b_{i1}I_4 + b_{i2}Q_4 + b_{i3}I_4^2 + b_{i4}Q_4^2 + b_{i5}I_4Q_4 \rightarrow \ étalon\ 4 \\ V_{i5} = b_{i0} + b_{i1}I_5 + b_{i2}Q_5 + b_{i3}I_5^2 + b_{i4}Q_5^2 + b_{i5}I_5Q_5 \rightarrow \ étalon\ 5 \end{cases} \qquad \text{i = 3, 4} \qquad \text{(III.9)}$$

Nous rappelons que les I_k et Q_k (k = 1,..,5) sont des grandeurs connues issues de la caractérisation des étalons à l'analyseur de réseaux HP 8510C.

Ainsi, à l'issue des deux étapes de cette procédure de calibrage, la connaissance des coefficients b_{i0} (i = 3, 4) et b_{ij} (i = 3, 4 et j = 1,..,5) permet d'aboutir à deux relations permettant de déterminer les grandeurs I et Q.

On se propose dans ce qui suit de valider le choix de la modélisation au deuxième ordre. Pour ce faire, nous connectons six charges étalons sur l'accès de mesure en réflexion (accès 2). Cinq charges sont obtenues à l'aide d'un piston de court-circuit variable et la sixième est une charge adaptée. Le court-circuit variable est constitué d'un tronçon de guide WR15 à l'intérieur duquel on peut déplacer un piston métallique rectangulaire, à l'aide d'une vis micrométrique calibrée. Le piston métallique permet de faire varier la phase du coefficient de réflexion. Ainsi ces cinq charges seront uniformément réparties sur l'abaque de Smith.

Afin de définir les constantes de calibrage b_{ij} (i = 3, 4 et j=0,..,5), une résolution en deux dimensions (les tensions V_i mesurées en fonction de I_k et Q_k) est réalisée suivant l'équation (III.7) pour les six charges étalons. Nous donnons dans la figure III.32 un exemple d'une représentation graphique de la tension V_3 en fonction de I_k et Q_k à 60 GHz.

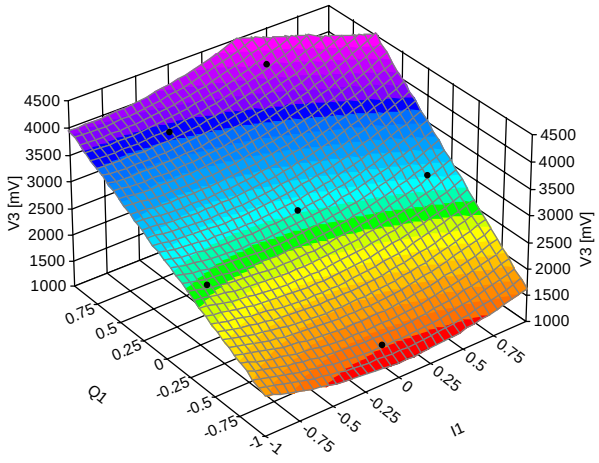


Figure III.32 : Représentation graphique en 2D à 60 GHz de la tensions V_3 en fonction de I_k et Q_k.

Les points noirs représentent les tensions mesurées par le DFPR pour chaque étalon, alors que le modèle est représenté par la surface 2D.

Pour valider les constantes de calibrage b_{ij} (i = 3, 4 et j=0,..,5) ainsi calculées, nous effectuons une interpolation suivant le même modèle proposé (eq III.7), sur d'autres tensions relevées pour des charges différentes des charges étalons utilisées pour le calcul des constantes de calibrage. Pour cela, un atténuateur variable en guide WR15 est placé entre le port de mesure et le court-circuit variable (figure III.29).

Nous donnons une illustration graphique de la comparaison entre les données mesurées (60 charges) par le dispositif et interpolées (cf. Eq. (III.7)) dans le cas de la tension V_3. Il est considéré dans cette étude six valeurs d'atténuation (att = 0, 1, 2, 6, 10 et 20 dB) et 10 phases (réparties sur 2π). Pour chaque valeur d'atténuation un tour d'abaque est réalisé à l'aide du piston de court-circuit.

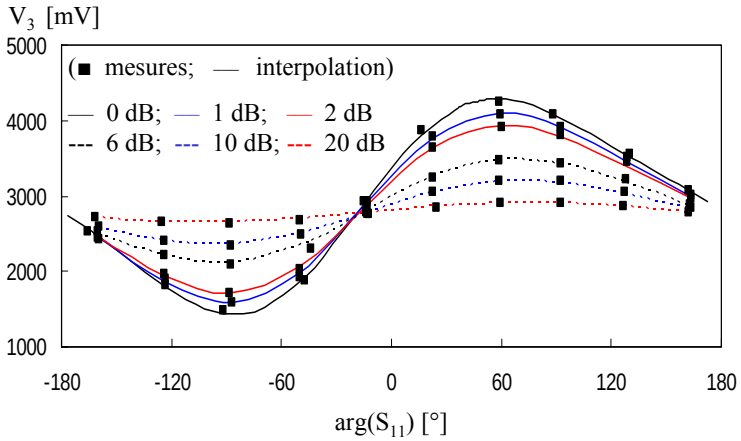


Figure III.33 : Interpolation à l'ordre 2 de la tension V_3 en fonction de S_{11} ; F = 60 GHz.

Nous observons une bonne approximation des tensions mesurées par le modèle au deuxième ordre. Ainsi, les coefficients de calibrage b_{ij} calculés à partir du modèle à l'ordre 2 permettent de bien rendre compte de l'évolution des signaux réellement mesurés. Nous proposons néanmoins une étude comparative des modélisations au deuxième et troisième ordre, pour estimer le gain apporté par un ordre supérieur. Pour cela, nous considérons un ensemble de 60 charges caractérisées au préalable à l'analyseur de réseaux HP8510C. Nous présentons dans le tableau III.3 les valeurs des coefficients b_{ij} obtenus, ainsi que les erreurs moyennes commises sur l'interpolation des deux tensions (V_3 et V_4) pour les deux modèles.

coefficient	grandeur	modèle ordre 2	modèle ordre 3
b_{30}	1	2771.7	2771.5
b_{31}	I_1	330.5	325.5
b_{32}	Q_1	1515.8	1518.1
b_{33}	I_1^2	420.2	430.6
b_{34}	Q_1^2	-16.4	-19.7
b_{35}	$I_1 Q_1$	548.5	541.6
b_{36}	I_1^3-3 $I_1 Q_1^2$		71.4
b_{37}	Q_1^3-3 $I_1^2 Q_1$		-43.5
$\Sigma\overline{\frac{\Delta V_3}{V_3}}$		0.79 %	0.35 %

(a) Tension V_3

coefficient	grandeur	modèle ordre 2	modèle ordre 3
b_{40}	1	2692.1	2692.1
b_{41}	I_1	-920.4	-919.8
b_{42}	Q_1	375.4	376.4
b_{43}	I_1^2	-68.9	-71.1
b_{44}	Q_1^2	249.0	251.1
b_{45}	$I_1 Q_1$	329.6	326.7
b_{46}	I_1^3-3 $I_1 Q_1^2$		-18.5
b_{47}	Q_1^3-3 $I_1^2 Q_1$		-36.4
$\overline{\Sigma \frac{\Delta V_4}{V_4}}$		0.51 %	0.21 %

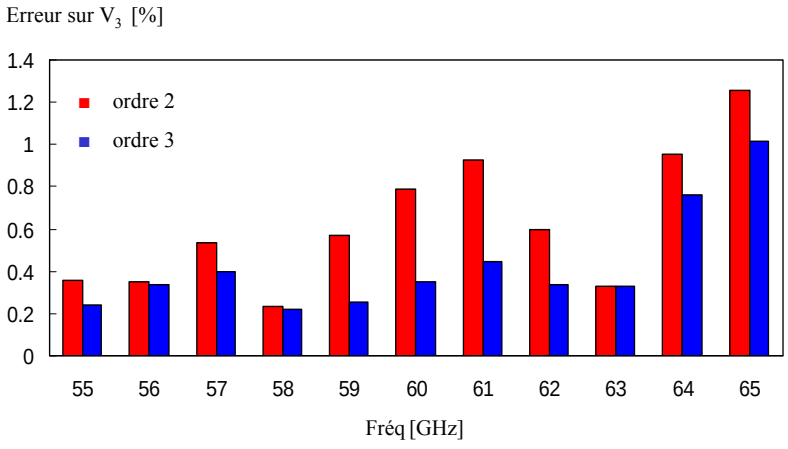
(b) Tension V_4

Tableau III.3 : Comparaison des différents modèles pour les tensions V_3 et V_4.

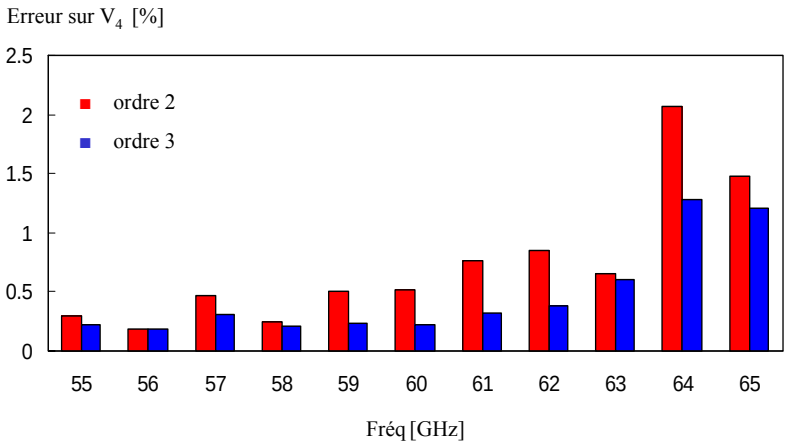
Ces tableaux montrent que les erreurs commises sur les tensions V_3 et V_4 n'excèdent pas 0.8 % pour les deux modélisations. On note de plus que les erreurs sont dans un rapport deux entre les 2 modèles. Comme l'erreur maximale n'excède pas 1% pour le modèle à l'ordre 2, nous choisissons d'utiliser ce dernier compte tenu de l'effort moins important à apporter lors de l'étape de calibrage. En effet, dans ce cas six charges sont nécessaires au calibrage tandis que pour l'ordre 3 il en faut huit.

Ainsi, après avoir validé la formulation du 'problème direct' à 60 GHz, nous adoptons ce modèle à l'ordre 2, permettant de prendre en compte les non-linéarités rencontrées lors des mesures, sur toute la bande fréquentielle d'intérêt (55 à 65 GHz). Nous présentons donc les erreurs commises sur les tensions V_3 et V_4 sur toute la bande de fréquence.

A titre indicatif, nous donnons en figure III.34 également les résultats obtenus quand le modèle à l'ordre 3 est considéré.



(a)



(b)

Figure III.34 : Erreurs commises sur les tensions détectées.

(a) Modélisation V_3 (b) Modélisation V_4

Ce type de données montre qu'une modélisation à l'ordre 2 permet de garantir une erreur inférieure à 2 % pour l'ensemble des fréquences testées. Une modélisation à un ordre supérieure s'avère comme particulièrement intéressante en assurant une erreur plus faible sur les deux grandeurs V_3 et V_4, mais comme nous l'avons vu, elle est plus exigeante en terme de calibrage.

Après la vérification que le modèle proposé permet une bonne approximation des mesures, nous nous proposons de déterminer le coefficient de réflexion *(S_{11}= I+jQ)* des charges sous test.

III.3.5.2.3 Résolution du problème inverse

La connaissance des coefficients de calibrage b_{ij} associée à la mesure des deux tensions V_3 et V_4 permet de déterminer le coefficient de réflexion de dispositifs passifs ($|S_{11}|<1$) par inversion du modèle (Eq III.7). Cette dernière étape est réalisée à l'aide de l'algorithme de 'Newton-Raphson' [ANG 72].

Nous procédons, à une comparaison des résultats (I et Q) mesurés par le DFPR à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510C (I_1 et Q_1). À cet effet, nous utilisons 98 charges, dont six charges de calibrage réparties uniformément sur l'abaque de Smith comme illustré dans l'exemple de la figure III.32.

Après avoir calibré le dispositif de mesure en considérant ces six charges de calibrage, nous mesurons les coefficients de réflexions (I et Q) des 92 charges n'ayant pas servies au

calibrage du dispositif et nous les comparons dans la figure III.35 aux données issues de l'analyseur de réseaux commercial (HP 8510C).

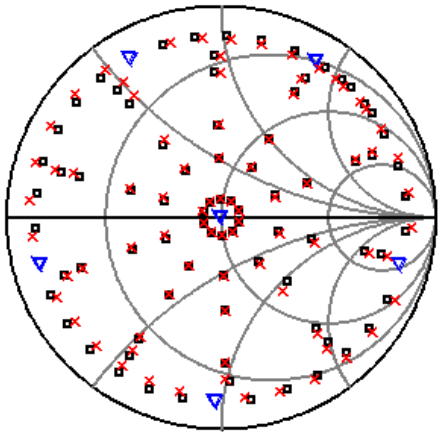


Figure III.35 : Comparaison des coefficients de réflexion à 60 GHz.
(charge = atténuateur + court-circuit glissant)
(□ : ANA × : DFPR Δ : charges de calibrage)

L'abaque de Smith donné ci-dessus montre que nous retrouvons des résultats comparables à ceux issus de l'analyseur de réseaux commercial.

Afin de mieux apprécier les performances du système et évaluer les limites en terme de précision de mesure du DFPR, nous proposons une comparaison entre notre dispositif et l'analyseur de réseaux pour des coefficients de réflexion présentant un module inférieur à -20 dB. Nous choisissons en figure III.36 une présentation en I et Q de manière à mieux apprécier les résultats.

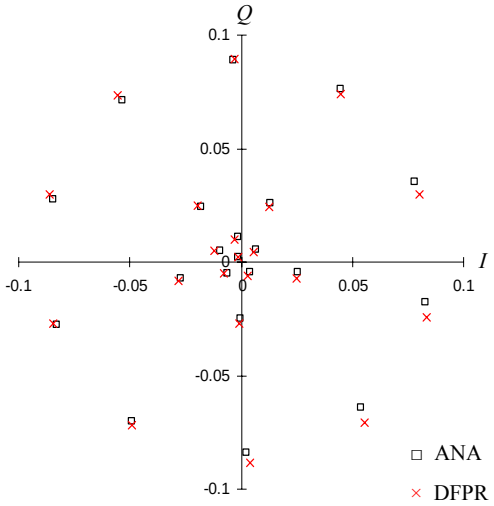
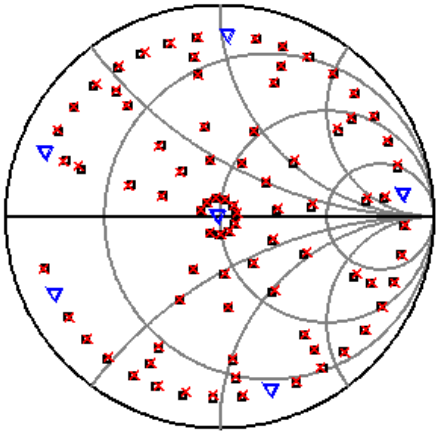


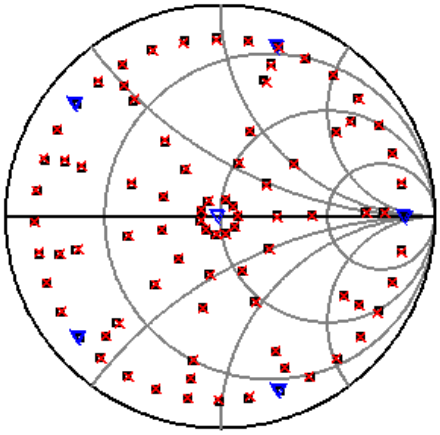
Figure III.36 : Comparaison à 60 GHz des coefficients de réflexion pour $|S_{11}| < 0.1$.

Ces résultats montrent que le DFPR présente une dynamique de mesure qui atteint -50 dB.

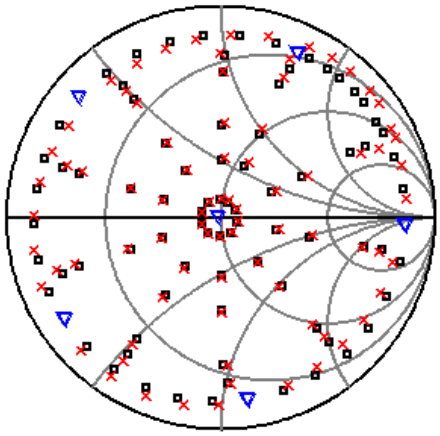
Dans l'optique de couvrir la bande de fréquences 55 – 65 GHz, nous avons également calibré le dispositif, en réflexion, dans cette bande de fréquence (55 à 65 GHz avec un pas de1GHz) pour une modélisation au deuxième ordre. Nous comparons alors les coefficients de réflexion mesurés par le dispositif quatre-port avec ceux mesurés par l'analyseur de réseaux. Nous donnons dans la figure III.37 des comparaisons entre les deux mesures pour quelques fréquences.



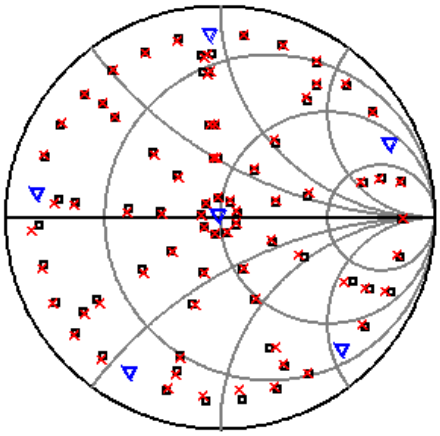
(a) F = 55 GHz



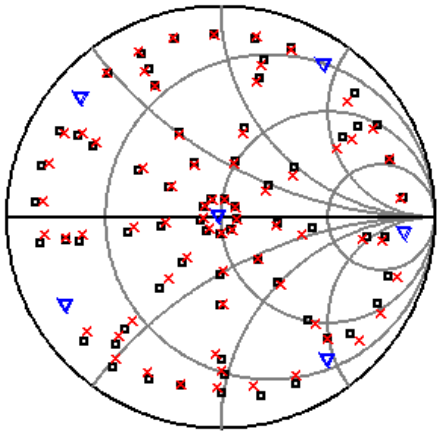
(b) F = 58 GHz



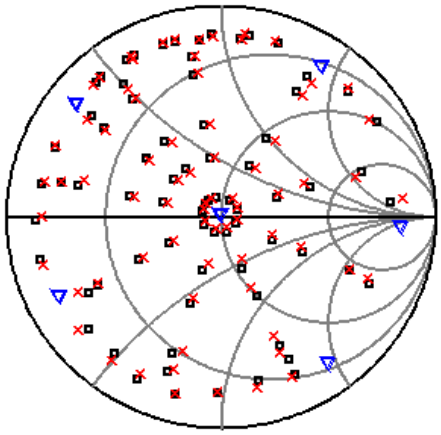
(c) F = 61 GHz



(d) F = 63 GHz



(e) F = 64 GHz

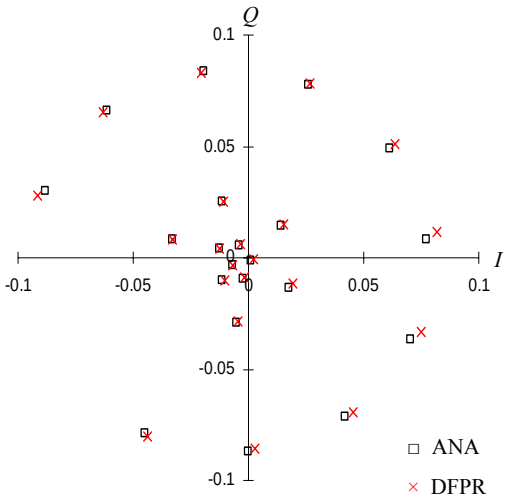


(f) F = 65 GHz

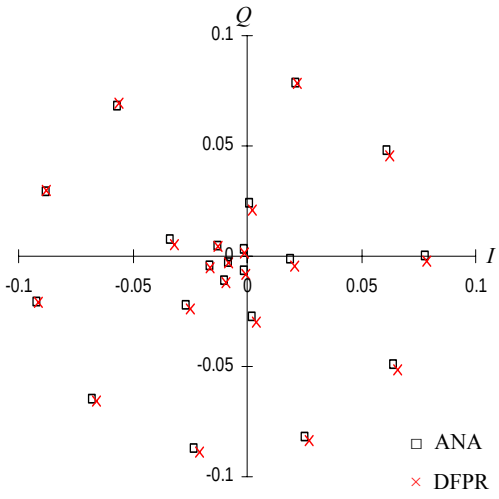
Figure III.37 : Comparaison des coefficients de réflexion.
(charge = atténuateur + court-circuit glissant)
(□ : ANA × : DFPR Δ : charges de calibrage)

Au vu des résultats obtenus, on peut dire qu'une modélisation au deuxième ordre permet de satisfaire à la plupart des configurations en terme de charge et de la bande de fréquence d'intérêt.

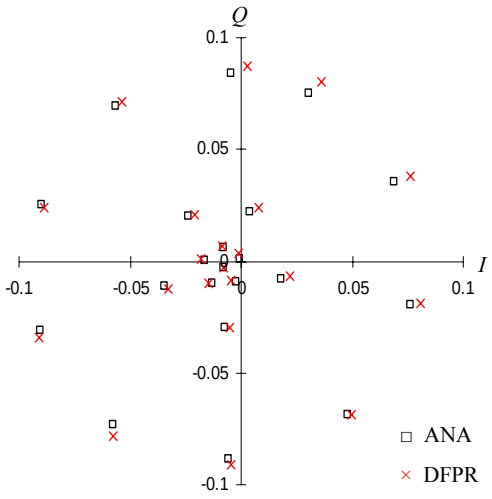
Comme précédemment nous donnons dans ce qui suit une comparaison entre les mesures issues de notre dispositif et celles de l'analyseur de réseaux pour des coefficients de réflexion présentant un module inférieur à - 20 dB.



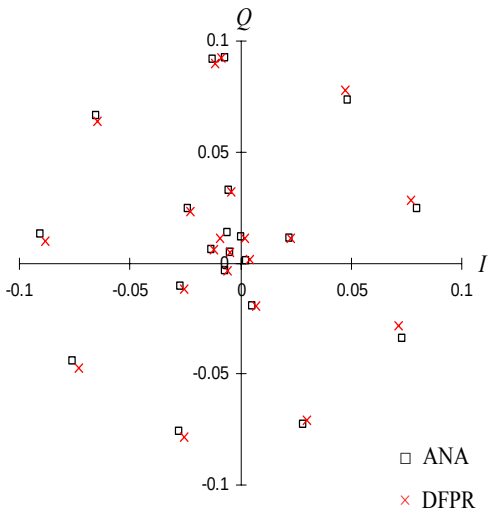
(a) F = 55 GHz



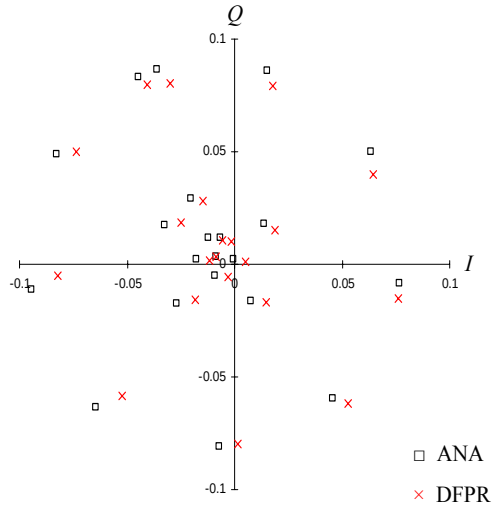
(b) F = 58 GHz



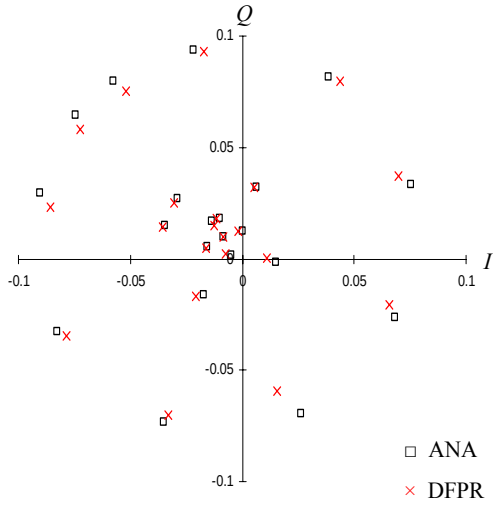
(c) F = 61 GHz



(d) F = 63 GHz



(c) F = 64 GHz



(d) F = 65 GHz

Figure III.38 : Comparaison des coefficients de réflexion pour $|S_{11}| < 0.1$.

Nous retrouvons des résultats conformes aux données issues de l'analyseur de réseaux commercial pour des coefficients de réflexion inférieurs à 0.1 sur une bande fréquentielle de 10 GHz autour de 60 GHz.

Un critère pour qualifier la qualité de mesure du dispositif est l'EVM (Error Vector Magnitude en anglais) donnée par :

$$EVM = \frac{1}{N}\sum^{N}\left|S_{11\ DFPR} - S_{11\ ANA}\right| \qquad (3.10)$$

où N représente le nombre de charges, les $S_{11\ DFPR}$ représentent les coefficients de réflexion déterminés par le DFPR et les $S_{11\ ANA}$ sont mesurés à l'analyseur de réseaux.

Nous représentons en figure III.39 l'évolution de l'EVM en fonction de la fréquence pour les deux types de modélisation. Rappelons que 98 charges sont considérées.

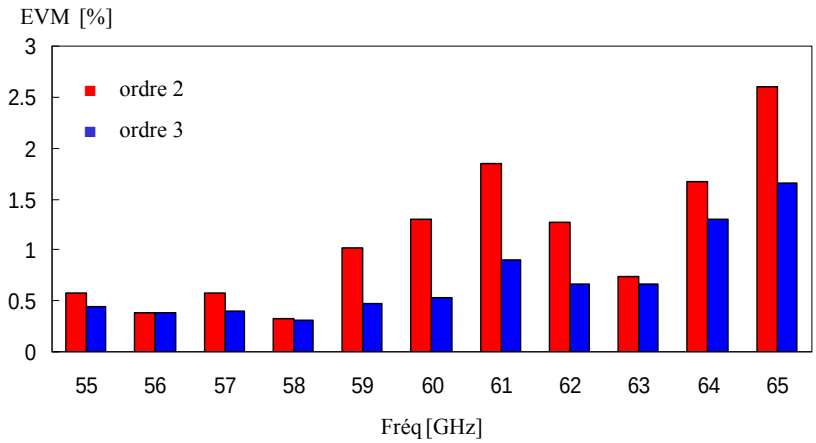


Figure III.39 : EVM en fonction de la fréquence.

Dans la bande de fréquences considérée, une modélisation au deuxième ordre garantit un EVM inférieur à 2.5 % tandis que la modélisation au troisième ordre permet d'aboutir à un EVM inférieur à 1.7 %. Ainsi, en fonction de la précision escomptée sur les mesures, le modèle peut être est ajusté en conséquence.

III.3.5.3.4 Conclusion

Au vu des résultats expérimentaux obtenus lors des essais comparatifs, sur différentes charges test, on peut dire que le fonctionnement du DFPR est validé sur une bande fréquentielle de 55 à 65 GHz pour une configuration de mesure en réflexion. Dans ce qui suit, nous testons le système dans une configuration en transmission.

III.3.5.3 Validation pour une configuration en transmission

Après validation du DFPR sur toute la bande d'intérêt en réflexion, nous nous intéressons également à la configuration de mesure en transmission. À cet effet, nous procédons à la même batterie de test que précédemment. En effet, un atténuateur et un déphaseur en transmission sont connectés entre les deux ports de mesure du DFPR (port 2 et 3) de manière à présenter des charges de coefficient de transmission S_{21} variable en module et en phase.

Après une étape de calibrage, permettant la détermination des coefficients b_{ij} dans une configuration en transmission, nous comparons, dans la figure III.40, les résultats obtenus par le DFPR après inversion du modèle d'ordre 2 (eq.III.7) à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510C. Il est considéré 70 charges dont les coefficients de transmission sont répartis sur l'abaque de Smith.

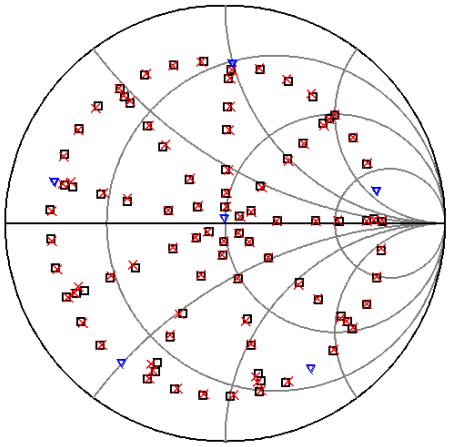


Figure III.40 : Comparaison des coefficients de transmission à 60 GHz.
(charge = atténuateur + déphaseur)
(□ : ANA × : DFPR Δ : charges de calibrage)

Les résultats obtenus montrent qu'à la fréquence de 60 GHz le comportement du DFPR est comparable à celui de l'analyseur de réseaux commercial.

Notons que pour cette première batterie de validation pour une configuration en transmission, les tests sont effectués qu'à la fréquence de 60 GHz. Les tests de validations sur toute la bande d'intérêt sont en cours.

III.3.5.4 Conclusion

Dans cette partie du manuscrit, nous sommes intéressés aux comportements du DFPR une fois mis dans son boîtier. Ainsi, une technique de calibrage explicite, qui prend en compte les non linéarités du système, a permis la validation du DFPR dans les deux configurations (réflexion sur une bande de fréquences allant de 55 à 65 GHz et transmission uniquement à 60 GHz).

III.3.6 Conclusion

Nous avons proposé dans cette partie du chapitre un dispositif dénommé DFPR, opérant en gamme millimétrique, permettant la mesure de paramètres S d'un quadripôle symétrique. Après avoir discuté les choix technologiques et optimisé chacun des éléments génériques, nous avons réalisé et caractérisé le système. La mise en œuvre du dispositif dans une configuration de mesure de coefficients de réflexion a permis de mettre en avant les performances du système

par comparaison à des mesures issues de l'analyseur de réseaux commercial qui constitue l'appareil de mesure de référence. Par ailleurs, un test de validation à la fréquence centrale (60 GHz) dans une configuration en transmission a été réalisé.

III.4 CONCLUSION

Ce dernier chapitre a été principalement consacré à la conception d'un dispositif de mesure basé sur la technique six-port dans la gamme millimétrique. Nous avons présenté dans une première partie les deux critères permettant la réduction d'un corrélateur six-port à un corrélateur quatre-port. Nous avons vu que dans l'optique d'un fonctionnement large bande, l'architecture élaborée à partir de corrélateurs quatre-port, atténue les limitations fréquentielles en utilisant des diviseurs de Wilkinson qui offrent une bande fréquentielle de fonctionnement beaucoup plus importante. L'une des limitations de cette topologie est qu'elle ne permet que la mesure de dispositifs passifs.

Néanmoins, cette solution permet de répondre à beaucoup d'applications. De plus la complexité est moindre ce qui réduit le coût et l'encombrement des systèmes. L'association du dispositif à une méthode de calibrage explicite, qui corrige les non linéarités, nous a permis de valider le système sur une gamme fréquentielle allant de 55 à 65 GHz dans une configuration en réflexion. Nous avons également présenté un test à 60 GHz du comportement du dispositif dans une configuration en transmission, qui s'est avéré très satisfaisant.

La caractérisation fine de système dans une configuration en transmission sur toute la bande de fréquence (55 - 65 GHz) est en cours de réalisation.

Bibliographie

[AGI 07] Agilent Technologies “HSCH-9161 GaAs detector diode” Data Sheet, July 2007
http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6228EN.pdf

[ANG 72] A. Angot “Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications” Masson & Cie, 1972, Paris

[ANR 06] Anritsu “Precision RF & Microwave Components Catalog” Catalog, November 2006
http://www.us.anritsu.com/downloads/files/00986-00202.pdf

[EIR 05] T. Eirener and T. Muller “Six-port receiver for mm-wave – concept, evaluation and implementation” IST mobile and wireless Communications, Dresden, Germany, June 2005

[ENG 77] G. F. Engen “The six-port reflectometer : an alternative network analyzer” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1075-1079, December 1977

[GLA 99] D. Glay “Conception et réalisation de systèmes micro-ondes destinés au contrôle non destructif de matériaux” Thèse de Docteur de l’université, Novembre 1999, Lille

[GUI 00] C. G. Miguelez, B. Huyart, E. Bergeault and L. P. Jallet “A new automobile radar based on the six-port phase/frequency discriminator” IEEE Transactions on vehicular and technology, vol. 49, n° 4, pp 1416-1423, July 2000

[HAD 03] K. Haddadi "Conception et réalisation d’un mesureur de paramètres S à 35 GHz" Mémoire de DEA, Lille, Juillet 2003

[HAD 07] K. Haddadi "Systèmes a base de six-port en gammes micro-onde et millimétrique et techniques de calibrage associées: application à l’analyse de réseaux, aux télécommunications et contrôle non destructif " Thèse de Docteur de l’université, Lille, Décembre 2007.

[HEN 05] T. Hentschel “The six-port as a communication receiver” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, n°3, pp 1039-1947, March 2005

[LI 83] S. Li and R. G. Bosisio “The measurement of complex reflection coefficient by means of a five-port reflectometer” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 83, n° 4, pp 321-326, April 1983.

[MAA 05] M. Maazi, "Conception et réalisation de systèmes en gamme millimétrique pour l’évaluation non destructive : Application à la restauration de profils et d’images d’objets enfouis" Thèse de doctorat, mars 2005, Université de Lille 1.

[MAR 82] E. Martin, J. Margineda and J. M. Zamarro “An automatic network analyzer using a slotted line reflectometer” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 30, pp 667–670, May 1982.

[MOL 04] E. Moldovan, S. O. Tatu, T. Gaman, K. Wu and R. G. Bosisio “A new 94 GHz collision avoidance radar sensor using six-port phase frequency discriminator” IEEE Transactions microwave theory and techniques, vol. 52, n° 3, pp 751-759, March 2004

[MUN 94] J. Munoz, J. Margineda, J. Martin and M. Rojo “Dual five-port analyzer using fixed probes” IEEE Transactions on Instrumentations and Measurement, vol. 3, pp. 415-420, June 1994.

[OLD 85] L. C. Oldfiel, J. P. Ide and J. Griffin “A multistate reflectometer” IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. IM-34, pp 198-201, June 1985.

[PER 90] M. Perkins and R. D. Pollard “Millimeter-wave vector measurements using multistate reflectometers with diode detectors” IEEE International microwave symposium digest, pp 1037-1040, 1990.

[RIB 77] G. P. Riblet “A broad band stripline or coaxial ‘resolver’ for the accurate measurement of complex reflection coefficient using 6-port measurement concept” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, pp 155-162, December 1977.

[SCH 02] J-C Schiel, S. O. Tatu, K. Wu and R. G. Bosisio “Six-port direct digital receiver (SPDR) and standard direct receiver (SDR) results for QPSK modulation at high speeds“ IEEE MTT-S International microwave symposium, vol. 2, pp 931-934, June 2002.

[SCH 64] W.Schockley, "Air Force Atomic Laboratory, Wright-Patterson Air Force, Ohio, September 1964" Report No. Al. TOR. 64.207.

[TAT 02] S. O. Tatu, E. Moldovan, G. Brehm, K. Wu and R. G. Bosisio “A Ka-band direct digital receiver” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 50, n° 11, pp 2436-2442, November 2002

[WIL 84] R. E. Williams, "Gallium Arsenide ProcessingTechniques", édité par Artech House (Dedham, 1984), pp. 248-253.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans le cadre de cette thèse nous avons mis en avant les performances des techniques micro-ondes et millimétriques dans le domaine du CND. Classiquement, l'appareillage associé à ce type de caractérisation, est un analyseur de réseaux vectoriel conventionnel. Bien que ce dernier possède un très large panel de possibilités de mesure, un certain nombre de facteurs tels que le coût, l'encombrement ou encore la technicité nécessaire à son emploi, s'avèrent être autant de freins dés lors que des mesures hors laboratoire sont envisagées. Afin de lever ce verrou, nous avons opté pour le choix d'un développement de systèmes basés sur la technique six-port. Aussi, dans ce travail, nous avons présenté la conception, la réalisation, ainsi que la validation d'une nouvelle architecture basée sur un corrélateur quatre-port. Cette architecture est plus simple que celle d'un six-port dont elle s'inspire largement. Le dispositif réalisé permet de remonter aux paramètres de réflexion et transmission d'objet sous test, pour un fonctionnement large bande. Ainsi, il se présente comme une alternative viable pour la caractérisation de quadripôles passifs.

De plus, pour présenter une solution plus complète, en réponse aux différents problèmes rencontrés dans cette thématique, nous avons adjoint des solutions logicielles pour le traitement des grandeurs mesurées. En effet, un traitement basé sur les réseaux de neurones artificiels (RNA) a été proposé pour satisfaire aux besoins d'une Evaluation Non Destructive (END) des objets sous test.

D'autre part, l'antenne est un aspect très important pour la caractérisation. Les études de faisabilité effectuées dans ce travail ont montré en particulier que l'association d'une sonde résonante à ondes évanescentes connectée à un dispositif de mesure du coefficient de réflexion en gamme millimétrique permet une caractérisation locale de matériaux (conducteurs, semi-conducteurs et diélectriques). En conséquence, l'approche basée sur l'utilisation des ondes évanescentes apparaît comme une solution prometteuse pour enrichir les possibilités en matière de caractérisation de matériaux.

L'ensemble des activités menées sur les plans matériel et logiciel nous a donc permis de développer des instruments adaptés à un usage hors laboratoire. Néanmoins, si nous voulons aller au-delà de la simple démonstration des potentialités, des efforts sont encore à mener.

En effet, l'approche proposée dans ce travail, basée sur une mise en œuvre d'outils à partir de réseaux de neurones artificiels, reste largement perfectible. Le développement de ces techniques et leur relative facilité d'exploitations se présente comme une alternative

intéressante au développement de modèles, souvent complexes en champ proche, pour la description des interactions ondes-matériaux. Les résultats obtenus sont encourageants et confirment l'intérêt d'une association des techniques micro-ondes aux procédés modernes de traitement de signal tels que les RNA.

La partie «hardware» peut aussi faire l'objet d'améliorations notables, essentiellement dans la réalisation de cellules de mesures. En effet, de nos jours, l'émergence des nanotechnologies et des nanosciences, visant en particulier l'étude de nouveaux matériaux et composants, toujours plus petits, nécessite le développement de nouvelles techniques d'observation et de caractérisations. Les techniques micro-ondes et millimétriques se présentent donc comme une solution, capable de répondre aux problématiques liées à cette miniaturisation. Parmi les applications qui peuvent être envisageable, la caractérisation en transmission de matériaux fin et opaque (pour les méthodes optiques) en associant deux micro-antennes aux ports de mesures du dispositif réalisé (mesure de S_{11} etS_{21}). Offrant ainsi la possibilité de remonter de façon localisée à des paramètres tels que l'épaisseur et les propriétés diélectriques du matériau sous test.

Autre que l'analyse de réseaux, ces dispositifs peuvent être utilisés dans les domaines des télécommunications et des radars. En effet, de par leurs capacités à fonctionner en large bande, ces dispositifs répondent aux besoins grandissant de hauts débits. Ainsi, parmi les travaux futurs qui peuvent se dégager on trouve le développement d'une chaîne d'émission-réception à base de corrélateur quatre-port, fonctionnent autour de 60 GHz (communications intra-bâtiments).

Résumé en français

Le Contrôle Non Destructif (CND) hyperfréquence consiste à examiner un matériau de telle manière qu'à l'issue de ce contrôle, son utilisation future n'en soit pas affectée. Ce type de caractérisation est généralement réalisé au travers de la mesure des propriétés de réflexion ou/et de transmission du matériau sous test par un analyseur de réseaux vectoriel conventionnel. Cependant, ce type d'appareillage s'avère surdimensionné en termes d'éventail de mesure et donc de coût pour un usage hors laboratoire.

Aussi, nous avons développé, dans une optique de faible coût, des systèmes basés sur la technique six-port. En particulier, dans ce travail, un double réflectomètre quatre-port est développé pour la mesure des paramètres de réflexion et de transmission d'un quadripôle passif dans la bande de 55 - 65 GHz.

La proposition d'une instrumentation plus complète, intégrant les ressources matérielles et logicielles, permet d'entrevoir des développements de systèmes spécialisés dans le domaine de la caractérisation hyperfréquence. Ainsi, nous avons adjoint des solutions logicielles, basée sur les réseaux de neurones artificiels, pour le traitement des grandeurs mesurées, afin de satisfaire aux besoins d'une Evaluation Non Destructive plus quantitative.

Enfin, dans le but d'effectuer des caractérisations de défauts dont les dimensions sont inférieures à la longueur d'onde, un microscope micro-ondes constitué du système millimétrique associé à une sonde à ondes évanescentes a été proposé. Cet ensemble permet de relever les variations en module et en phase du coefficient de réflexion du matériau sous test, de manière sans contact.

Mots-clés :

Six-port, Quatre-port, Système micro-ondes et millimétriques, Evaluation Non Destructive (END), Réseaux de Neurones Artificiels (RNA), Microscopie Micro-ondes Champ Proche.

Résumé en Anglais

Non Destructive microwave Testing (NDT) consists in examining a material so that after testing, its future use is not affected. Such characterization is usually achieved through the measurement of reflection and/or transmission properties of the material under test by a vector network analyzer. However, this type of equipment is oversized in terms of measurements abilities and cost for a use outside the laboratory.

In order to overcome this limitation, we have developed, with a view to low cost, systems based on the six-port technique. In particular, a dual four-port reflectometer is developed for the measurement of reflection and transmission parameters of passive devices in the frequency range of 55 - 65 GHz.

In addition, we have proposed complete solution which integrates hardware and software resources allowing the development of specialized systems in the field of microwave characterization. The added software solutions, based on artificial neural networks contribute to satisfy the needs of a non-destructive, quantitative evaluation.

Finally, in order to perform characterization of defects whose dimensions are smaller than the wavelength, a mm-wave microscope formed by the mm-wave system and associated with an evanescent wave probe has been proposed. This ensemble reveals changes in magnitude and phase reflection coefficients of the material under test, allowing non-contact measurements.

Keywords:

Six-port, four-port, microwave and millimetric systems, non-destructive evaluation (NDE), artificial neural networks (ANN), Near Field Microwave Microscopy (NMM)