

N° d'ordre : 40297

**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

**Mingming WANG**

**CONTRIBUTION A LA CONCEPTION ET LA REALISATION DE  
MICROSCOPES CHAMP PROCHE EN BANDES DE FREQUENCES  
MICROONDES ET MILLIMETRIQUES  
APPLICATION A L'EVALUATION NON DESTRUCTIVE**

Soutenue le 30 Juin 2010 devant la commission d'examen :

<b>Président :</b>	G. DAMBRINE	Professeur à l'Université de Lille 1
<b>Rapporteurs :</b>	V. MADRANGEAS	Professeur à l'Université de Limoges
	P. XAVIER	Professeur à l'Université J. FOURIER de Grenoble
<b>Directeur de thèse :</b>	T. LASRI	Professeur à l'Université de Lille 1
<b>Examineurs :</b>	P. CALMON	Directeur de recherche au CEA
	K. HADDADI	Maître de conférences à l'Université de Lille 1
	Y. FRECAUT	Ingénieur Bombardier Transportation



## REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué à l'Institut d'Electronique, de Micro-électronique et de Nanotechnologie (IEMN). Je remercie vivement Monsieur Alain CAPPY, directeur de l'IEMN lorsque j'ai commencé ma thèse, et Monsieur Lionel BUCHAILLOT, actuel directeur de l'IEMN de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je tiens à remercier Monsieur Gilles DAMBRINE, Professeur à l'Université de Lille 1, de me faire l'honneur de présider le jury de thèse.

Monsieur le Professeur Tuami LASRI, m'a proposé ce sujet de recherche et en a assuré la direction. Je lui exprime ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ces années de thèse, qui a eu lieu dans le groupe Microtechnologie et Instrumentation pour la Caractérisation Thermique et Electromagnétique (MITEC). Ses conseils et ses encouragements ont enrichi mes connaissances et m'ont apporté un soutien constant. Aussi, sa gentillesse 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.

Mes remerciements s'adressent ensuite aux membres du jury. Tout d'abord, je remercie chaleureusement Madame Valérie MADRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Pascal XAVIER, Professeur à l'Université Joseph Fourier d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce mémoire.

Aussi, mes remerciements s'adressent à Monsieur Pierre CALMON, Directeur de recherche au CEA, Monsieur Yves FRECAUT, Ingénieur Bombardier Transportation et Monsieur Kamel HADDADI, Maître de conférences à l'université de Lille1 pour avoir bien voulu également juger mon travail de thèse.

Je réitère mes remerciements envers Monsieur Kamel HADDADI, Maître de conférences dans le groupe MITEC à l'IEMN, qui m'a accompagnée dans ce travail. Je lui exprime toute ma gratitude pour l'aide qu'il m'a apportée.

Je voudrais remercier aussi David GLAY Maître de conférences dans le groupe MITEC à l'IEMN pour ses conseils et aides scientifiques qu'il a pu me fournir durant cette thèse.

Que mes camarades du groupe veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour l'aide qu'ils m'ont apportée et la sympathie qu'ils m'ont témoignée. Qu'Oussama, Qing, Abdelhatif soient ainsi remerciés.

Je remercie vivement Madame Sylvie LEPILLIET et Monsieur Damien DUCATTEAU de la centrale de caractérisation pour leurs précieux conseils et leur disponibilité lors des mesures effectuées.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Madame Claudie FLAMENT, secrétaire du DHS, et Madame Hélène DELSARTE, secrétaire du groupe MITEC, pour leur gentillesse, leur dévouement et leur disponibilité.

Que l'ensemble des personnels administratifs et techniques soit assuré de mes sincères remerciements, en particulier Madame Michèle MIENS, Madame Anne CALLEWAERT et Monsieur Guillaume DEFOORT du service DAO, Madame Jocelyne LOUCHARD de l'atelier de reprographie, et Monsieur Olivier BRICE pour leur disponibilité, leur aide précieuse et leur professionnalisme.

Je ne peux omettre les remerciements s'adressant aux membres de l'atelier de mécanique de l'Université de Lille, que j'ai mis à contribution pour la réalisation d'antennes. Qu'ils sachent que j'ai conscience que sans leurs compétences et surtout leur efficacité, je n'aurais pu mener à terme cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Philippe MARIAGE de m'avoir accueilli dans son entreprise Gigacomm pour effectuer une mission en qualité de doctorante-conseil durant l'année universitaire 2007-2008. Je tiens aussi à remercier Monsieur François BARATIN pour sa collaboration et son aide pendant le travail de mesure au sein de la société.

Je remercie mes parents pour leur soutien, leurs encouragements constants et pour m'avoir permis d'arriver jusqu'à la réalisation de cette thèse. Je ne peux oublier mes grands-parents, qui j'espère seront fiers de leur petite-fille.

Un remerciement particulier, s'impose à mon ami, Ling, qui m'a soutenue et supporté lors de la rédaction de ce mémoire.

Enfin que tous mes amis qui m'ont apporté un soutien lors de ce long travail de thèse soient assurés de ma profonde reconnaissance.

---

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>1</b>
 <b>CHAPITRE I</b>	
<b>ETAT DE L'ART SUR LE CONTROLE ET L'EVALUATION NON DESTRUCTIFS HYPERFREQUENCES</b>	
<b>I.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>5</b>
<b>I.2 TECHNIQUES DE CARACTERISATION HYPERFREQUENCES .....</b>	<b>6</b>
I.2.1 Introduction.....	6
I.2.2 Potentialités des techniques hyperfréquences .....	6
I.2.3 Interaction onde-matière .....	8
I.2.4 Techniques d'évaluation non destructive hyperfréquence.....	9
I.2.5 Avantages et inconvénients des techniques de caractérisation hyperfréquences.....	13
I.2.6 Conclusion .....	14
<b>I.3 MICROSCOPIE HYPERFREQUENCE CHAMP PROCHE.....</b>	<b>16</b>
I.3.1 Introduction.....	16
I.3.2 Définition et historique .....	19
I.3.3 Principe de la microscopie hyperfréquence .....	20
<i>I.3.3.1 Introduction.....</i>	<i>20</i>
<i>I.3.3.2 Instrumentation pour la microscopie hyperfréquence.....</i>	<i>20</i>
<i>I.3.3.3 Contrôle de la distance sonde-échantillon .....</i>	<i>24</i>
<i>I.3.3.4 Résolution spatiale.....</i>	<i>24</i>
<i>I.3.3.5 Conclusion .....</i>	<i>25</i>
I.3.4 Conclusion .....	25
<b>I.4 CONCLUSION .....</b>	<b>26</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>27</b>

## CHAPITRE II

### TECHNIQUE MULTI-PORT ADRESSEE A LA MICROSCOPIE HYPERFREQUENCE CHAMP PROCHE

<b>II.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>37</b>
<b>II.2 PRINCIPE DU MICROSCOPE HYPERFREQUENCE BASE SUR LA TECHNIQUE MULTI-PORT.....</b>	<b>39</b>
II.2.1 Introduction .....	39
II.2.2 Principe de mesure.....	39
II.2.3 Architectures des systèmes multi-port.....	41
<i>II. 2.3.1 Introduction .....</i>	<i>41</i>
<i>II. 2.3.2 Principe du corrélateur multi-port.....</i>	<i>43</i>
<i>II.2.3.3 Systèmes de mesure de paramètres S .....</i>	<i>45</i>
<i>II.2.3.4 Calibrage des systèmes multi-port .....</i>	<i>50</i>
<i>II. 2.3.5 Conclusion.....</i>	<i>52</i>
II.2.4 Sondes pour la microscopie hyperfréquence multi-port.....	52
II.2.4.1 Introduction .....	52
II.2.4.2 Sondes en gamme de fréquences micro-onde .....	52
II.2.4.3 Sondes en gamme de fréquences millimétriques .....	57
II.2.4.4 Conclusion .....	59
II.2.5 Conclusion .....	59
<b>II.3 REALISATION D’UN MICROSCOPE MULTI-PORT EN GAMME MICRO-ONDE.....</b>	<b>61</b>
II.3.1 Introduction .....	61
II.3.2 Réflectomètre quatre-port et analyseur de réseaux quatre-port.....	61
II.3.3 Sondes micro-ruban .....	76
II.3.4 Conclusion .....	79
<b>II.4 REALISATION D’UN MICROSCOPE MULTI-PORT EN GAMME MILLIMETRIQUE .....</b>	<b>81</b>
II.4.1 Introduction .....	81
II.4.2 Analyseur de réseaux six-port .....	81
II.4.3 Réalisation et caractérisation électrique des sondes de mesure.....	92
II.4.4 Conclusion .....	96
<b>II.5 CONCLUSION.....</b>	<b>97</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>98</b>

## CHAPITRE III

### APPLICATION DE LA MICROSCOPIE HYPERFREQUENCE BASEE SUR LA TECHNIQUE MULTI-PORT

<b>III.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>105</b>
<b>III.2 MICROSCOPIE EN GAMME DE FREQUENCES MICRO-ONDES .....</b>	<b>106</b>
III.2.1 Introduction .....	106
III.2.2 Mise en œuvre du microscope micro-onde .....	106
III.2.3 Sensibilité du microscope.....	108
III.2.4 Etude de la sensibilité latérale .....	109
III.2.5 Conclusion.....	114
<b>III.3 MICROSCOPIE EN GAMME DE FREQUENCES MILLIMETRIQUES .....</b>	<b>116</b>
III.3.1 Introduction .....	116
III.3.2 Mise en œuvre du microscope basé sur une structure résonante.....	116
<i>III.3.2.1 Introduction.....</i>	<i>116</i>
<i>III.3.2.2 Principe de mesure.....</i>	<i>116</i>
<i>III.3.2.3 Préparation des échantillons .....</i>	<i>118</i>
<i>III.3.2.4 Imagerie de défauts enfouis.....</i>	<i>118</i>
<i>III.3.2.5 Conclusion.....</i>	<i>121</i>
III.3.3 Mise en œuvre du microscope basé sur une structure guidée .....	122
<i>III.3.3.1 Introduction.....</i>	<i>122</i>
<i>III.3.3.2 Principe de mesure.....</i>	<i>122</i>
<i>III.3.3.3 Etude de la résolution latérale .....</i>	<i>123</i>
<i>III.3.3.4 Etude de défauts enfouis.....</i>	<i>126</i>
<i>III.3.3.5 Conclusion.....</i>	<i>127</i>
III.3.4 Conclusion.....	128
<b>III.4 CONCLUSION .....</b>	<b>129</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>130</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>131</b>
<b>ANNEXE A .....</b>	<b>135</b>
<b>ANNEXE B.....</b>	<b>145</b>
<b>LISTE DES TRAVAUX PERSONNELS .....</b>	<b>163</b>





## INTRODUCTION GENERALE

Le ‘contrôle non destructif’ (CND) consiste à examiner un matériau ou un objet de telle manière qu’à l’issue de ce contrôle, son utilisation future n’en soit pas affectée. Parmi les principales techniques de CND, on trouve les méthodes optiques, la radiographie (rayons X ou  $\gamma$ ), les courants de Foucault,...etc. A côté 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,...), et permettent ainsi des mesures volumiques dans des matériaux diélectriques.

Du côté de l’instrumentation associée à ce type de caractérisation, le CND hyperfréquence est généralement réalisé au travers de la mesure des propriétés de réflexion ou/et de transmission du matériau sous test pour un analyseur de réseaux vectoriel. 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 dès lors que des mesures hors laboratoire sont envisagées. En effet, le coût, l’encombrement, l’automatisation des procédés 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.

De plus, les méthodes de CND ont vu leur emploi se généraliser à l’ensemble du monde industriel. Elles font désormais partie des outils usuels qui participent à l’amélioration de la productivité et qui permettent de garantir la conformité des produits. Aussi, parallèlement à cette évolution, le contrôle non destructif a élargi son champ d’application en passant du strict domaine de la détection et de la reconnaissance à l’évaluation non destructive (END) des caractéristiques intrinsèques des matériaux à l’échelle locale. Cependant, malgré leur très bonne sensibilité aux propriétés physiques et géométriques de matériaux, les techniques de caractérisation conventionnelles présentent des résolutions spatiales limitées à la longueur d’onde d’utilisation. Par conséquent, ces limitations qui ne permettent pas de répondre de manière satisfaisante au besoin grandissant de caractérisation locale justifient l’intérêt d’évaluer le potentiel de nouvelles techniques.

Le présent travail s’inscrit pleinement dans le cadre de ces recherches actuelles. Afin de lever ces deux verrous que sont l’indisponibilité d’une instrumentation hyperfréquence

adaptée à des contingences hors laboratoire et le développement de nouvelles techniques de caractérisation électromagnétiques à très haut pouvoir de résolution, nous adoptons une approche globale en intégrant les aspects de conception, de réalisation et de mise en œuvre de systèmes basés sur la technique multi-port associés à de nouvelles techniques de microscopie hyperfréquence. Dans cette problématique deux paramètres s'avèrent être d'une importance considérable, le coût et la simplicité d'exploitation. En effet, la compétition avec les dispositifs de références hétérodynes tels que les analyseurs de réseaux commerciaux traditionnels ne peut être envisagée sans ces préalables. Du point de vue des performances, l'approche adoptée consistant à retenir un nombre restreint de fonctionnalités, contrairement aux analyseurs traditionnels qui rassemblent un très large éventail de possibilités de mesure, permet d'atteindre des performances comparables aux dispositifs classiques. De plus, ces dispositifs sont associés à des sondes dont l'extrémité présente des dimensions sub-longueur d'onde pour constituer un microscope champ proche hyperfréquence et bénéficier ainsi de la résolution spatiale élevée offerte par les techniques de microscopie à sonde locale. En fait, la volonté n'est pas de développer un système quasi-universel mais au contraire des systèmes spécialisés opérant dans un contexte particulier. Ces systèmes dédiés ont pour vocation de sortir des laboratoires pour être mis en œuvre sur les sites d'opérations.

Le document est organisé autour de trois chapitres. Afin de situer le contexte de ces études, nous consacrons le premier à la présentation d'un état de l'art succinct des techniques de contrôle et d'évaluation non destructives hyperfréquences. Après avoir discuté les potentialités de ces méthodes, nous en présentons les avantages et inconvénients. En particulier, le surdimensionnement de l'instrumentation hyperfréquence nécessaire à la mise en œuvre de ces techniques et la résolution spatiale limitée constituent le principal frein à la pénétration de ces techniques dans un contexte hors laboratoire. Les techniques de microscopies à sonde locales s'avérant comme particulièrement adaptées à des caractérisations locales en offrant des résolutions spatiales fines, nous décrivons les microscopies en bande de fréquences micro-ondes et millimétriques. Nous montrons que l'ensemble de ces travaux dans le domaine de la microscopie champ proche hyperfréquence a surtout été focalisé sur la mise en place de techniques de caractérisation et en particulier sur l'ingénierie des sondes de mesure, sans beaucoup tenir compte des contraintes liées au système en terme de coût, de facilité de mise en œuvre, d'encombrement, de temps de traitement des données et des possibilités d'automatisation.

Dans le deuxième volet du mémoire, en réponse à cette demande, nous proposons deux instruments pour la microscopie couvrant les gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques. Les étapes de conception et de la réalisation des systèmes développés sont menées avec les exigences mentionnées précédemment. Ainsi, le premier dispositif proposé opère dans la gamme de fréquences 1-10 GHz. Celui-ci associe un système original de mesure de coefficients de réflexion passifs basé sur la technique multi-port et une sonde micro-ruban de dimension sub-longueur d'onde. Les avantages de cette solution résident dans le faible coût, le faible encombrement et la facilité de mise en œuvre. Le deuxième dispositif est destiné à des applications en gamme de fréquences millimétriques, autour de 60 GHz. Le microscope proposé tire profit d'un système multi-port, dédié à la mesure de coefficients de réflexion et de transmission, développé à l'IEMN. Dans le cadre de cette étude, compte tenu de la fréquence de travail relativement élevée, deux types de sondes sont étudiés ; l'une basée sur un guide d'onde WR-15 et l'autre sur une structure micro-ruban. Les tests et caractérisations électriques des briques de bases des différents microscopes permettent de situer les performances des solutions développées.

Dans le dernier chapitre, la réalisation des différents outils de microscopie nous permet d'envisager de manière plus réaliste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des applications hors laboratoire. Les champs d'applications de ces techniques sont très nombreux. Aussi, nous nous limitons volontairement à la mise en œuvre de ces dispositifs dans le domaine d'applications qu'est l'Évaluation Non Destructive (END). Nous traitons ainsi du cas de défauts de nature métallique ou diélectrique, débouchant en surface ou enfouis dans un matériau diélectrique. Ces études permettent en outre de fournir les informations sur la résolution spatiale des microscopies utilisées dans ces études.



**CHAPITRE I**  
**ETAT DE L'ART SUR LE CONTROLE ET L'EVALUATION**  
**NON DESTRUCTIFS HYPERFREQUENCES**



## I.1 INTRODUCTION

Afin de situer le contexte de ces études, nous proposons dans ce premier chapitre un état de l'art succinct sur les techniques de contrôle et d'évaluation non destructifs hyperfréquences. Il existe une abondante littérature relative aux techniques de caractérisation hyperfréquences [BOT 93, LAS 96, GLA 99, ANU 05, MAL 05, PED 01]. Plutôt que de se focaliser sur les formalismes mathématiques associés à ces méthodes, nous avons choisi d'étayer la partie instrumentation associée à ce type de mesure.

Après avoir discuté les potentialités de ces méthodes, nous en présentons les avantages et inconvénients. En particulier, le coût et la résolution spatiale des méthodes usuelles constituent le principal frein à la pénétration de ce type de techniques dans un contexte hors laboratoire.

Les techniques de microscopies à sonde locale s'avèrent comme particulièrement adaptées à des caractérisations locales en offrant des résolutions spatiales très fines. Aussi, nous décrivons les microscopies en bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques en champ proche. Ces techniques de mesure permettent d'allier les potentialités des méthodes hyperfréquences à la résolution spatiale offerte par les outils de microscopie à pointe. Après un bref historique de ces outils de caractérisation, nous donnons un panorama des paramètres traités par cette technique.

## **I.2 TECHNIQUES DE CARACTERISATION HYPERFREQUENCES**

### **I.2.1 Introduction**

Le CND (Contrôle Non Destructif) et l'END (Evaluation Non Destructive) hyperfréquences peuvent être définis comme les techniques de caractérisation de matériaux ou de structures utilisant l'énergie électromagnétique dans les bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques. Le domaine des fréquences micro-ondes et millimétriques, bien que non défini de manière rigoureuse, est généralement compris entre quelques mégahertz (MHz) et quelques centaines de gigahertz (GHz). Les longueurs d'onde correspondantes en espace libre sont comprises entre 100 cm et 1 mm. La fréquence d'utilisation est généralement choisie pour optimiser l'interaction de l'énergie électromagnétique avec la nature des matériaux, la géométrie des défauts ou des inclusions, les propriétés physiques du matériau. La caractérisation hyperfréquence consiste à mesurer les variations de propriétés des ondes électromagnétiques réfléchies par, ou transmises à travers, l'objet sous test. Ces signaux hyperfréquences dépendent du niveau de puissance incident sur l'objet, de la constante diélectrique, de la perméabilité et de la conductivité du matériau ainsi que de la fréquence de mesure.

### **I.2.2 Potentialités des techniques hyperfréquences**

Dans ce paragraphe, nous proposons un bref historique pour situer l'introduction des techniques hyperfréquences dans le domaine du CND. Nous discutons également des potentialités de ces méthodes.

Un des premiers exemples de CND micro-ondes a été discuté dans un brevet de 1948 qui décrit une technique pour évaluer le taux d'humidité dans un matériau diélectrique [BOT 86]. Ces travaux constituent une application importante du CND micro-onde, encore aujourd'hui, du fait de la variation très large de la constante diélectrique causée par la présence des molécules d'eau dans le matériau [KRA 96]. L'application des micro-ondes dans le champ du CND se développe ensuite lentement, mais un nombre de publications commencent à apparaître dans les années 1960 dont les titres associent les mots 'microwave' et 'nondestructive testing' [HOC 63, LAV 67]. Les applications envisagées dans ces papiers étaient tout d'abord dédiées au développement et à la fabrication de missiles. Ainsi, les applications durant cette période étaient très spécialisées et limitées, principalement à cause de l'inflexibilité de l'instrumentation micro-onde de l'époque et du besoin de compétences



spécialisées pour concevoir et utiliser un système micro-onde dédié au CND. Comme nous le verrons dans la suite, l'instrumentation hyperfréquence 'moderne' a levé ce verrou.

Une liste non exhaustive des applications du CND ou de l'END apparues durant les années 1960 et au début des années 1970 est donnée ci-dessous :

- Test pour l'explosion de roquettes,
- Détection de défauts dans les roquettes,
- Mesure du taux de combustion des moteurs de roquettes,
- Mesure d'épaisseur de boucliers de véhicules,
- Détection d'inclusions dans des matériaux alvéolés,
- Détection de porosité dans les céramiques,
- Détection de défauts en surface sur munitions,
- Mesure du taux d'humidité dans les matériaux diélectriques,
- Mesure de variations de densité du bois.
- ...

La plupart de ces applications ont concerné le domaine de l'aérospatial. Aujourd'hui, la caractérisation de nouveaux matériaux diélectriques tels que les composites ou les nano-objets sont des exemples de champs d'applications émergents pour le contrôle et l'évaluation non destructive [WAN 08, LAI 08, CAS 09].

L'ère 'moderne' du CND hyperfréquence débute vraisemblablement avec le développement de l'analyseur de réseaux automatique (VNA pour Vector Network Analyzer ou ANA pour Automatic Network Analyzer en anglais). Cet instrument a permis d'offrir la flexibilité requise pour tester l'utilisation de techniques de CND dans des applications particulières. En particulier, le VNA inclut des microprocesseurs qui permettaient le calibrage et donnaient donc la possibilité d'adapter ce type d'appareillage pour chacune des applications envisagées. Notons également qu'une des avancées majeures en matière d'instrumentation à la même époque fut le développement de synthétiseurs de signaux hyperfréquences variables et stables. Le VNA a permis ainsi d'explorer de nombreux champs d'applications dont nous donnons une liste non exhaustive ci-dessous :

- Mesure d'épaisseurs de revêtements, de matériaux diélectriques planaires, de matériaux composites (plastique, céramique ou tout autre matériau à faibles pertes diélectriques),

- Détection de variations d'épaisseur dans les milieux diélectriques stratifiés,
- Détection de décollements, de délaminations et d'inclusions en milieu stratifié,
- Caractérisation de plastiques et de verres épais,
- Détection et évaluation de la porosité dans les céramiques, les revêtements thermiques, les plastiques et verres,
- Détection et évaluation de la corrosion sous peinture,
- Détection et mesure du taux d'humidité dans les aliments, le bois, les textiles,
- Détection et évaluation des défauts dans les structures composites renforcées,
- Détermination de l'orientation des fibres dans le graphite et les composites,
- Caractérisation précise des constituants des mélanges diélectriques,
- Détermination des phases physico-chimiques de matériaux,
- Caractérisation de bétons (détermination des constituants, localisation des barres de renforcement),
- Détection et évaluation de défauts débouchant en surface (stress et fatigue) dans les métaux,
- Détection et évaluation de défauts remplis ou couverts par un matériau diélectrique,
- Mesure de profil et évaluation de la surface de métaux,
- Imagerie de défauts en surface,
- Détection radiométrique de cellules cancéreuses,
- Détection du taux d'humidité ou de graisse ou de maturité de denrées alimentaire (viandes, poissons, fruits et légumes frais ou secs...).

Dans la suite de ce manuscrit, nous rappelons quelques bases d'électromagnétisme nécessaires à l'analyse de l'interaction onde-matière.

### **I.2.3 Interaction onde-matière**

Aux fréquences micro-ondes, les effets de propagation deviennent prépondérants et les dimensions des circuits sont de l'ordre de la longueur d'onde. L'END hyperfréquence exploite le fait qu'une onde électromagnétique possède une amplitude et une phase (retard) qui varient à travers, ou après réflexion sur, un matériau. Ces variations sont dictées par les propriétés diélectriques, magnétiques et géométriques du matériau. En termes physiques, nous résumons les effets qu'un matériau peut engendrer sur une onde électromagnétique haute fréquence :

- Le matériau peut absorber une partie de la puissance de l'onde, causant l'atténuation de celle-ci ou la diminution du facteur de qualité d'un résonateur contenant le matériau.
- Le matériau peut augmenter l'énergie emmagasinée dans un résonateur, causant un décalage de la fréquence de résonance.
- Le matériau peut changer la vitesse de propagation de l'onde et donc changer sa longueur d'onde dans le matériau, son angle de phase et provoquer un retard du signal.
- Le matériau peut présenter une impédance d'onde qui diffère de son environnement, causant une réflexion de l'onde sur la surface du matériau.
- Le matériau peut réfléchir l'énergie électromagnétique dans plusieurs directions.

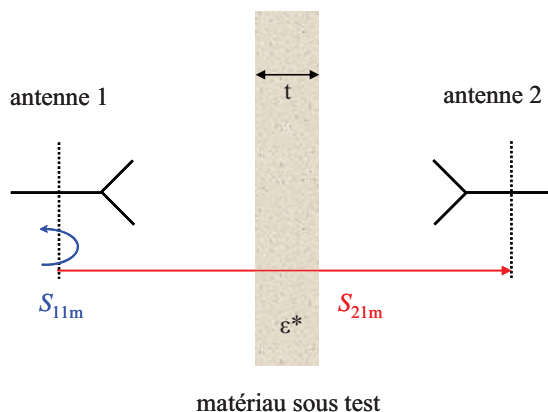
L'END hyperfréquence repose sur le principe basique que les champs électromagnétiques varient à chaque fois qu'ils interagissent avec un matériau. En général, les changements observés dépendent aussi bien des paramètres physiques du matériau que de sa géométrie, mais aussi de la fréquence et de la polarisation des ondes électromagnétiques générées par le capteur. Aussi, l'END hyperfréquence permet d'acquérir des informations aussi bien sur les paramètres physiques du matériau que sur ses dimensions. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons aux différentes techniques de CND ou d'END hyperfréquences.

#### **I.2.4 Techniques d'évaluation non destructive hyperfréquence**

Plusieurs types de techniques peuvent être envisagées, dépendant de la nature ou de la géométrie du matériau à mesurer. Bien souvent, le paramètre d'intérêt n'est pas mesuré directement, mais déduit de la mesure. Ce procédé requiert une modélisation qui relie les grandeurs mesurées aux quantités désirées. La meilleure configuration est celle qui procure les résultats les plus précis en utilisant le modèle le plus simple. Les techniques peuvent être classées en quatre grandes catégories. Ces méthodes sont brièvement décrites dans la suite de ce manuscrit. Le lecteur est invité à consulter les ouvrages relatifs à ces techniques de mesure pour une discussion plus détaillée [NYF 89, BAK 95, MEN 95, SOZ 95, SHU 02, ZHA 06, WAN 07\_a, TAM 08, HAD 09, BEA 09].

➤ Méthodes en transmission

Le système de mesure le plus simple à réaliser est le capteur en transmission (ou bistatique) dont un exemple est donné en figure I-1.



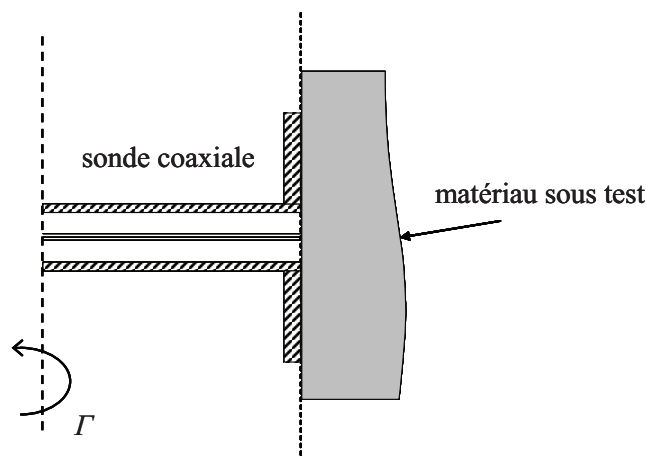
**Figure I-1 : Principe de la mesure bistatique.**

L'instrumentation se compose d'un émetteur, d'un récepteur et généralement d'une paire d'antennes. Le matériau à mesurer placé entre les deux antennes induit un changement d'amplitude et de phase de l'onde allant de l'émetteur au récepteur. Le coefficient de transmission complexe noté  $S_{21}$  et mesuré entre les deux accès des antennes dépend des propriétés diélectriques du matériau (permittivité complexe  $\epsilon^*$ ), de son épaisseur  $t$ , de la fréquence et de l'alignement du matériau avec les antennes. L'avantage des systèmes opérant en transmission est la simplicité et le caractère général du procédé. La source d'erreur principale réside dans les réflexions à l'interface entre le matériau et son environnement. Cette erreur peut être minimisée par une procédure de calibrage [UMA 91, ZHA 06]. Une limitation majeure de la technique est la nécessité de disposer d'un échantillon de matériau assez large pour obtenir une sensibilité suffisante. Notons également que le coefficient de réflexion du matériau sous test est généralement mesuré en plus du coefficient de transmission.

➤ Méthodes en réflexion et radars

Il est souvent pratique de mesurer le signal réfléchi par un objet plutôt que le signal transmis. C'est le cas notamment lorsqu'une seule face du matériau est accessible. La détermination des propriétés du matériau est alors possible en mesurant le module et la phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$  à l'aide d'un capteur au contact du matériau. La figure I-2

illustre l'exemple d'un capteur au contact formé par une ligne de transmission coaxiale en circuit-ouvert (ou un guide d'onde) et qui est pressée fermement contre l'objet sous test.



**Figure I-2 : Mesure en réflexion à l'aide d'une sonde coaxiale.**

De tels capteurs peuvent également opérer de manière sans contact en maintenant précisément un espacement (appelé communément 'standoff distance' ou 'lift off' en anglais) entre le capteur et l'objet sous test. Un autre exemple de capteur sans contact est une simple antenne cornet placée à une distance relativement grande de l'objet sous test. De tels dispositifs utilisent généralement des impulsions courtes ou des signaux vobulés en fréquence, et sont désignés usuellement sous le vocable RADAR [HAD 07]. Ils peuvent mesurer un retard temporel, une amplitude, une phase ou un changement de fréquence du signal réfléchi par l'objet. Les antennes cornets peuvent également être utilisées avec des signaux monochromatiques à des distances proches de l'objet. Une application typique des capteurs en réflexion est l'évaluation de l'épaisseur d'un matériau.

#### ➤ Méthodes résonantes

Les résonateurs dénommés également cavités électromagnétiques, constituent le troisième type de capteurs hyperfréquences. Une cavité électromagnétique est un volume vide ou rempli de diélectrique, limité par des parois du type électrique (interface avec un conducteur) ou du type magnétique (interface avec un diélectrique à haute permittivité). Dans le premier cas, il s'agit d'une cavité métallique et dans le second cas d'un résonateur diélectrique. Les cavités peuvent, en principe, avoir des formes géométriques quelconques mais, en pratique, elles ont une forme cylindrique ou parallélépipédique. Les cavités

métalliques peuvent ainsi être obtenues en fermant des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires par des plaques métalliques perpendiculaires à l'axe longitudinal du guide. Si, par un moyen approprié (une antenne du type électrique ou magnétique), un champ électromagnétique est excité à l'intérieur d'une cavité, il peut s'y produire des ondes stationnaires lorsque les conditions de résonance existent. La cavité emmagasine alors une certaine quantité d'énergie électromagnétique. L'étude des conditions de résonance de la cavité permet de définir les modes propres ainsi que les longueurs d'ondes et les fréquences propres de la cavité. Le principe de mesure consiste alors à insérer un échantillon, généralement de petite taille, et de mesurer les décalages de la fréquence de résonance et du coefficient de qualité du résonateur [BAK 95, MEN 95]. Ainsi, ces résonateurs sont utilisés pour la détermination de la permittivité complexe de gaz ou d'échantillons de matériaux de petites dimensions.

#### ➤ Radiomètres

Le principe physique sur lequel repose la radiométrie concerne le rayonnement électromagnétique d'origine thermique qu'émet tout corps dont la température est supérieure à zéro degré Kelvin. Ainsi, cette puissance électromagnétique émise par un corps peut être recueillie au moyen d'un capteur (antenne par exemple) relié à un radiomètre. La loi de Nyquist montre que pour un corps noir la puissance captée dépend simplement de la température du corps et de la largeur de la bande de fréquences observée. En radiométrie hyperfréquence, les niveaux de puissance que l'on peut capter sont extrêmement faibles et sont proportionnels à la largeur de la bande passante du système radiométrique utilisé. Aussi, un dispositif radiométrique repose sur la réception, l'amplification et la détection des signaux électromagnétiques aléatoires émis par les matériaux ciblés. Depuis les années 40, les radiomètres ont sans cesse évolué : radiomètre de Dicke [DIC 46], à corrélation [MAM 81], à amplification directe [FAB 82], à méthode de zéro [VAN 87], radiomètre à puissance totale [LAU 88].

L'expertise de l'IEMN dans le développement de dispositifs radiométriques hyperfréquences 'passifs' permet de répondre de manière avantageuse à diverses applications [SOZ 95, BER 05, BEA 09]. Les applications dominantes de la radiométrie concernent l'observation de la surface terrestre et de son atmosphère ainsi que de la radioastronomie. Cette technique est également utilisée pour la détection des mines antipersonnelles et pour

diverses applications médicales telles que l'imagerie thermique, sans oublier les secteurs industriels tels que l'agroalimentaire, la plasturgie ou le traitement des matériaux.

Les techniques présentées ci-dessus donnent accès à la caractérisation de matériaux homogènes, dont la taille des hétérogénéités reste faible devant la longueur d'onde. Ainsi, la réponse électromagnétique peut être représentée par des paramètres 'moyens' ou 'effectifs'. Aussi, dans le cas des milieux aux propriétés électromagnétiques anisotropes, ces paramètres doivent être représentés par des grandeurs tensorielles, comme en magnétisme par exemple [QUE 02, HEL 08]. Afin de déterminer ces tenseurs, la topologie des lignes de champ électromagnétique autour de l'échantillon sous test doit être bien maîtrisée.

Nous discutons dans la suite de ce chapitre des avantages et inconvénients inhérents aux techniques de mesure hyperfréquence.

### **I.2.5 Avantages et inconvénients des techniques de caractérisation hyperfréquences**

Une des particularités des méthodes de caractérisation hyperfréquence est que le transducteur (antenne) n'a pas besoin d'être en contact avec l'objet sous investigation, permettant ainsi la caractérisation de zones difficiles à atteindre, la mesure d'objets mobiles et l'opération en environnement difficile (haute température, environnement sale). Un des autres aspects des techniques de mesure hyperfréquences est la disponibilité de diverses sondes, capteurs ou antennes permettant ainsi d'adapter la technique de mesure pour de meilleurs résultats. Dans une majorité des applications de CND où la détection d'anomalies est l'objectif principal, le traitement des grandeurs mesurées s'avère relativement aisé. L'interface machine-utilisateur est relativement simple et ne nécessite pas une expertise spécifique en électromagnétisme. La majeure partie des méthodes nécessite des puissances d'opération n'excédant pas le milliwatt, une bande de fréquences d'utilisation étroite et des sondes opérant à proximité du matériau. De ce fait, les systèmes de mesure hyperfréquences ne produisent pas d'interférences électromagnétiques (EMI pour electromagnetic interference en anglais) et ne sont d'ailleurs pas affectés par d'autres sources. Le dernier avantage réside dans la nature même des signaux électromagnétiques qui offrent une grande sensibilité de mesure aux propriétés géométriques et physiques de matériaux tout en ne présentant pas de caractère ionisant.

Quant aux inconvénients, seuls les objets diélectriques peuvent être caractérisés en volume, l'inspection des objets métalliques est limitée à leur surface. Du point de vue

instrumentation, l'analyseur de réseaux automatique et les équipements associés ne sont pas bien adaptés à des expériences hors laboratoire. Ainsi, les méthodes de CND hyperfréquences bien que très performantes ont cependant encore du mal à s'imposer du point de vue industriel en grande partie du fait des équipements qu'elles nécessitent.

Un dernier inconvénient, majeur, réside dans la résolution spatiale limitée des méthodes de caractérisation électromagnétique. En effet, les techniques de mesure conventionnelles (espace libre, structures guidées) décrites précédemment présentent des résolutions spatiales de l'ordre de la longueur d'onde d'utilisation et s'avèrent de ce fait peu adaptées à une caractérisation locale.

### **I.2.6 Conclusion**

Les techniques de caractérisation hyperfréquence sont des méthodes flexibles en termes d'applications. Bonnes candidates pour des applications dédiées de CND et d'END, elles souffrent néanmoins d'un coût relativement élevé en regard d'autres techniques. Ce coût est surtout imputable à la nécessité de disposer d'analyseurs de réseaux vectoriels. Le recours à ce type d'appareillage s'accompagne inéluctablement d'inconvénients liés au poids, au volume, à l'automatisation des procédés mais également à l'expertise requise pour son emploi. Le deuxième inconvénient des techniques de caractérisation hyperfréquence est la résolution spatiale limitée à la longueur d'onde d'utilisation.

Dans ce travail de thèse, nous proposons une instrumentation complète regroupant les aspects matériels et logiciels pour lever ces deux verrous en s'appuyant d'une part sur l'expertise du groupe MITEC dans le développement de systèmes de mesure et d'autre part sur l'émergence de nouvelles techniques de caractérisation hyperfréquence utilisant des sondes locales. En effet, une forte activité dédiée au développement de solutions en matière de CND et d'END utilisant les ondes décimétriques et millimétriques est développée dans le groupe depuis une vingtaine d'années. L'approche consiste à intégrer les aspects de conception, de réalisation et de mise en œuvre de systèmes. L'originalité des solutions proposées est de s'affranchir de l'utilisation de l'analyseur de réseaux conventionnel qui constitue le principal frein au développement des techniques de CND et d'END micro-ondes. Parmi les préoccupations nourrissant le cahier des charges, la simplicité d'exploitation et le coût sont des priorités. En effet, la compétition avec les dispositifs de référence hétérodynes et homodynes tels que les analyseurs de réseaux commerciaux traditionnels ne peut être envisagée sans ces préalables. Du point de vue des performances, l'approche adoptée



consistant à ne retenir qu'un nombre restreint de fonctionnalités, contrairement aux analyseurs traditionnels qui rassemblent un très large éventail de possibilités de mesure, permet d'atteindre des performances comparables aux dispositifs classiques. En fait, la volonté n'est pas de développer un système quasi-universel mais au contraire des systèmes spécialisés opérant dans un contexte particulier. Ces systèmes dédiés ont pour vocation de sortir des laboratoires pour être mis en œuvre sur les sites d'opérations.

Pour palier au problème de la résolution spatiale limitée des techniques de mesure conventionnelles, des procédés de microscopies à pointe ont été développés. Ceux-ci permettent de visualiser aisément des morphologies à l'échelle atomique, et de tracer des motifs à cette même échelle. C'est dans ce contexte que la microscopie micro-onde en champ proche est née. Elle est basée sur le principe connu suivant : une sonde conductrice, connectée à une cavité micro-onde résonnante, est mise proche ou en contact de la surface d'un matériau. La présence du matériau modifie la fréquence de résonance et le facteur de qualité de la cavité. La mesure de ces deux grandeurs donne des informations sur les propriétés électromagnétiques du matériau sous la pointe.

Aussi, pour apporter des réponses aux deux problèmes que sont la non-disponibilité d'une instrumentation adaptée à un usage hors laboratoire et une résolution spatiale limitée, nous proposons dans ce travail de thèse de combiner une nouvelle instrumentation hyperfréquence et les techniques de microscopie à sonde locale. En effet, l'approche basée sur l'utilisation des ondes évanescentes apparaît comme une solution prometteuse pour compléter la famille des techniques de microscopie.

Nous proposons dans la suite de ce chapitre un bref état de l'art sur les techniques de microscopie à sonde locale hyperfréquences.

## **I.3 MICROSCOPIE HYPERFREQUENCE CHAMP PROCHE**

### **I.3.1 Introduction**

L'apparition en 1982 du microscope à effet tunnel a constitué une révolution dans le domaine des microscopies en introduisant le concept de microscopie de champ proche qui est à la base des microscopes à sonde locale [BIN 82, BIN 83, BIR 03, VIL 02]. À l'heure actuelle, après quelques années de développement, de nombreux laboratoires de recherche académiques et de l'industrie utilisent ces instruments d'observation et d'analyse [ROB 98, LAB 98, RIV 05]. Ils permettent d'étudier les propriétés locales de surfaces (ou d'interfaces) dans des conditions très variées selon les applications : ultravide pour la physico-chimie des surfaces, milieu liquide pour la biologie et l'électrochimie, atmosphère contrôlée pour toutes sortes de matériaux. Le tableau I-1 montre comment par la mesure locale et le contrôle de grandeurs ou quantités physiques (un courant, une force, une capacité, une intensité de rayonnement...), on peut accéder à des propriétés locales caractéristiques d'un échantillon.

Type de microscopie	Grandeur mesurée	Echantillon	Résolution latérale (nm)	Informations
à effet tunnel (STM)	Courant	Conducteur	0.1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Caractérisations structurales et électroniques</li> <li>• Manipulation d'atomes</li> <li>• Nanogravure</li> </ul>
à force atomique (AFM)	Force	Tout type	0.1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Topographie</li> <li>• Mesure de forces</li> </ul>
à force magnétique	Force magnétique	Magnétique	10	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Magnétisation locale</li> </ul>
tunnel électrochimique	Courant	Electrode en solution	0.1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Suivi d'attaques ou de dépôts électrochimiques</li> </ul>
capacitif (SCM)	Capacité	Isolant	10	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Capacité locale</li> <li>• Profil de dopants</li> </ul>
à effet tunnel optique	Ondes évanescentes à la réflexion totale	Tous types de films minces	10	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Caractérisation optique locale</li> </ul>
optique en champ proche (SNOM)	Champ proche optique	Transparent ou réfléchissant	10	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Caractérisation optique locale</li> <li>• Spectroscopie</li> </ul>
à électrons balistiques	Courant	Interface métal /semi-conducteur	1	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Topographie</li> <li>• Caractéristiques locales de diodes</li> </ul>
à force électrostatique	Force électrique	Tout type	10	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Cartographie de répartition de charges</li> </ul>
acoustique en champ proche	Tension et fréquence d'oscillation	Tout type	1000	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Cartographie d'impédance acoustique</li> </ul>
thermique en champ proche	Tension d'un couple thermoélectrique	Tout type	100	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Cartographie de température de surface</li> </ul>

**Tableau I-1 : Caractéristiques des différents microscopes à sonde locale [SAL 99].**

Selon la sonde utilisée, on peut mesurer des propriétés locales diverses, ainsi que leurs variations pour en dresser des cartographies. La dernière colonne du tableau indique les conditions d'utilisation et le type d'informations accessibles. Les résolutions latérales typiques mentionnées dans l'avant-dernière colonne illustrent les performances obtenues en régime de champ proche.

Cependant, ces microscopes fonctionnent en basse fréquence ou dans le régime optique. Nous donnons en figure I-3 une représentation en fonction des fréquences mise en jeu des principaux outils utilisés en microscopie [ANL 07].

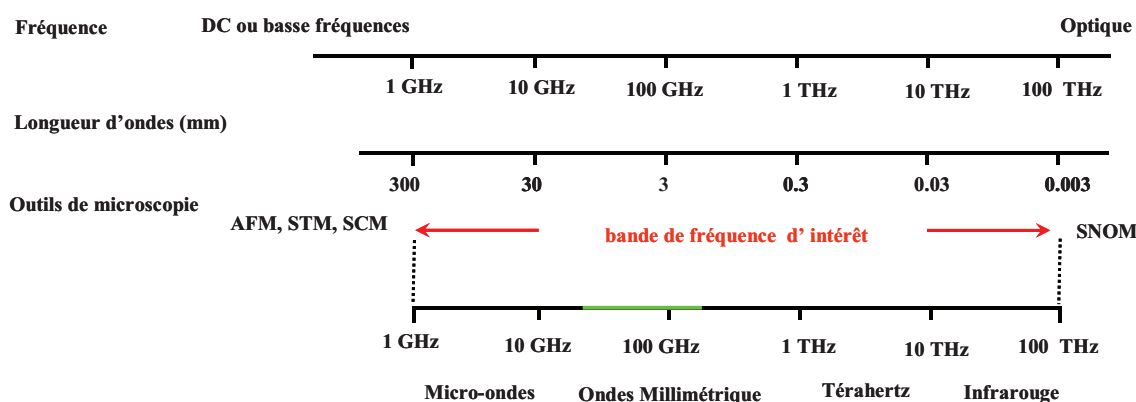


Figure I-3 : Différents outils de microscopie et bande de fréquences de fonctionnement.

Par conséquent, le microscope à balayage micro-onde en champ proche (SNMM : Scanning Near-field Microwave Microscopy) utilisant des ondes évanescentes apparaît comme une bonne solution en complément des microscopes optiques et électroniques dans la bande fréquentielle de 1 à 100 GHz [TAB 99\_a, TAB 04, IMT 05, KLE 06].

De nombreux groupes de recherche ont contribué au développement de la microscopie micro-onde champ proche 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 par exemple la détection de la corrosion, des défauts et de la non uniformité de la conductivité [TAB 93, TAB 99\_b].

Dans cette partie, nous nous attachons dans un premier temps à donner un aperçu de la microscopie SNMM. Le principe de fonctionnement est d'abord présenté. Puis, nous nous proposons de décrire les éléments génériques constituant un microscope hyperfréquence en

champ proche. Tout au long de son développement, la technique SNMM a investi plusieurs domaines d'applications très variés. Nous donnons donc une synthèse des différentes applications recensées.

### **I.3.2 Définition et historique**

Les propriétés électromagnétiques des matériaux dépendent de leurs constituants chimiques, de la pureté, de la structure, et des concentrations de défauts. La microscopie SNMM est un précieux outil d'évaluation non destructive profitant de l'interaction électromagnétique entre la sonde et le matériau sous test. Les ondes électromagnétiques évanescentes générées au voisinage de la sonde permettent d'atteindre des résolutions spatiales élevées.

La microscopie micro-onde champ proche est mise en place depuis de nombreuses années dans diverses activités de groupes de recherche et d'industriels. Les travaux de Synge en 1928 [SYN 28] sont reconnus comme pionniers dans le domaine, conférant à ce dernier, la position de fondateur de la microscopie micro-onde champ proche. Les champs électromagnétiques évanescents ont été mesurés quantitativement par Bethe en calculant le rendement de couplage de guides d'ondes micro-ondes à travers une ouverture beaucoup plus petite que la longueur d'onde en 1944 [BET 44]. La première démonstration expérimentale de l'imagerie utilisant les champs évanescents à des fréquences micro-ondes a été réalisée par Soohoo en 1962 [SOO 62], puis en 1972 Ash et Nicholls [ASH 72] ont démontré que les champs micro-ondes évanescents pouvaient être utilisés pour des caractérisations avec une résolution spatiale de l'ordre de  $\lambda/100$ .

Les sondes évanescentes dans la bande fréquentielle micro-onde, EMP (en anglais : Evanescent field Microwave Probes), avec une résolution sub-longueur d'onde en utilisant une ligne de transmission ont été examinées en 1987 par Gutmann [GUT 87] et en 1989 par M. Fee [FEE 89] pour le diagnostic d'une structure plane, mais aucun autre travail avec une EMP n'a été relevé immédiatement après. En 1993, les EMP ont été reconsidérées par Tabib-Azar [TAB 93]. Un résonateur  $\lambda/2$  associé à une petite sonde a été utilisé pour cartographier les variations de la conductivité dans des lignes métalliques sur les cartes de circuits électroniques. Puis, Xiang et ses collègues ont développé en 1996 un microscope à balayage en champ proche à des fréquences micro-ondes, qui se composait d'un résonateur coaxial  $\lambda/4$  avec un conducteur central conique [WEI 96]. L'applicabilité et la versatilité des

EMP pour leur utilisation avec différents types de matériaux sont illustrées par une série d'articles récents dans le groupe de Tabib-Azar [TAB 99\_a, TAB 99\_b, TAB 99\_c, TAB 99\_d, TAB 99\_e, TAB 99\_f, TAB 00, TAB 02, TAB 04]. D'autres groupes se sont également intéressés aux EMPs et une littérature abondante existe [GAO 97, GAO 99, KIM 03\_a, KIM 04, LI 06, IMT 05, WAN 99, WAN 07\_b].

Les principaux avantages de la microscopie à balayage en 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 principalement par la géométrie de la sonde du microscope.

### **I.3.3 Principe de la microscopie hyperfréquence**

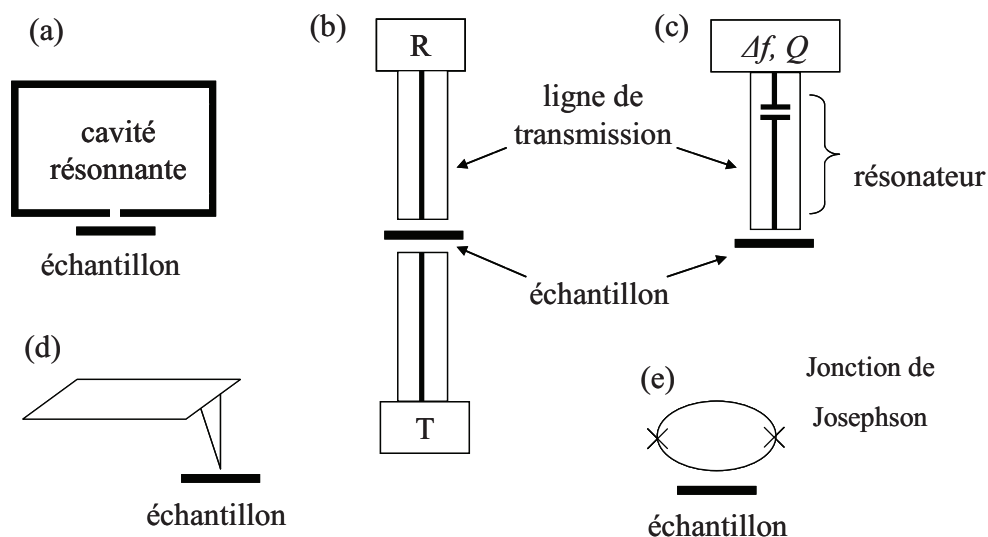
#### **I.3.3.1 Introduction**

Nous donnons ici le principe de la microscopie SNMM. Nous décrivons les éléments génériques constituant un microscope à balayage hyperfréquence et présentons les propriétés d'un tel microscope. Nous donnons également une modélisation de l'interaction sonde-échantillon.

#### **I.3.3.2 Instrumentation pour la microscopie hyperfréquence**

- Différentes techniques de microscopie à balayage champs proche

La plupart des microscopes micro-ondes à balayage en champ proche inclut une antenne, dont l'extrémité est beaucoup petite que la longueur d'onde de propagation. Cette pointe qui est placée à la proximité d'un échantillon est généralement connectée à un certain type de système de détection micro-onde. On recueille la réponse électromagnétique du système de détection quand la pointe est disposée au dessus l'échantillon à la séparation  $h$  qui est normalement beaucoup moins importante que la dimension de la pointe afin de maintenir un signal mesurable. La figure I-4 montre certaines catégories de structures utilisées en microscopie hyperfréquence [ANL 01].



**Figure I-4 : Différentes techniques de microscopie champ proche.**

En règle générale, il existe deux modes pour la microscopie micro-ondes champ proche, un mode résonant (figure I-4 (a) et (c)) et un mode non résonant (figure I-4 (b), (d) et €). La figure I-4 (a) montre une cavité résonnante, qui est reliée à un échantillon par un mode évanescent par un petit trou sur le mur de la cavité (l'ouverture). 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 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.

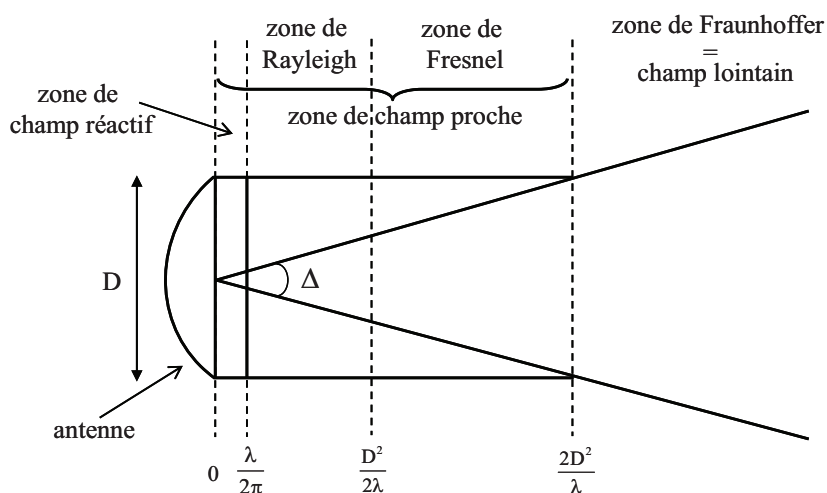
Le même principe est utilisé dans la figure I-4 €, qui présente une section de ligne de transmission coaxiale, ou un résonateur, découplée du reste du micro circuit par un condensateur (ou inductance). Les échantillons sont placés très près du bout du câble coaxial (la sonde), pour perturber le résonateur.

La figure I-4 (b) présente une configuration voisine de celle donnée en figure I-4 (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. La figure I-4 € montre une technique de microscopie basée sur l'utilisation d'un SQUID (pour Superconducting Quantum Interference Device en anglais) pour la détection du champ magnétique local [BLA 95]. 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-4 (d) illustre la possibilité d'obtention d'une très haute résolution spatiale grâce à la microscopie à balayage qui utilise des sondes très fines. Dans ce type de microscope le couplage entre la pointe et l'échantillon est contrôlé [IMT 03].

➤ Que-ce que le 'champ proche' ?

Dans la terminologie "SNMM", la lettre "N" signifie "near-field" pour souligner que la distance d'intérêt est beaucoup plus petite que la longueur d'onde de la propagation dans l'air  $\lambda$ . La première chose est de distinguer le champ proche du champ lointain. Heureusement, la théorie des antennes donne un aperçu sur la nature du champ proche et du champ lointain et sur leur interdépendance [JAC 99]. Le graphe suivant illustre cette situation.



**Figure I-5 : Zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice.**

Ce graphe montre qu'en s'éloignant de l'antenne émettrice, on distingue quatre zones de propagation. De la plus proche à la plus éloignée, on distingue la zone de champ réactif où l'onde est évanescente, la zone de Rayleigh, la zone intermédiaire de Fresnel et la zone de Fraunhofer qui constitue la zone de champ lointain où l'onde est localement plane [SCH 52, OSO 92].

➤ Que-ce qu'une 'onde évanescente' ?

Une onde évanescente est une onde dont l'intensité diminue exponentiellement avec la distance à la source. Dans la zone de champ réactif, les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables. Les ondes évanescentes apparaissent de façon



générale comme des solutions possibles des équations de Maxwell. Elles font partie d'un type très général de solutions dites de 'champ proche', dont on trouve maintes applications dans les technologies qui leur sont liées : les microscopies de champ proche.

En pratique, elles peuvent être créées comme résultat de la diffraction des ondes électromagnétiques à l'aide de guides d'ondes [POZ 98], de la réflexion interne totale (employée en microscopie optique en champ proche) [SYN 28], ou à l'aide d'une lentille présentant un indice de réfraction négatif [PEN 00]. Ces ondes avec des nombres d'ondes imaginaires ne transportent pas d'énergie [JAC 99] par contre elles décroissent exponentiellement avec une portée  $D$  [GAO 99], où  $D$  est la plus grande dimension caractéristique de la pointe.

Fondamentalement, la microscopie hyperfréquence est basée sur la capacité de la zone champ proche ou des champs évanescents à stocker l'énergie réactive : électrique et/ou magnétique, à la proximité de la pointe du microscope. Quand un échantillon est placé à la proximité de cette pointe, cette énergie change, ce qui induit un changement de la réponse électromagnétique mesurée par le système de détection du microscope.

Afin de créer une zone champ proche ou un champ évanescents dans l'échantillon, la plus grande dimension caractéristique de la pointe  $D$  doit non seulement être suffisamment petite devant la longueur d'onde  $\lambda$  dans l'espace libre, mais aussi satisfaire la condition  $|k_s|D \ll 1$ , où  $k_s = \omega(\epsilon_0 \epsilon_s \mu_0 \mu_s)^{1/2}$  est le nombre d'ondes complexe dans l'échantillon sous test [GAO 99]. Dans ce cas, l'interaction pointe-échantillon peut être considérée comme un «nuage» électronique ou magnétique autour de la sonde pénétrant dans l'échantillon. La taille de ce «nuage» est du même ordre de grandeur que la taille de la sonde en raison du caractère statique du champ proche. Par conséquent, la résolution latérale et en profondeur dépendent principalement de la géométrie de la pointe ainsi que des propriétés électromagnétiques de l'échantillon [JAC 99].

Comme mentionné, un microscope à pointe micro-onde est constitué d'une pointe très effilée associée à un système de détection. En général, la détection du système peut s'effectuer au travers d'une technique résonante ou non résonante. En outre, les microscopes à pointe champ proche utilisent généralement l'imagerie pixel par pixel. De cette façon, le signal est acquis à partir seulement d'une petite partie de l'échantillon ( $\sim D$ ) à la fois. Cette méthode est longue et fastidieuse, mais très efficace.

### **I.3.3.3 Contrôle de la distance sonde-échantillon**

Un grand avantage de la microscopie à pointe en champ proche réside dans le fait que les mesures peuvent être faites sans contact physique entre l'extrémité de la sonde et l'échantillon ou le dispositif sous test. Cependant, cela nécessite que la séparation entre la sonde et la surface de l'échantillon soit plus petite que la taille caractéristique de la pointe, et qu'elle soit maintenue constante. La précision de la mesure en champ proche est directement liée à la précision avec laquelle la distance sonde-échantillon peut être maintenue. Alors, le contrôle de la distance entre sonde et objet est évidemment l'un des points cruciaux en microscopie à balayage micro-onde. La plupart des SNMMs existants emploient une table mécanique contrôlée par un PC, qui permet le mouvement dans trois directions X, Y, Z avec une très haute précision (~ quelques nm). Afin de mieux contrôler la séparation sonde-échantillon et avoir une meilleure précision, M. Tabib-Azar utilise un capteur optique pour maintenir cette séparation [TAB 99\_a, TAB 99\_b, TAB 99\_c, TAB 99\_d, TAB 99\_e, TAB 99\_f, TAB 00, TAB 02, TAB 04]. D'autres groupes se sont également intéressés au contrôle de la distance sonde-échantillon pour augmenter la résolution de mesure. Un système de 'feed-back actif' est une solution possible. Cette technique profite d'un signal très dépendant de cette distance mais indépendant de l'interaction électromagnétique entre sonde et échantillon [DUE 99, DUE 00, KIM 03\_b].

### **I.3.3.4 Résolution spatiale**

La résolution spatiale du microscope peut être étudiée à partir de deux points de vue : la résolution qualitative (imagerie) et la résolution quantitative (métrologie). Empiriquement, la résolution d'imagerie peut être définie comme la taille du plus petit élément qui peut être observé sur un échantillon [IMT 03, CHO 99]. Il a été démontré que le plus petit élément qui peut être résolu physiquement pour une sonde évanescente dépend essentiellement de la taille au bout de la sonde, ainsi que de la distance sonde-échantillon [IMT 05, TAB 04, TAB 99\_a, TRA 01, KIM 03\_a, KIM 04]. Alors, pour avoir une très bonne résolution de l'imagerie, l'extrémité de la pointe doit être la plus petite possible et être maintenue aussi proche que possible de la surface de l'échantillon.

La résolution métrologique peut être définie comme la taille d'une zone ou d'un volume telle que la réponse de la sonde soit insensible aux propriétés du matériau en dehors de lui. Elle dépend de la forme géométrique de la sonde.

### **I.3.3.5 Conclusion**

Nous nous sommes attachés à décrire le principe de la microscopie champ proche hyperfréquence. Après avoir décrit la partie instrumentation d'un microscope hyperfréquence, nous nous sommes focalisés sur l'interaction entre la sonde et l'échantillon sous test en décrivant les notions inhérentes à cette technique que sont le champ évanescent, le contrôle de la distance sonde-échantillon et la résolution spatiale.

### **I.3.4 Conclusion**

Nous avons détaillé les techniques de microscopie champ proche utilisant des micro-ondes. Ainsi, de nombreux groupes de recherche académiques ont contribué au développement de la microscopie hyperfréquence notamment dans le domaine de l'ingénierie des sondes. Cependant, l'instrumentation hyperfréquence associée à ce type de caractérisation demeure aujourd'hui surdimensionnée pour envisager son emploi dans un contexte hors laboratoire.

## I.4 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les principales techniques de contrôle non destructifs hyperfréquence. Nous avons mis en avant deux verrous de ces techniques que sont d'une part l'instrumentation associée à ce type de mesure qui nécessite presque systématiquement l'utilisation d'un analyseur de réseaux et d'autre part les limites de ces procédés sur la résolution spatiale limitée à la longueur d'onde d'utilisation.

Afin de palier au problème de résolution spatiale imposée par les méthodes de caractérisation hyperfréquence classiques, des travaux relatifs au développement de méthodes de microscopies utilisant des micro-ondes ont été décrits. Ces techniques de microscopie à sonde locale présentent des résolutions spatiales qui dépendent non plus de la longueur d'onde d'utilisation mais de la dimension de la sonde de mesure. Ainsi, ces travaux encourageants ont été globalement dédiés aux aspects sondes de mesure.

Le coût, l'encombrement, le poids, l'automatisation, l'ergonomie d'un tel appareillage constituent sans nul doute les aspects critiques pour adresser une solution complète en matière d'END hyperfréquence. La conception et la réalisation de dispositifs nouveaux associant des techniques hyperfréquences et de microscopies en prenant en compte les contraintes citées sont décrites dans la suite de ce manuscrit. En particulier, nous proposons d'adresser une solution originale associant un système de mesure de type multi-port associé à une sonde de petite taille pour constituer un microscope hyperfréquence.

## BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

- [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.
- [ANL 07] S. M. ANLAGE, V. V. TALANOV and A. R. SCHWARTZ  
 "Scanning Probe microscopy-Principles of Near-Field Microwave Microscopy"  
 Electrical and Electromechanical Phenomena at the Nanoscale, Springer, ISBN-10: 0-387-28667-5, pp 215-254, 2007.
- [ANU 05] N. K. ANUAR, WONG TIN WUI, D. K. GHODGAONKAR and M. N. TAIB  
 "Use of microwave nondestructive testing (NDT) technique to characterize the film for applications in the transdermal drug delivery system"  
 Asian Conference on Sensors and International Conference on new Techniques in Pharmaceutical and Biomedical Research, pp 31-33, September 2005.
- [ASH 72] ASH and G. NICHOLLS  
 "Super-Resolution Aperture Scanning Microscope"  
 Nature, vol. 237, pp 510-512, 1972.
- [BAK 95] 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.
- [BET 44] H. A. BETHE  
 "Theory of Diffraction by Small Holes"  
 The Physical Review, Second Series, vol. 66, pp 163-182, 1944.
- [BEA 09] C. BEUCAMP-RICARD, L. DUBOIS, S. VAUCHER, P.Y. CRESSON, T. LASRI and J. PRIBETICH  
 "Temperature measurement by microwave radiometry: application to microwave sintering"  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 58, n° 5, pp 1712-1719, May 2009.
- [BER 05] N. BERNARDIN  
 " Etude et développement d'un dispositif radiométrique : Application au contrôle de température en ligne et sans contact dans les équipements de surgélation cryogénique"  
 Thèse de Docteur de l'université, Lille, Novembre 2005.
- [BIN 82] G. Binnig, H. Rohrer, Ch. Gerber, E. Weibel  
 "Surface Studies by Scanning Tunneling Microscopy"  
 Phys. Rev. Lett., vol. 49, pp 57, 1982

- [BIN 83] G. Binnig, H. Rohrer, Ch. Gerber, E. Weibel  
 “7 × 7 Reconstruction on Si(111) Resolved in Real Space”  
 Phys. Rev. Lett., vol. 50, pp 120-123, 1983
- [BIR 03] K. S. Birdi  
 “Scanning probe microscopys”  
 Applications in Science, CRC Press, ISBN 0-8493-0930-1, pp 20-40, 2003.
- [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”  
 Applied Physics Letter, vol. 66, pp 99-101, 1995.
- [BOT 86] RJ. BOTSCO, RW. CRIBBS, RJ. KING and RC. MCMASTER  
 “Nondestructive Testing Handbook”  
 American Society for Nondestructive Testing, 2<sup>nd</sup> edition, vol. 4, sec. 18, 1986.
- [BOT 93] D. M. BOTTREAU and A. MERZOUKI  
 “Broadband measurement method using the admittance change between two  
 standards: interpretations of measurements and applications”  
 IEEE Transactions on Instrumentations and Measurement, vol. 42, n° 5,  
 pp 899-905, October 1993.
- [CAS 09] V. CASTEL, C. BROSSEAU and J. BEN YOUSSEF  
 “Magnetolectric effect in BaTiO<sub>3</sub>/Ni particulate nanocomposites at microwave  
 frequencies ”  
 Journal of Applied Physics, vol. 106, issue 6, pp 064312 – 064312-15, 2009
- [CHO 99] Y. CHO, S. KAZUTA and K. MATSUURA  
 “Scanning nonlinear dielectric microscopy with nanometer resolution”  
 Applied Physics Letters, vol. 75, pp 2833, 1999.
- [DIC 46] R. H. DICKE  
 “The Measurement of thermal radiation at microwave frequencies”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 17, pp 268-275, 1946.
- [DUE 99] F. DUEWER, C. GAO, I. TAKEUCHI and X.-D. XIANG  
 “Tip–sample distance feedback control in a scanning evanescent microwave  
 microscope”  
 Applied Physics Letters, vol. 74, pp 2696-2698, 1999.
- [DUE 00] F. DUEWER, C. GAO, I. TAKEUCHI and X.-D. XIANG  
 “Tip–sample distance feedback control in a scanning evanescent microwave probe  
 for nonlinear dielectric imaging”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 71, pp 2414, 2000.

- [FAB 82]** J. J. FABRE  
 “Méthodes de calcul de signaux thermiques et possibilité de nouvelles utilisations de la thermographie micro-onde.”  
 Thèse de 3<sup>ème</sup> cycle en électronique, Lille 1, Septembre 1982.
- [FEE 89]** E. L. LUD; M. RADMACHER, B. FLECK and H. E. GAUB  
 “Atomic force microscope with magnetic force modulation”  
 Optics Communications, vol. 69, n° 3, pp 219-224, 1989.
- [GAO 97]** C. GAO, T. WIE, F. DUEWER, Y. LU and X.-D. XIANG  
 “High spatial resolution quantitative microwave impedance microscopy by a scanning tip microwave near-field microscope”  
 Applied Physics Letters, vol. 71, pp 1872, 1997.
- [GAO 99]** C. GAO, F. DUEWER and X.-D. XIANG  
 “Quantitative microwave evanescent microscopy”  
 Applied Physics Letters, vol. 75, pp 3005, 1999.
- [GLA 99]** D. GLAY  
 “Conception et réalisation de systèmes micro-ondes destinés au contrôle non destructif de matériaux”  
 Thèse de Docteur de l’université, Lille, Novembre 1999.
- [GUT 87]** R. J. GUTMANN, J. M. BORREGO, P. CHAKRABARTI and M. S. WANG  
 “Microwave Scanning Microscopy for Planar Structure Diagnostics”  
 IEEE Microwave Theory and Techniques society international digest, pp 281, 1987.
- [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.
- [HAD 09]** K. HADDADI, MM.WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI  
 “Contactless microwave technique based on a spread-loss model for dielectric materials characterization”  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n° 1, pp 33-35, January 2009.
- [HEL 08]** J. HELSZAJN, J. HELSZAJN, J. HELSZAJN and J. HELSZAJN  
 “Tensor Permeability in a Magnetic Insulator”  
 IEEE Communication, Networking & Broadcasting Fields, Waves & Electromagnetics, ISBN:9780470264201, Edition 1, pp 23-45, 2008.
- [HEN 06]** F. HENRY, E. DAUCÉ, and H. SOULA  
 “Temporal Pattern Identification using Spike-Timing Dependent Plasticity”  
 Proceeding of 15<sup>th</sup> annual Computational Neurosciences meeting (CNS 2006), Edinburgh, U.K., July 2006.

- [HOC 63] R. HOCHSCHILD  
 “Applications of microwaves in non-destructive testing”  
 Nondestructive Testing, vol. 21, pp 115-120, 1963.
- [IMT 03] D. IMTIAZ and S. M. ANLAGE  
 “A novel STM-assisted microwave microscope with capacitance and loss imaging capability”  
 Ultramicroscopy, vol. 94, pp 209-216, 2003.
- [IMT 05] D. IMTIAZ, M. POLLAK, S.M. ANLAGE, J. D. BARRY and J. MELNGAILIS  
 “Near-field microwave microscopy on nanometer length scales”  
 Journal of Applied Physics, vol. 97, pp 044302, 2005.
- [JAC 99] J. D. JACKSON  
 “Classical Electrodynamics”  
 3<sup>rd</sup> Edition, Wiley, New York, 1999.
- [KIM 03\_a] J. KIM, M. KIM, H. KIM, D. SONG, K. LEE and B. FRIEDMAN  
 “Tip-sample distance control for near-field scanning microwave microscopes”  
 Applied Physics Letters, vol. 83, pp 1026, 2003.
- [KIM 03\_b] M. S. KIM, S. KIM, J. KIM and K. LEE  
 “Improving images from a near-field scanning microwave microscope using a hybrid probe”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 74, pp 3675-3677, 2003.
- [KIM 04] M. KIM, J. KIM, H. KIM, S. KIM, J. YANG, H. YOO, K. LEE and B. FRIEDMAN  
 “Nondestructive high spatial resolution imaging with a 60 GHz near-field scanning millimeter-wave microscope”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 75, pp 684, 2004.
- [KIR 99] J. R. KIRTLEY and J. P. WIKSWO  
 “Scanning SQUID microscopy”  
 Annual Review of Materials Science, vol, 29, pp 117-148, 1999.
- [KLE 06] R. A. KLEISMIT, M. K. KAZIMIERCZUK and G. KOZLOWSKI  
 “Sensitivity and resolution of evanescent microwave microscope”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n°2, pp 639-647, February 2006.
- [KRA 96] D. KARASZEWSKI  
 “Microwave aquametry”  
 IEEE Press, New York, 1996.
- [LAB 98] Daniel VAN LABEKE  
 “Microscopie optique en champ proche”  
 Edition Techniques Ingénieur, pp P862.1-P862.16, 1998.



- [LAI 08] K. LAI, W. KUNDHIKANJANA, M. KELLY and Z. X. SHEN  
 “Modeling and characterization of a cantilever-based near-field scanning microwave impedance microscope”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 79, pp 063703 – 063703-6, 18 juin 2009.
- [LAS 96] T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI and Y. LEROY  
 “A low cost microwave system for non destructive control of textile webs”  
 Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol. 31, n° 2, pp 249-254, February 1996.
- [LAU 88] P. LAUER  
 “Radiométrie micro-onde par corrélation appliquée à la thermométrie de quadripôles dissipatifs.”  
 Thèse de l’Université de Lille1 en Composants, signaux et systèmes, Septembre 1988.
- [LAV 67] T. M. LAVELLE  
 “Microwaves in non-destructive testing”  
 Materials Evaluation, vol. 25, pp 254-258, 1967.
- [LI 06] X. Y. LI, J. ADIN MANN, JR and M. TABIB-AZAR  
 “Near-field microwave microscope and electron-spin-resonance detection: ruby crystal surface”  
 Applied Optics, vol. 45, n° 10, pp 2191-2198, 2006.
- [MAL 05] S. A. MALIK, D. K. GHODGAONKAR, A. M. B. A. HAMBALY, W. M. B. W. A. MAJID and M. F. NURUDDIN  
 “Measurement of wood grain angle using free-space microwave measurement system in 8-12 GHz frequency range”  
 Asian Conference on Sensors and International Conference on new Techniques in Pharmaceutical and Biomedical Research, pp 213-128, September 2005.
- [MAM 81] R. MAMOUNI, J.C. VAN DE VELDE and Y. LEROY  
 “New correlation radiometer for microwave thermography”  
 Electronics Letters, vol. 17, n°16, pp 554-555, 1981.
- [MEN 95] B. MENG, J. BOOSKE, R. COOPER  
 “Extended Cavity Perturbation Technique to Determine the Complex Permittivity of Dielectric Material”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, pp 2633-2636, November 1995.
- [NYF 89] E NYFORS, P VAINIKAINEN  
 “Development of industrial microwave sensors in finland”  
 Industrial Microwave Sensors, pp 711-716, 1989.

- [OSO 92]** S. S. OSOFSKY and S. E. SCHWARZ  
 “Design and performance of a non-contacting probe for measurements on high-frequency planar circuits”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, n° 8, pp 1701–8, 1992.
- [PED 01]** R. PEDEN, D. BOURREAU  
 “Mesures en espace libre sans filtrage temporel : Caractérisation large bande de matériaux en bande Ka et W”  
 12èmes Journées Nationales Micro-ondes, Mai 2001, Poitiers.
- [PEN 00]** J. B. PENDRY  
 “Negative Refraction Makes a Perfect Lens”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 85, pp 3966-3969, 2000.
- [POZ 98]** D. M. POZAR  
 Microwave Engineering. John Wiley & Sons  
 Institute, New York, 1998.
- [QUE 02]** P. QUÉFFÉLEC, S. MALLÉGOL and M. LE FLOC’H  
 “Automatic Measurement of Complex Tensorial Permeability of Magnetized Materials in a Wide Microwave Frequency Range”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n°9, September 2002.
- [RIV 05]** J-C. RIVOAL and C. FRÉTIGNY  
 “Microscopie à force atomique (AFM)”  
 Edition Techniques Ingénieur, pp R1394.1-R1394.18, 2005.
- [ROB 98]** G. ROBLIN  
 “Microscopie”  
 Edition Techniques Ingénieur, pp R6710.9-R6710.11, 1998.
- [SAL 99]** F. SALVAN and F. THIBAUDAU  
 “Microscopie à sonde locale”  
 Edition Techniques Ingénieur, pp P895.1-P895.18, 1999.
- [SCH 52]** S. SCHELKUNOFF  
 “Nondestructive Evaluation Theory, Techniques, and Applications”  
 Wiley and Sons, Inc., New York, 1952.
- [SHU 02]** P. J. SHULL  
 “Antennas, Theory and Practice”  
 Marcel Dekker, Inc. ISBN: 0-8247-8872-9, 2002.
- [SOO 62]** R. F. SOOHOO  
 “A microwave magnetic microscope”  
 Journal of Applied Physics, vol. 33, pp 1276-1277, 1962.

- [SOZ 95] J. P. SOZANSKI  
 “Contribution à l’étude et à la réalisation d’un nouveau dispositif micro-onde à deux références internes de température : application à l’hyperthermie –  
 thérapie micro-onde”  
 Thèse de l’Université de Lille 1 en électronique, décembre 1995.
- [SYN 28] E. H. SYNGE  
 “A suggested method for extending microscopic resolution into the  
 ultra-microscopic region”  
 Philosophical Magazine, C 6, pp 356-362, 1928.
- [TAB 93] M. TABIB-AZAR, N. SHOEMAKER and S. HARRIS  
 “Nondestructive characterization of materials by evanescent microwaves”  
 IOP Measurement Science Technology, vol. 3, pp. 583-590, 1993.
- [TAB 99\_a] M. TABIB-AZAR, R. CIOCAN, G. PONCHAK and S. R. LECLAIR  
 “Transient thermography using evanescent microwave microscope”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 70, pp 3387, 1999.
- [TAB 99\_b] M. TABIB-AZAR, D. AKINWANDE, G. E. PONCHAK and S. R. LECLAIR  
 “Evanescent microwave probes on high resistivity silicon and its application in  
 characterization of semiconductors”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 70, pp 3083-3086, 1999.
- [TAB 99\_c] M. TABIB-AZAR, D.-P. SU, A. POHAR, S. R. LECLAIR and G. PONCHAK  
 “Nondestructive superresolution imaging of defects and nonuniformities in  
 metals, semiconductors, dielectrics, composites, and plants using evanescent  
 microwaves”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 70, pp 2783-2792, 1999.
- [TAB 99\_d] M. TABIB-AZAR, S. BUMRERRAJ, J. L. KATZ and S. H. YOU  
 “Evanescent electromagnetics: a novel, super-resolution, and non-intrusive,  
 imaging technique for biological applications”  
 Biomedical Microdevices, vol. 2, n° 1, 1999.
- [TAB 99\_e] M. TABIB-AZAR  
 “Nondestructive imaging of surface and sub-surface defects in thin-films with  
 super spatial resolution using evanescent microwave fields”  
 Proceedings of the Second International Conference on Intelligent Processing and  
 Manufacturing of Materials, vol. 2, pp 1249-1255, 1999.
- [TAB 99\_f] M. TABIB-AZAR, D.-P. SU, A. POHAR, S. R. LECLAIR and G. PONCHAK  
 “0.4 mm spatial resolution with 1 GHz ( $\lambda = 30$  cm) evanescent microwave probe”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 70, pp 1725, 1999.

- [TAB 00] M. TABIB-AZAR, R. MULLER and S. R. LECLAIR  
 “Nondestructive imaging of grain boundaries in polycrystalline materials using evanescent microwave probes”  
 Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 13, issue 5, pp 549-564, 2000.
- [TAB 02] M. TABIB-AZAR, Z. TAO and S. R. LECLAIR  
 “Self-oscillating evanescent microwave probes for nondestructive evaluations of materials”  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 51, pp 1126-1132, 2002.
- [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 Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, pp 971-979, 2004.
- [TAM 08] R. TAMBURRINO, Y. MELIKHOV, Z. CHEN and L. UDPA  
 “Electromagnetic Nondestructive Evaluation”  
 IOS Press, ISBN 978-1-58603-896-0, 2008.
- [TRA 01] T. TRAN, D. R. OLIVER, D. J. THOMSON and G. E. BRIDGES  
 “ ‘Zeptofarad’ ( $10^{-21}\text{F}$ ). resolution capacitance sensor for scanning capacitance microscopy”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 72, pp 2618, 2001.
- [UMA 91] M. H. UMARI, D. K. GHODGAONKAR, V. V. VARADAN and V. K. VARADAN  
 “ A free-space bistatic calibration technique for the measurement of parallel and perpendicular reflection coefficients of planar samples”  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 40, pp 19-24, 1991.
- [VAN 87] D. VANLOOT  
 “Contribution à l’étude et la réalisation d’un dispositif de traitement de signal optimum pour des systèmes radiométriques. Application au radiomètre à méthode de zéro automatique.”  
 Thèse de l’Université des Sciences et Technologies de Lille Flandres Artois, mai 1987.
- [VIL 02] P. M. VILARINHO, Y. ROSENWAKS, A. KINGON  
 “Scanning Probe Microscopy Characterization, Nanofabrication and Device Application of Functional Materials”  
 Kluwer Academic Publishers, ISBN 1-4020-3018-5, pp 106-132, 2002
- [WAN 99] Y. WANG  
 “Analysis of Surface Crack Detection in Metals Using Coaxial Sensors”  
 Masters Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Colorado State University, pp 166, May 1999.

- [WAN 07\_a]** M. M. WANG, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Technique de mesure bistatique en espace libre s’affranchissant du filtrage temporel et des antennes à faisceaux focalisés”  
 15<sup>èmes</sup> Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2007), Mai 2007, Toulouse.
- [WAN 07\_b]** R. WANG and M. TABIB-AZAR  
 “Noncontact Evanescent Microwave Magnetic Dipole Probe Imaging of Ferromagnets”  
 IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, pp 3165-3170, 2007.
- [WAN 08]** L.WANG, R. ZHOU and H. XIN  
 “Microwave (8–50 GHz) Characterization of Multiwalled Carbon Nanotube Papers Using Rectangular Waveguides”  
 IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, 499-506, 2008.
- [WEI 96]** T. WEI and X. D. XIANG  
 “Scanning Tip Microwave Near-Field Microscope”  
 Applied physics letters, vol. 68, pp. 3506-3508, 1996.
- [ZHA 06]** M. ZHAO, J. D. SHEA, S. C. HAGNESS and D. W. VAN DER WEIDE  
 “Calibrated free-space microwave measurements with an ultra wide band reflectometer-antenna system”  
 IEEE Microwave Theory and Wireless Component Letters, vol. 16, no. 12, pp 675–677, December 2006.



**CHAPITRE II**  
**TECHNIQUE MULTI-PORT ADRESSEE A LA MICROSCOPIE**  
**HYPERFREQUENCE CHAMP PROCHE**





## II.1 INTRODUCTION

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, les limitations concernant la résolution spatiale des méthodes classiques de caractérisation électromagnétique de matériaux, de l'ordre de la longueur d'onde, ont été levées avec le développement de la microscopie micro-onde à balayage en champ proche (SNMM pour Scanning Near-field Microwave Microscopy) [NOZ 05, IMT 05, BEN 08].

De nombreux groupes de recherche académiques ont contribué au développement de la microscopie micro-onde champ proche principalement dans le domaine de la caractérisation de matériaux. Les bandes de fréquences considérées couvrent les fréquences allant de 300 MHz à 30 GHz pour les micro-ondes et de 30 GHz à 300 GHz pour les ondes millimétriques. Ces bandes fréquentielles s'avèrent très intéressantes car elles offrent des possibilités de caractérisations surfaciques et sub-surfaciques de matériaux par une mesure sans contact, non invasive et non destructive [KIM 04]. En outre, les techniques d'imagerie par ondes évanescentes permettent par exemple la détection de la corrosion, de défauts, de non uniformité ou la détermination de la conductivité [TAB 99].

L'ensemble des travaux dans le domaine de la microscopie SNMM a été focalisé sur la mise en place de techniques de mesure et surtout sur l'ingénierie des sondes de mesure, sans beaucoup tenir compte des contraintes liées au système en terme de coût, de facilité de mise en œuvre, d'encombrement, de temps de traitement des données, de possibilités d'automatisation ou encore d'intégration monolithique [KIM 03, WAN 07]. En effet, le système de mesure de la réponse hyperfréquence associé à ce type de caractérisation est généralement un analyseur de réseaux conventionnel ou tout autre système hétérodyne.

Aussi, une forte motivation pour étudier les potentialités d'une technique alternative dans les bandes de fréquences micro-onde et millimétrique existe. Celle-ci est conduite par le besoin d'outils pour la caractérisation locale à haute résolution de matériaux, dans une gamme d'applications la plus large possible (industrie des semi-conducteurs, biologie, chimie,...).

En réponse à cette demande, nous proposons dans ce deuxième volet du manuscrit, deux instruments pour la microscopie couvrant les gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques.

La conception et la réalisation des systèmes développés sont menées avec les exigences mentionnées précédemment. Ainsi, le premier système proposé opère dans la gamme de fréquence 1-10 GHz. Celui-ci associe un dispositif original de mesure de coefficients de réflexion passifs ( $|\Gamma| < 1$ ) basé sur la technique multi-port et une sonde micro-ruban de dimension sub-longueur d'onde. Les avantages de cette solution résident dans le faible coût, le faible encombrement et la facilité de mise en œuvre.

Le deuxième système est destiné à des applications en gamme de fréquences millimétriques, autour de 60 GHz. Le microscope proposé tire profit d'un système multi-port dédié à la mesure de coefficients de réflexion et de transmission développé au sein du groupe [HAD 06\_a]. Compte tenu de la fréquence de travail relativement élevée, des sondes en guide d'onde WR-15 sont d'abord envisagées. Des sondes micro-rubans sont également étudiées.

Nous décrivons dans un premier temps le principe de mesure retenu pour la conception des microscopes hyperfréquences basé sur l'utilisation de systèmes multi-port. Puis, nous nous intéressons à la conception des sondes hyperfréquences. Enfin, nous consacrons deux paragraphes aux réalisations des systèmes et sondes de mesure en gamme de fréquences micro-ondes puis en gamme de fréquences millimétriques. Les tests et caractérisations électriques des briques de bases des différents microscopes permettent de situer les performances des solutions développées.

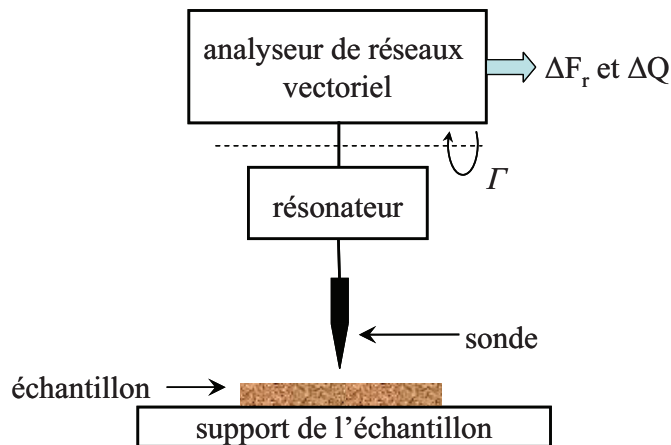
## II.2 PRINCIPE DU MICROSCOPE HYPERFREQUENCE BASE SUR LA TECHNIQUE MULTI-PORT

### II.2.1 Introduction

L'objectif de cette partie est la présentation d'une méthode de microscopie micro-onde à balayage champ proche. Celle-ci est basée sur une technique multi-port régissant les mesures des paramètres S du DST (dispositif sous test) [ENG 77\_a, ENG 77\_b]. Après la description des dispositifs tant du point de vue 'hardware' que 'software', nous nous intéressons à l'aspect sondes de mesure. Deux types de sondes, résonantes et non-résonantes, sont envisagés. Nous discutons les avantages et inconvénients des différentes solutions.

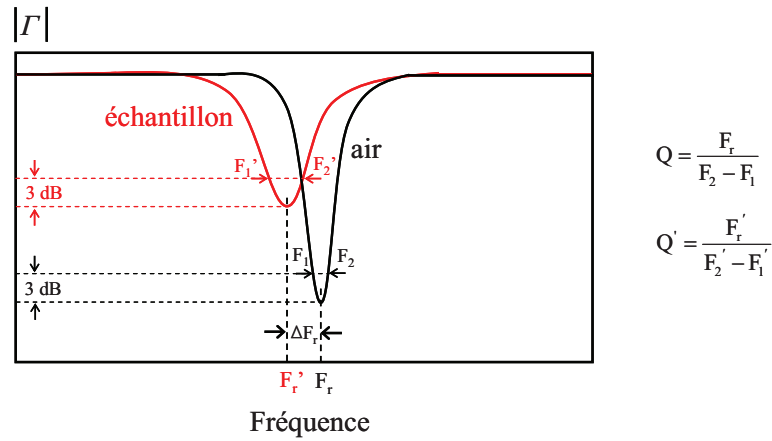
### II.2.2 Principe de mesure

Afin de situer le contexte de l'étude, nous redonnons ici le principe de fonctionnement d'un microscope 'conventionnel' à balayage hyperfréquence en champ proche [TAB 04, IMT 06]. L'architecture se compose usuellement d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA pour Vector Network Analyser en anglais) et d'une sonde résonante (figure II-1).



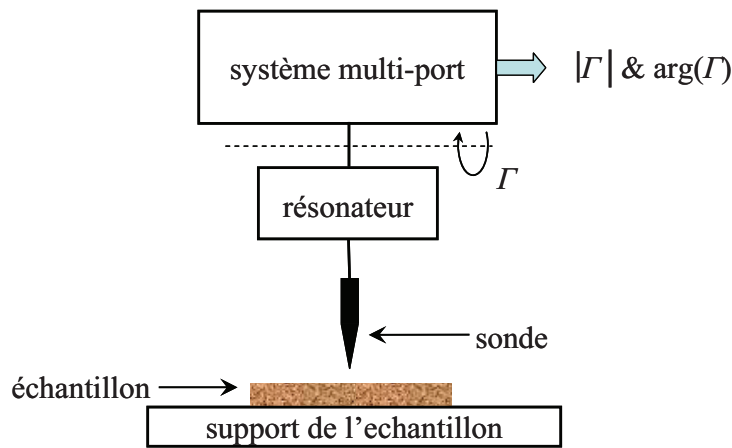
**Figure II-1: Synoptique d'un microscope à balayage micro-onde champ proche classique.**

Quand un objet est placé à la proximité de la sonde, 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-2. Cette modification de la résonance ( $\Delta F_r$  et  $\Delta Q$ ) dépend essentiellement des propriétés physiques de l'échantillon, de la forme de la sonde ainsi que de la distance entre la sonde et l'échantillon [TAB 99].



**Figure II-2: Principe de la microscopie SNMM classique.**

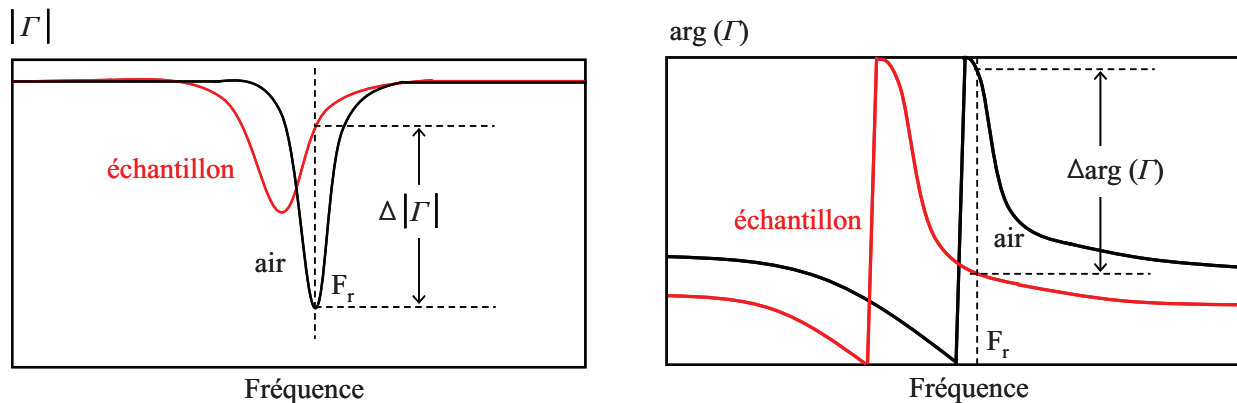
Un analyseur de réseaux conventionnel large bande est généralement utilisé pour mesurer ces variations. Toutefois, son surdimensionnement en termes de coût et d'encombrement sont des points critiques pour une utilisation dans un contexte hors laboratoire. Par conséquent, un nouveau concept basé sur l'utilisation d'un système multi-port associé à une sonde est proposé (figure II-3) afin de surmonter ces contraintes et faciliter la pénétration de ce type d'outils dans le domaine de la microscopie SNMM (Scanning Near-field Microwave Microscopy).



**Figure II-3: Synoptique du microscope SNMM basé sur un système multi-port.**

Au lieu de mesurer la déviation de la fréquence de résonance sur une large plage de fréquences, nous proposons de mesurer à la fois la variation du module et de la phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$  correspondant aux variations des propriétés de l'échantillon sous test (propriétés physiques ou/et topographiques) à la fréquence unique  $F_r$  (correspondant à la

fréquence de résonance en l'absence de l'échantillon). La figure II-4 illustre le principe adopté.



**Figure II-4: Principe de la microscopie SNMM proposée.**

En comparaison avec les précédents travaux relatifs à la SNMM, l'acquisition de données pour l'ensemble du spectre est ainsi évitée. Incidemment, le synthétiseur de fréquences n'est pas nécessaire et peut être remplacé par un oscillateur. De plus, ce système combine les attributs de fonctionnement en temps réel en plus d'une relative simplicité de réalisation. Ces avantages sont très intéressants pour les applications hors laboratoire. Signalons également que le système proposé peut également opérer sur une gamme de fréquences relativement large au même titre que les SNMM utilisant un VNA. Dans ce cas, l'architecture du système nécessite un synthétiseur de fréquences.

Dans la suite de ce mémoire, nous présentons les briques de base constituant le dispositif. Nous voyons dans un premier temps les aspects systèmes de mesure avant de nous intéresser aux sondes de mesure.

## II.2.3 Architectures des systèmes multi-port

### II. 2.3.1 Introduction

La technique multi-port est une méthode d'analyse de réseaux permettant la mesure d'impédances complexes. Depuis son introduction en 1977 par Glenn F. Engen, et tout au long de son développement [ENG 77\_a, ENG 77\_b], cette technique a investi plusieurs domaines d'applications très variés. L'intérêt suscité par ces dispositifs réside dans leur faculté à mesurer les paramètres S au même titre que l'analyseur de réseaux conventionnel mais avec des équipements plus simples, et donc à moindre coût [GLA 99, HAD 03].

Dans ce contexte, à l'IEMN, l'approche adoptée se veut globale en intégrant les aspects de conception, de réalisation et de mise en œuvre de systèmes basés sur la technique multi-port. Ainsi, les études menées au sein du groupe MITEC de l'IEMN ont permis d'introduire de nouveaux concepts de systèmes multi-port. Des réalisations en bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques ainsi que des techniques de calibrage ont été reportées.

Une des forces de la technique multi-port réside sans nul doute dans sa grande flexibilité. En effet, les architectures multi-port présentent un caractère quasi-universel au contraire des systèmes spécialisés tels que les architectures hétérodynes. Cette spécificité réside bien évidemment dans la nature même du concept multi-port. Un système multi-port se compose d'un circuit hyperfréquence (hardware) dont les grandeurs d'intérêt ne sont déterminées à partir des grandeurs mesurées qu'après une étape de traitement mathématique (software). La fonction et les performances d'un système multi-port dépendent alors autant des moyens de traitement numérique (software) que de la qualité des circuits (hardware). En particulier, dans ce travail, nous tirons profit des travaux antérieurs sur la technique multi-port du groupe MITEC pour la conception de microscopes multi-port. En effet, du point de vue matériel, les microscopes multi-port proposés dans ce travail intègrent dans leur architecture un des systèmes multi-port réalisés dans le cadre d'études précédentes. Du point de vue logiciel, nous décrivons une procédure de calibrage permettant d'atteindre la précision nécessaire pour des applications de microscopie.

La conception et la réalisation de dispositifs au sein du groupe MITEC ayant été largement décrites dans les travaux de thèse et les publications scientifiques associées, nous nous attachons, dans ce travail, à décrire succinctement les aspects théoriques généraux nécessaires à la compréhension et à l'analyse de dispositifs multi-port [HAD 03, MAA 05, HAD 06\_c, HAD 07\_b]. Puis, nous donnons les quatre architectures principales multi-port développées à l'IEMN. Du point de vue traitement de signal, nous nous appuyons sur une technique de calibrage développée dans le groupe et y ajoutons des éléments nouveaux pour nos applications.

### II. 2.3.2 Principe du corrélateur multi-port

La brique de base d'un système multi-port est le corrélateur multi-port. L'association d'un réseau multi-port à  $n$  accès à des détecteurs de puissance constitue un corrélateur complexe qui permet d'extraire par corrélation de deux sources cohérentes, les parties réelle (I) et imaginaire (Q) relatives au produit de corrélation complexe des entrées  $a_1$  et  $a_2$  (figure II-5).

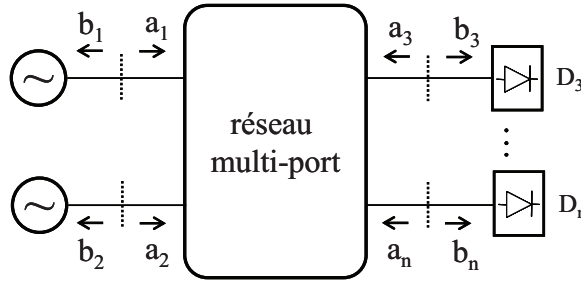


Figure II-5 : Synoptique du corrélateur multi-port complexe.

Le corrélateur six-port est le prototype de corrélateurs multi-port le plus répandu [YEO 92, YAK 00, LIM 06]. Aussi, dans la suite de ce travail, nous nous intéressons à son principe de fonctionnement. L'état du réseau six-port est déterminé par douze pseudo-ondes incidentes  $a_i$  et émergentes  $b_i$  ( $i = 1, \dots, 6$ ). Ces pseudo-ondes ne sont pas indépendantes mais couplées aux paramètres S du réseau six-port par les six équations suivantes :

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

Les ondes incidentes sur les détecteurs  $D_i$ , considérés comme parfaitement adaptés au réseau six-port ( $a_i = 0$  pour  $i = 3, \dots, 6$ ), peuvent être exprimées par :

$$b_i = S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (\text{II.2})$$

Les puissances mesurées au niveau des détecteurs  $D_i$  ( $i = 3, \dots, 6$ ) s'écrivent :

$$P_i = |b_i|^2 = |S_{i1} a_1 + S_{i2} a_2|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (\text{II.3})$$

En introduisant le rapport complexe des deux entrées  $a_1$  et  $a_2$  à mesurer,  $X = \frac{a_2}{a_1}$ , le système d'équations précédent devient :

$$P_i = |S_{i2}|^2 |a_1|^2 \left| X + \frac{S_{i1}}{S_{i2}} \right|^2 \quad \text{pour } i = 3, \dots, 6 \quad (\text{II.4})$$

L'un des détecteurs peut être utilisé comme détecteur de référence et doit idéalement ne dépendre que de la pseudo-onde  $a_1$ . En considérant  $D_3$  comme détecteur de référence, il est alors possible d'écrire :

$$P_3 = |S_{31}|^2 |a_1|^2 |dX + 1|^2 \quad \text{avec } d = \frac{S_{32}}{S_{31}} \quad (\text{II.5})$$

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 :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left| \frac{X - q_i}{dX + 1} \right|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (\text{II.6})$$

$$\text{avec : } C_i = \left| \frac{S_{i2}}{S_{31}} \right|^2 \quad \text{et} \quad q_i = -\frac{S_{i1}}{S_{i2}} \quad (\text{II.7})$$

Dans le cas d'un détecteur de référence parfait ( $d = 0$ ), l'équation se résume à :

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i |X - q_i|^2 \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (\text{II.8})$$

En considérant les modules et phases des quantités complexes  $q_i$  et  $X$ , l'équation II-8 peut aussi être écrite de la manière suivante:

$$p_i = \frac{P_i}{P_3} = C_i \left( |X|^2 + |q_i|^2 + 2|q_i||X| \cos(\arg(q_i) - \arg(X)) \right) \quad \text{pour } i = 4, 5, 6 \quad (\text{II.9})$$

Et en exprimant les parties réelles et imaginaires de  $X$  et  $q_i$  par les expressions suivantes :

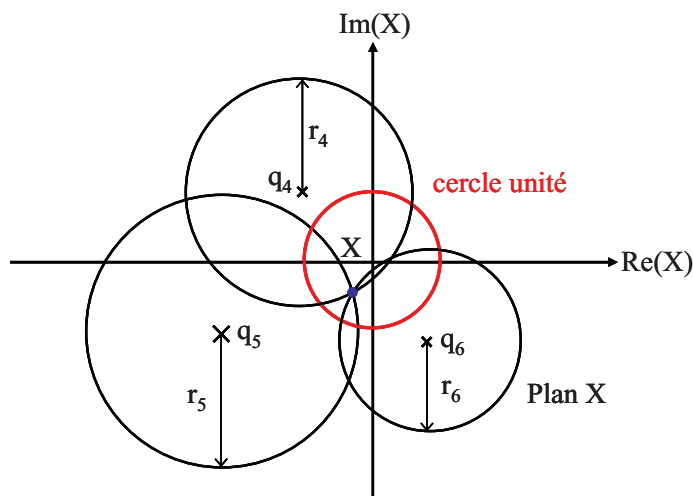
$$\begin{aligned} I &= \text{Re}(X) \quad \text{et} \quad Q = \text{Im}(X) \\ I_{q_i} &= \text{Re}(q_i) \quad \text{et} \quad Q_{q_i} = \text{Im}(q_i) \quad i = 4, 5, 6 \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$



Il est possible d'écrire :

$$p_i = C_i \left( (I - I_{q_i})^2 + (Q - Q_{q_i})^2 \right) \quad i = 4, 5, 6 \quad (\text{II.11})$$

Graphiquement, chacune de ces équations représente un cercle de centre  $q_i$  et de rayon  $r_i = \sqrt{p_i/C_i}$ . Le rayon est donc proportionnel à la racine carrée des puissances détectées. Chacun des cercles représente une multitude de valeurs pour X satisfaisant une équation particulière. La solution correspond à l'intersection commune des trois cercles (figure II-6). La zone à l'intérieur du cercle unité correspond à toutes les charges passives.

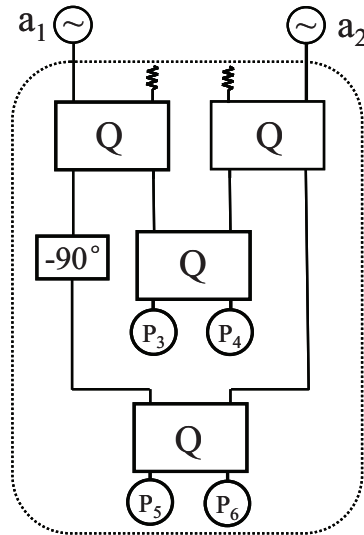


**Figure II-6 : Solution graphique des équations du corrélateur pour l'inconnue X.**

Comme nous l'avons mentionné, le corrélateur complexe constitue la brique de base pour la réalisation de dispositifs destinés à l'analyse de réseaux. Nous présentons dans le paragraphe suivant deux structures de corrélateurs complexes multi-port qui serviront à la conception et à la réalisation de systèmes dédiés à nos applications.

### II.2.3.3 Systèmes de mesure de paramètres S

Afin d'être compatible avec un contexte hors laboratoire, au sein du groupe MITEC, nous avons opté pour une technologie hybride utilisant des lignes de transmission, des coupleurs, des charges adaptées et des détecteurs quadratiques à diodes pour la réalisation des dispositifs hyperfréquences [HAD 07\_b]. Une structure de corrélateur complexe six-port est illustrée en figure II-7, elle comprend 4 coupleurs de type 'branchline', quatre détecteurs quadratiques deux charges adaptées et une ligne à retard  $90^\circ$  [GLA 99].



**Figure II-7 : Structure du corrélateur complexe six-port [GLA 99].**

Durant la période de développement de la technique multi-port, le souhait de réduction du nombre de détecteurs a fait l'objet d'une recherche scientifique abondante. Cette réduction permet d'aboutir à des architectures semblables aux systèmes hétérodynes n'utilisant que deux détecteurs et permet de simplifier les traitements analogique et logiciel associés aux puissances mesurées. Ainsi, 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\_a, ENG 77\_b, LI 83, RIB 77, MUN 94, MAR 82]. En second lieu, durant ces dernières années, plusieurs applications utilisant la technique multi-port ont été adressées dans les domaines des télécommunications [EIR 05, HEN 05, SCH 02, TAT 02] ou des radars [GUT 00, MOL 04]. Dans ces dispositifs, un oscillateur local de puissance constante est employé. En conséquence, le détecteur de référence utilisé pour normaliser les variations de la puissance de la source peut être supprimé et le réflectomètre six-port remplacé par un réflectomètre cinq-port. Le résultat des deux considérations précédentes est la possibilité de mesurer une charge passive par l'utilisation d'un réflectomètre quatre-port connecté à une source stable. Sur ce principe, nous avons développé un système original au sein du groupe MITEC [HAD 06\_b, HAD 08\_a]. Ce système dénommé corrélateur quatre-port permet également de lever les limitations fréquentielles dues à l'utilisation de coupleurs directs. La topologie proposée est basée sur l'utilisation de diviseurs de Wilkinson, d'additionneurs et d'un déphaseur  $90^\circ$  (figure II-8).

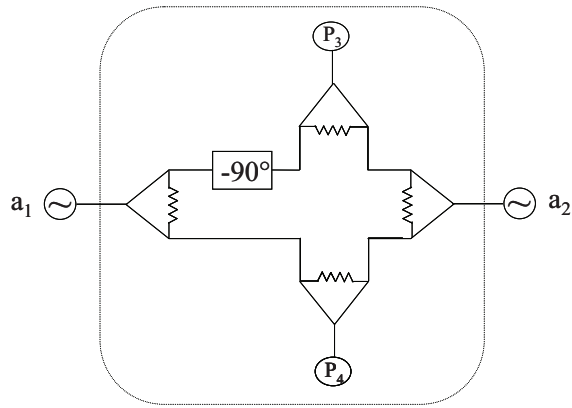


Figure II-8 : Structure du corrélateur complexe quatre-port [HAD 08\_b].

Ces dispositifs constituent le cœur des systèmes multi-port qui permettent la mesure des coefficients de réflexion ou/et de transmission. Dans le paragraphe suivant, nous donnons les architectures de ces systèmes.

La première configuration concerne le réflectomètre six-port. Ce système permet de mesurer le coefficient de réflexion  $\Gamma$  d'un dispositif sous test (DST). Le synoptique du système de mesure est donné en figure II-9.

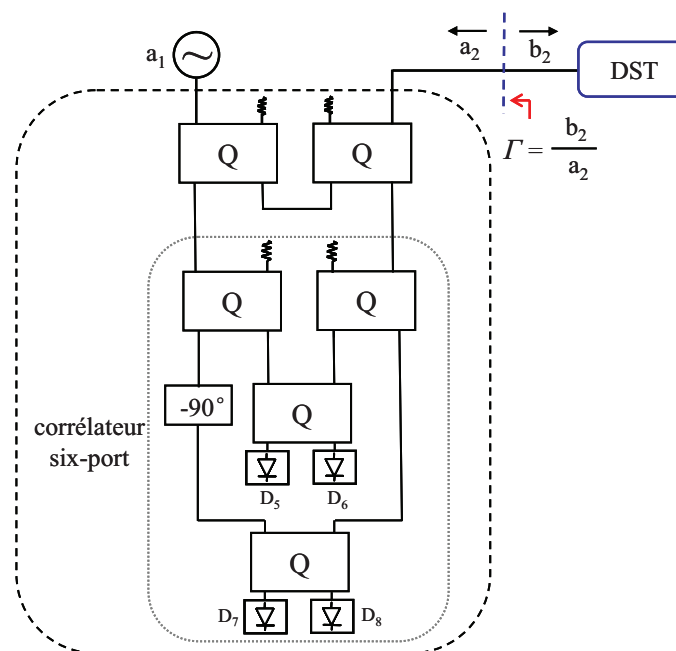


Figure II-9 : Structure du réflectomètre six-port [GLA 99].

La source hyperfréquence délivre le signal  $a_1$ . Ce signal est divisé au moyen d'un premier coupleur afin d'alimenter l'une des entrées du corrélateur complexe et d'un deuxième coupleur afin d'alimenter le port de mesure associé à l'accès du DST. Le signal réfléchi par celui-ci est injecté, au travers de ce deuxième coupleur à l'autre entrée du corrélateur complexe. Nous obtenons finalement quatre tensions  $V_1$  à  $V_4$ , mesurées par les diodes  $D_1$  à  $D_4$  permettant de calculer le coefficient de réflexion  $\Gamma$ , dans le plan d'accès du DST.

De manière à procéder à la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission, nous associons deux corrélateurs complexes selon le synoptique donné en figure II-10.

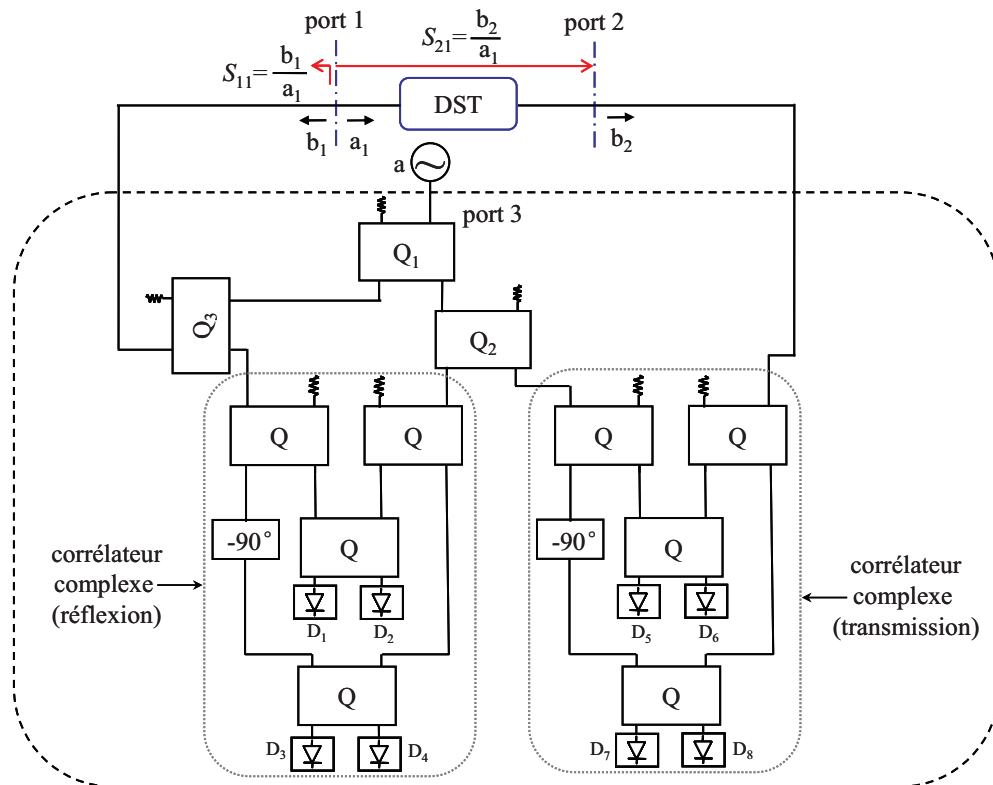


Figure II-10 : Structure du double réflectomètre six-port [HAD 06\_c].

Le signal hyperfréquence, noté  $a$ , délivré par la source est divisé au travers de deux coupleurs afin de fournir les deux signaux de référence des corrélateurs complexes tandis que le troisième coupleur alimente le port de mesure associé à l'accès du DST. Les huit tensions  $V_1$  à  $V_8$  mesurées par les diodes  $D_1$  à  $D_8$  sont alors recueillies afin d'extraire les grandeurs  $S_{11}$  et  $S_{21}$  du quadripôle sous test.

Au même titre que pour les dispositifs réflectomètre six-port et double réflectomètre six-port, le synoptique du dispositif de mesure du coefficient de réflexion basé sur le corrélateur complexe quatre-port est donné en figure II-11.

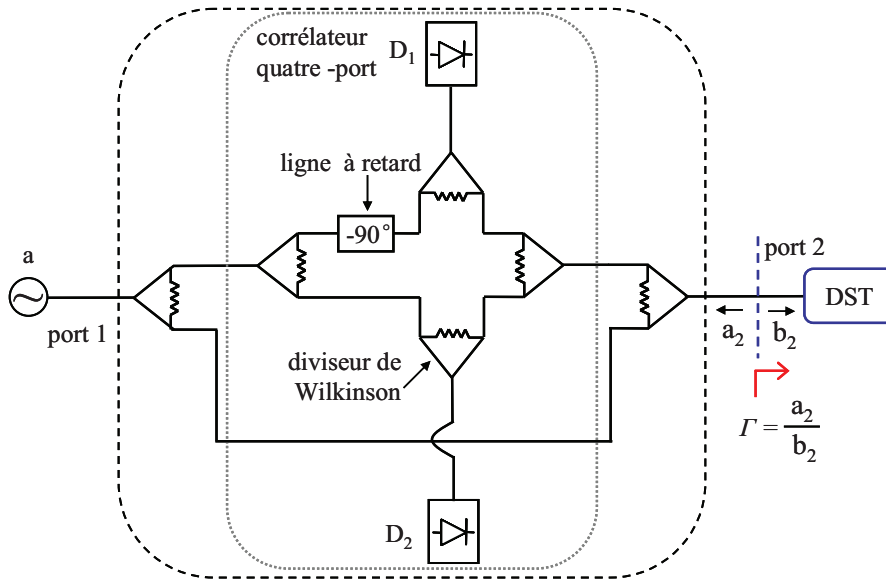


Figure II-11 : Structure du réflectomètre quatre-port [HAD 08\_b].

De la même manière, 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 symétrique selon le synoptique de la figure II-12.

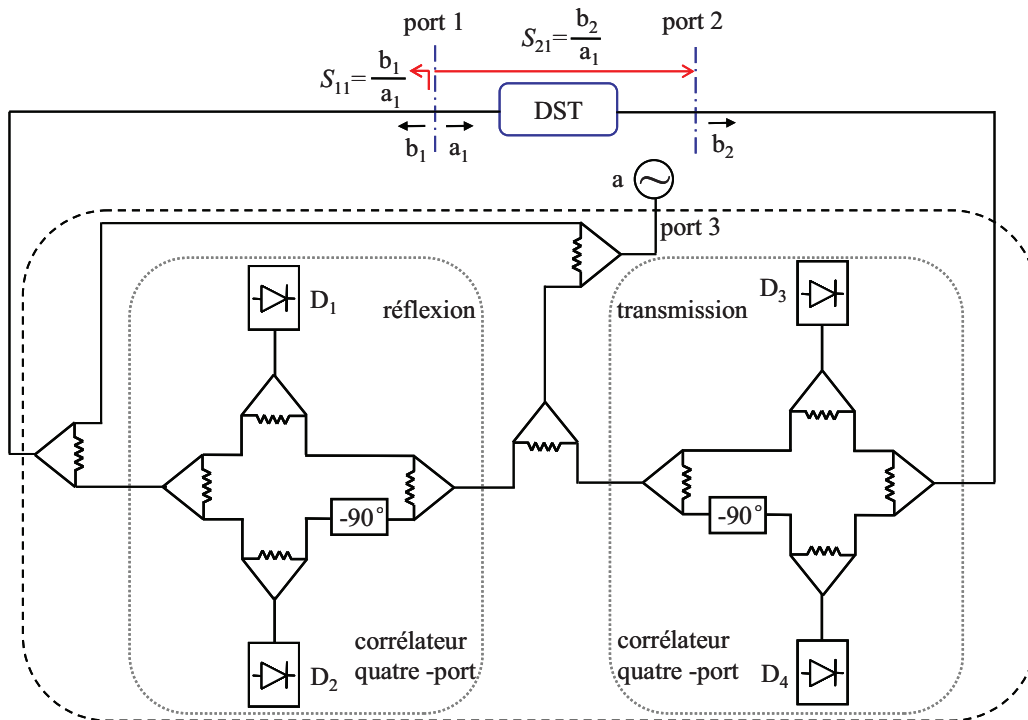


Figure II-12 : Structure du double réflectomètre quatre-port [HAD 08\_b].

Dans la suite de ce mémoire, nous proposons une méthode de calibrage pour la prise en compte des imperfections liées à la réalisation des dispositifs proposés.

#### II.2.3.4 Calibrage des systèmes multi-port

Avant toute mesure, le réflectomètre doit être préalablement calibré. Le calibrage est la procédure utilisée pour obtenir les constantes de calibrage du système multi-port qui permettent ensuite de calculer le coefficient de réflexion ou/et de transmission du DST à partir des mesures de puissance. Des techniques de calibrage pour les dispositifs six-port ont été largement décrites dans la littérature [DAN 06, GHA 88, WIE 99]. La méthode la plus ingénieuse et la plus utilisée a été développée en 1978 par J. F. Engen [ENG 78]. Toutes ces méthodes sont basées sur les relations entre les puissances mesurées par les détecteurs et le coefficient de réflexion du DST. Pour les systèmes considérés dans notre étude, la technologie micro-ruban utilisée pour la réalisation du circuit limite la bande passante. Pour étendre la bande passante de manière logicielle, une procédure de calibrage originale basée sur une analyse de Fourier a été développée au sein du groupe MITEC afin de prendre en compte les déviations des caractéristiques électriques hors bande passante (détecteurs, coupleurs,...) [HAD 08\_a, HAD 08\_c]. Cette méthode présente de nombreux avantages :

- Prise en compte de la non-linéarité des détecteurs,
- Pas de problème de divergence dans la résolution du problème inverse,
- Adaptabilité à un corrélateur à n ports quelconque,
- Grande flexibilité d'ajustement du modèle de calibrage (compromis nombre de charges de calibrage – précision de mesure),
- Facilité d'implémentation sur une unité de traitement de signal.

Nous avons présenté quatre dispositifs qui emploient un ou deux corrélateurs multi-port suivant que l'on mesure le coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) d'une charge ou les paramètres de réflexion ou/et de transmission d'un quadripôle ( $S_{11}$  ou/et  $S_{21}$ ). Dans le deuxième cas, l'architecture des analyseurs de réseaux multi-port (quatre-port ou six-port) comprend deux corrélateurs qui opèrent de manière indépendante. Ainsi, les tensions détectées par l'un des corrélateurs ne dépendent que du coefficient de réflexion  $S_{11}$  tandis que les tensions détectées par le deuxième corrélateur ne dépendent que du coefficient de transmission  $S_{21}$ . Aussi, le calibrage de l'analyseur de réseaux multi-port se résume au calibrage de chacun des corrélateurs, contrairement aux analyseurs de réseaux multi-port conventionnels [HAD 09\_b,

HAD 09\_e]. S'agissant d'un système de mesure quatre-port ou six-port, les modèles de calibrage demeurent les mêmes. Aussi, dans la suite du manuscrit, nous donnons un modèle de calibrage valable pour un système quatre-port ou six-port qui mesure un coefficient de réflexion ou/et de transmission. Pour éviter la redondance des équations, nous traitons donc le cas d'un analyseur de réseaux six-port (figure II-10).

Ainsi, les tensions de sortie des détecteurs de tensions sont exprimées dans les modèles (II.12) et (II.13) qui incluent les termes de Fourier du second ordre ( $a_{i4}$  et  $a_{i5}$ ) et du troisième ordre ( $a_{i6}$  et  $a_{i7}$ ) :

$$\begin{aligned}
 V_i = & a_{i0} + a_{i1}|S_{11}|^2 + a_{i2}|S_{11}|\sin(\Phi_{11}) + a_{i3}|S_{11}|\cos(\Phi_{11}) \\
 & + a_{i4}|S_{11}|^2 \sin(2\Phi_{11}) + a_{i5}|S_{11}|^2 \cos(2\Phi_{11}) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \\
 & + a_{i6}|S_{11}|^3 \sin(3\Phi_{11}) + a_{i7}|S_{11}|^3 \cos(3\Phi_{11})
 \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

avec  $\Phi_{11} = \arg(S_{11})$

$$\begin{aligned}
 V_i = & a_{i0} + a_{i1}|S_{21}|^2 + a_{i2}|S_{21}|\sin(\Phi_{21}) + a_{i3}|S_{21}|\cos(\Phi_{21}) \\
 & + a_{i4}|S_{21}|^2 \sin(2\Phi_{21}) + a_{i5}|S_{21}|^2 \cos(2\Phi_{21}) \quad \text{pour } i = 5, \dots, 8 \\
 & + a_{i6}|S_{21}|^3 \sin(3\Phi_{21}) + a_{i7}|S_{21}|^3 \cos(3\Phi_{21})
 \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

avec  $\Phi_{21} = \arg(S_{21})$

Les modèles (II.12) et (II.13) décrivent les dépendances entre les tensions détectées et les paramètres  $S$  du DST au travers de 8 paramètres réels  $a_{ij}$  ( $i = 1, \dots, 8$  et  $j = 0, \dots, 7$ ). Ces équations doivent être vérifiées pour toutes les valeurs de  $S_{11}$  ou  $S_{21}$ . La connaissance des coefficients de calibrage  $a_{ij}$  ( $i = 1, \dots, 8$  et  $j = 0, \dots, 7$ ) associée à la mesure des huit tensions  $V_1$  à  $V_8$  permet de déterminer les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  par inversion des modèles (II.12) et (II.13). La procédure de calibrage explicite basée sur un formalisme matriciel est décrite en ANNEXE A.

La principale difficulté pour la résolution du 'problème inverse' réside dans la nature transcendante des modèles mathématiques considérés. Cette difficulté est levée par la mise en œuvre d'un algorithme de résolution numérique de type 'Newton-Raphson' en deux dimensions [ANG 72].

### **II. 2.3.5 Conclusion**

Dans ce paragraphe, nous avons présenté des dispositifs pour la mesure de paramètres S basés sur la technique six-port. Contrairement aux analyseurs de réseaux commerciaux, ces dispositifs multi-port s'avèrent particulièrement adaptés à des caractérisations hors laboratoire de par leur faible coût et leur faible encombrement.

## **II.2.4 Sondes pour la microscopie hyperfréquence multi-port**

### **II.2.4.1 Introduction**

Après une description des systèmes multi-port constituant le microscope SNMM, nous nous intéressons maintenant à l'étude des sondes de mesures pour les applications en gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques. Pour la première gamme de fréquences envisagée, nous nous focalisons sur les sondes dites 'résonantes' ou encore 'évanescents'. Comme nous l'avons décrit au paragraphe I.3.3.2, ces sondes présentent une extrémité beaucoup plus petite que la longueur d'onde de propagation. Physiquement, le champ électromagnétique est concentré à l'extrémité de la sonde formant ainsi le champ évanescent. Quand un échantillon est placé à la proximité de la pointe, l'énergie électromagnétique change, ce qui conduit au changement de la réponse électromagnétique du système de détection du microscope. Pour les applications en bande de fréquences millimétriques, nous envisageons, en plus des sondes résonantes, des sondes réalisées en guide d'onde métallique. Les principes physiques sont fondamentalement différents des sondes résonantes. Les avantages sont décrits dans la suite de ce travail. La conception des sondes hyperfréquences dans le cadre de ce travail est encore une fois guidée par un souci de faible coût, de facilité de réalisation et de faible encombrement.

### **II.2.4.2 Sondes en gamme de fréquences micro-onde**

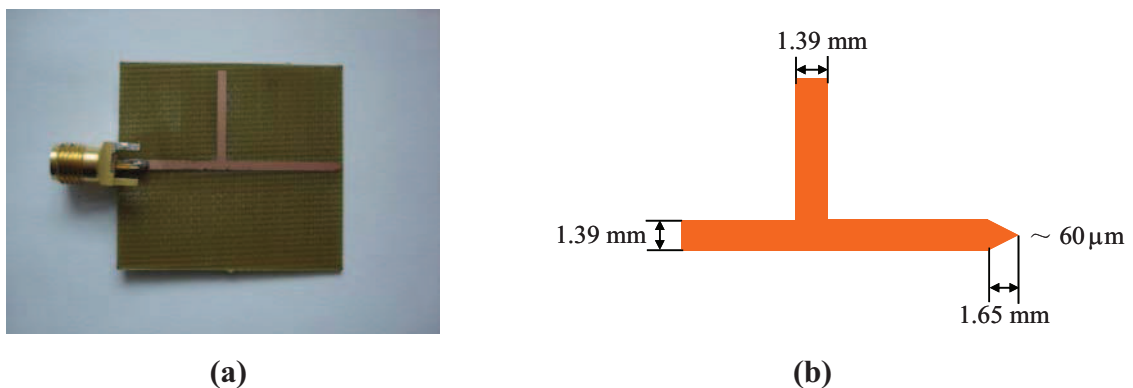
Nous envisageons dans un premier temps la conception de sondes en gamme de fréquences micro-ondes. En général, compte tenu de la faible efficacité de transmission des sondes et de leur nature haute impédance, une adaptation sélective de l'impédance de la sonde à l'impédance  $50 \Omega$  du système de mesure est généralement envisagée. Pour cette raison, on regroupe également ces méthodes de microscopie micro-onde sous le vocable 'techniques de perturbation'. Ces méthodes se traduisent par une grande sensibilité de mesure mais limitent généralement la bande de fréquences à celle du réseau d'adaptation. Un réseau d'adaptation



sélectif variable manuellement ou électroniquement permet de s'affranchir de ces limitations fréquentielles [WAN 09].

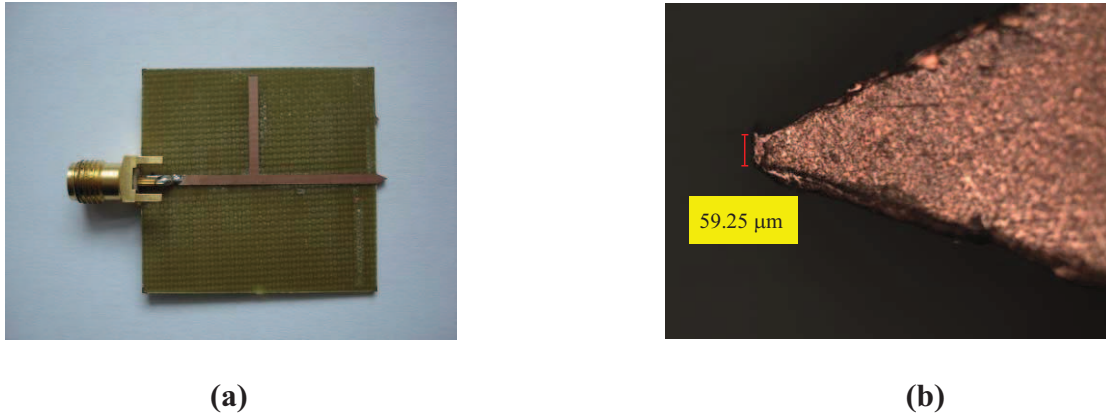
Rappelons que le microscope développé dans notre étude a pour originalité d'exploiter le module et la phase du coefficient de réflexion à fréquence fixe. Ainsi, l'adaptation mono-fréquentielle peut s'avérer comme particulièrement intéressante pour des applications faible coût et temps réel. Pour répondre aux exigences de simplicité de fabrication, de robustesse et de faible coût, la structure de la sonde dénommée MEMP (Microstrip Evanescent Microwave Probe en anglais) est conçue seulement à l'aide d'une ligne microruban  $50 \Omega$  et d'une section effilée à son extrémité, associée à un réseau d'adaptation 'simple-stub'. Nous optons pour un substrat d'Epoxy FR4, utilisé pour la réalisation du système multi-port, pour la fabrication de la sonde. La MEMP est conçue dans l'environnement HFSS®Ansoft pour un fonctionnement autour de 2.5 GHz. Compte tenu de la nature non homogène du substrat utilisé, des variations sur la réponse fréquentielle sont prévisibles. Aussi, les étapes de conception, de réalisation et de rétro-simulation sont menées conjointement dans cette partie. Un procédé de fabrication PCB standard présentant une résolution technologique de  $50 \mu\text{m}$  est utilisé.

La sonde réalisée est représentée en figure II-13. Elle est effilée à une largeur d'environ  $60 \mu\text{m}$ . Afin de relier la sonde aux autres éléments du système, elle est montée sur un connecteur SMA.



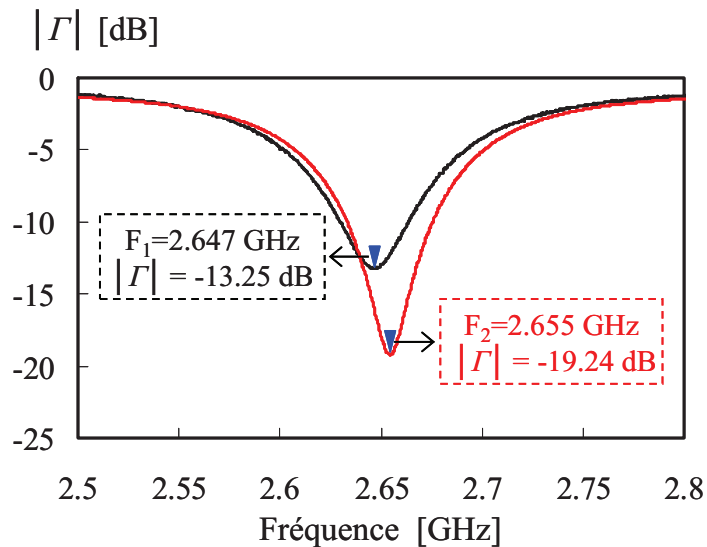
**Figure II-13: (a) Photographie de la MEMP. (b) Dimensions de la MEMP.**

Pour augmenter davantage la résolution spatiale, une deuxième sonde est envisagée. Cette dernière consiste à détourner le substrat autour de la section effilée comme le montre la figure II-14. Une photographie au microscope optique permet de mesurer avec une précision micrométrique la largeur de cette section estimée à  $59 \mu\text{m}$  (figure II-14 (b)).



**Figure II-14: (a) Photographie de la MEMP optimisée  
(b) Zoom optique de la section effilée de la MEMP.**

Dans un premier temps, nous caractérisons les deux sondes à température ambiante à l'aide d'un analyseur de réseau de type HP 8720C. La puissance de signal RF injectée est fixée à 0 dBm, et la fréquence intermédiaire (IF) de l'analyseur de réseaux est fixée à 100 Hz afin de rendre la mesure stable. La figure II-15 montre la comparaison entre les modules des coefficients de réflexion mesurés dans les plans des connecteurs SMA.

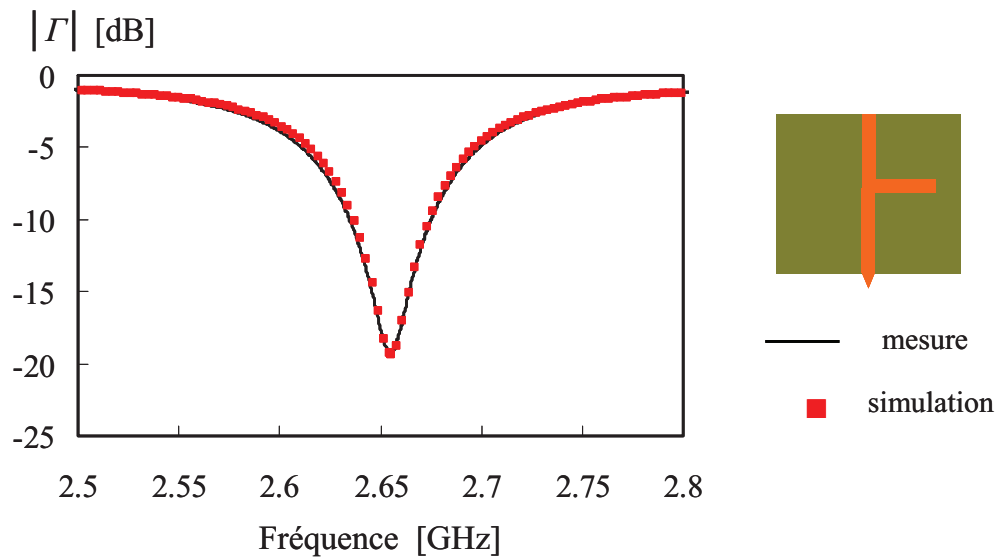


**Figure II-15: Comparaison des adaptations des sondes en fonction de la fréquence  
( — MEMP simple, — MEMP optimisée)**

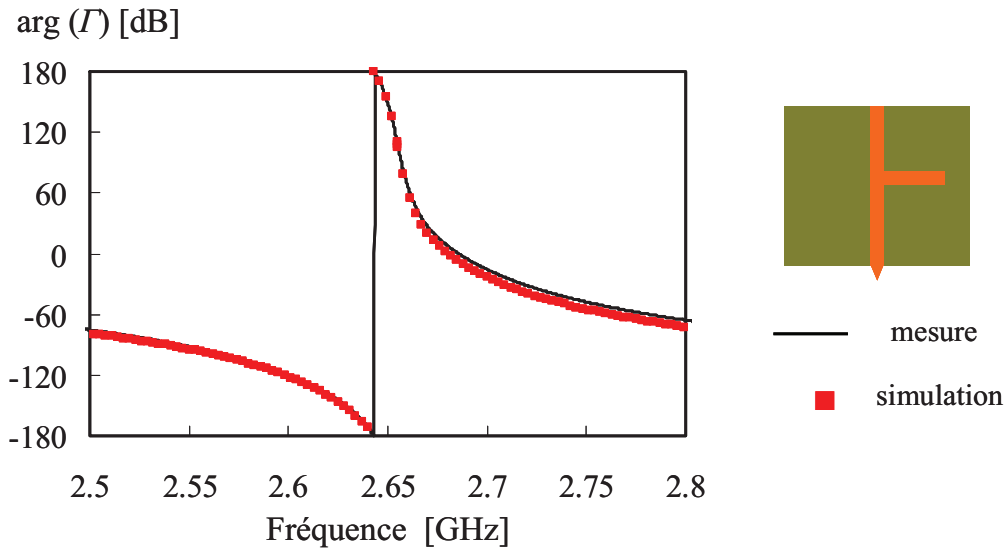
Les résultats obtenus montrent que la MEMP 'simple' est adaptée dans l'air à la fréquence de 2.647 GHz avec une adaptation égale à -13.3 dB tandis que la MEMP optimisée est adaptée à 2.655 GHz avec une adaptation de -19.2 dB. Nous déterminons également les coefficients de qualité Q pour ces deux sondes qui sont de 83 pour la première et 180 pour la

seconde. Ces résultats indiquent que la sonde optimisée présente de meilleures caractéristiques électriques susceptibles de se traduire par une meilleure résolution spatiale pour des applications en microscopie.

Des simulations électromagnétiques sont alors envisagées pour déterminer les résolutions latérales des deux sondes. Cette étape de simulation nécessite préalablement une procédure de rétro-simulation consistant à reconsidérer les paramètres physiques du substrat et à prendre en compte les effets des connecteurs SMA de telle manière que les résultats de simulation et de mesure soient cohérents. Nous donnons ci-dessous les résultats obtenus pour la sonde optimisée.



(a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .



(b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

Figure II-16: Comparaison des coefficients de réflexion  $\Gamma$  simulés et mesurés de la MEMP optimisée.

Nous notons une bonne concordance entre les relevés simulés et mesurés sur la bande de fréquences 2.5 – 2.8 GHz.

Dans la suite, nous déterminons le champ électrique déposé dans le plan situé à une distance  $h = 60 \mu\text{m}$  des deux sondes (figure II-17).

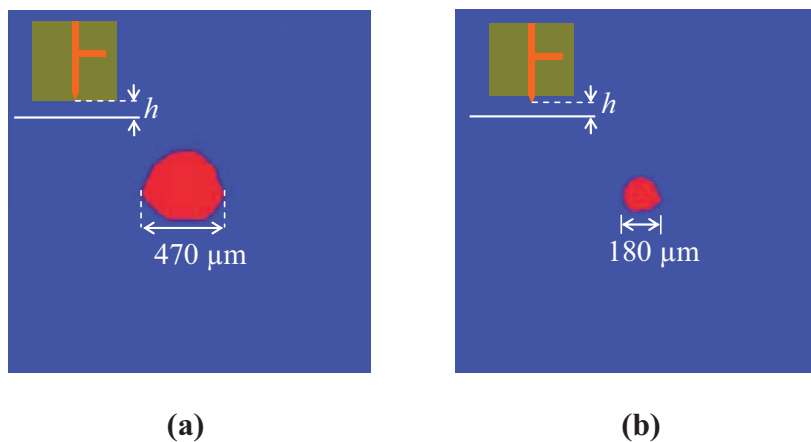


Figure II-17: Simulation HFSS du module du champ électrique -  $F_r = 2.655 \text{ GHz}$ . (■  $|\mathbf{E}| > 2 \cdot 10^4 \text{ V/m}$ ). (a) MEMP simple. (b) MEMP optimisée.

Ces simulations montrent clairement que la surface ‘illuminée’ par la première sonde est environ deux fois et demie plus importante que la surface vue par la seconde sonde. Ainsi, une résolution latérale d’environ  $\lambda/2000$  peut être obtenue pour la seconde MEMP.

Nous nous intéressons dans le paragraphe suivant à la conception de sondes pour des applications en gamme de fréquences millimétriques.

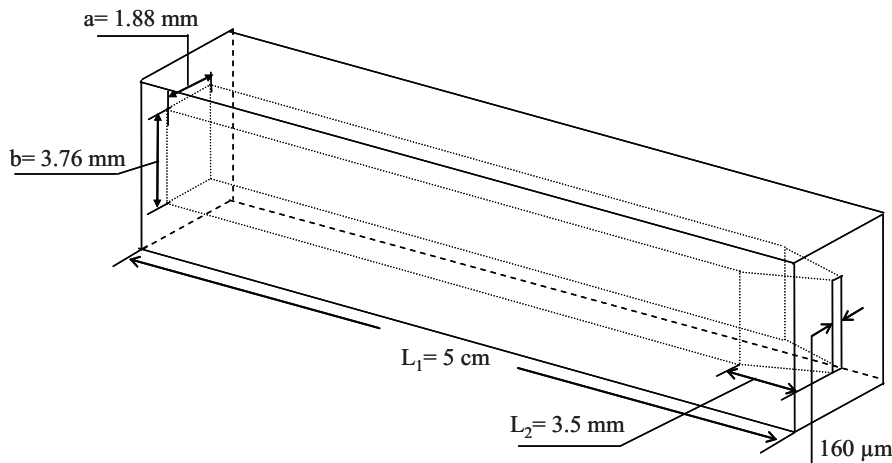
#### **II.2.4.3 Sondes en gamme de fréquences millimétriques**

Dans ce paragraphe, nous présentons la conception des sondes de mesure qui seront montées sur le microscope opérant en gamme de fréquences millimétriques, autour de 60 GHz. La résolution spatiale des méthodes de microscopie hyperfréquence dépend en premier lieu de la taille de la sonde et non de la longueur d’onde d’utilisation [RIC 06]. On pourrait donc s’interroger sur la pertinence de travailler en gamme de fréquences millimétriques plutôt que d’opérer seulement en gamme de fréquences micro-onde. La réponse réside dans les applications envisagées. En effet, s’agissant d’applications liées à la topographie locale de matériaux ou de structures, l’utilisation d’un microscope micro-onde s’avère suffisante. Cependant, la montée en fréquences des composants et systèmes électroniques s’accompagne naturellement d’une diminution des tailles. Aussi, la caractérisation locale des propriétés électromagnétiques telles que la conductivité ou la permittivité complexe ( $\epsilon'$  et  $\epsilon''$ ) s’avère nécessaire tant pour la compréhension que l’analyse ou la prédiction du comportement des composants à l’échelle locale en gamme de fréquences millimétriques. Aussi, l’approche basée sur l’utilisation des ondes évanescentes apparaît comme une solution prometteuse pour compléter la famille des techniques de caractérisation classiques [KLE 06].

Le premier type de sondes considéré dans cette étude concerne les sondes résonantes. Afin d’augmenter la sensibilité de ces sondes, nous proposons, au même titre que pour les sondes micro-ondes, d’utiliser un réseau d’adaptation d’impédance. Afin d’envisager une gamme d’applications la plus large possible, la ligne micro-ruban sera couplée à un réseau d’adaptation d’impédance variable mécaniquement. Du point de vue technologique, les sondes sont réalisées simplement à partir de lignes de transmission dont les extrémités sont effilées à des dimensions micrométriques. Les étapes de réalisation et de caractérisation électrique seront décrites au paragraphe § II.4.3.

Dans ce paragraphe, nous nous focalisons sur un nouveau type de sondes utilisant un guide d'onde métallique. En effet, compte tenu de la fréquence ce travail relativement élevée, autour de 60 GHz, la réalisation de sondes de mesure constituées d'un guide d'onde présentant une fente à son extrémité s'avère tout à fait envisageable. Ce type de sonde, proposé par Kawata en 1995, présente deux avantages majeurs [KAW 95]. En premier lieu, ce guide opère en mode  $TE_{10}$  et il permet donc d'envisager des modélisations électromagnétiques à l'échelle locale beaucoup plus simple que celles liées aux méthodes de perturbation. Le deuxième avantage réside dans sa grande efficacité de transmission qui permet de s'affranchir des réseaux d'adaptation. Incidemment les limitations en terme de bandes fréquentielles d'utilisation sont levées.

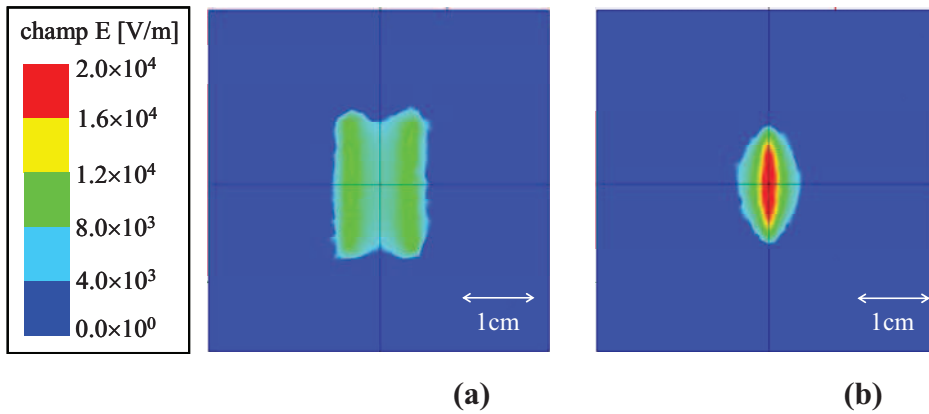
La résolution spatiale du microscope dépend de la taille de la fente. Aussi, la sonde proposée inclut une ouverture à son extrémité dont la plus petite dimension est beaucoup plus petite que la longueur d'onde d'utilisation  $\lambda$  (5 mm à 60 GHz).



**Figure II-18: Dimensions de la sonde en guide d'onde.**

La largeur de l'ouverture est fixée à la dimension standard WR-15 ( $3.76 \times 1.88 \text{ mm}^2$ ) et la hauteur de l'ouverture est réduite à  $160 \mu\text{m}$  ( $\sim \lambda/30$ ).

Afin d'étudier la résolution spatiale de la sonde proposée, nous effectuons une simulation électromagnétique consistant à déterminer le champ électrique déposé dans le plan lorsque le guide est situé à une distance  $h = 160 \mu\text{m}$  (correspondant à l'ouverture de la sonde guide d'onde). Nous donnons également en figure II-19 les résultats de simulation du champ électrique par un guide d'onde rectangulaire WR-15 classique (ouverture =  $3.76 \times 1.88 \text{ mm}^2$ ).



**Figure II-19: Simulation HFSS du module du champ électrique-  $F = 60$  GHz.**  
**(a) Guide d'onde rectangulaire WR-15 (ouverture :  $3.76 \times 1.88$  mm<sup>2</sup>).**  
**(b) Sonde proposée (ouverture :  $3.76$  mm  $\times$   $160$   $\mu$ m).**

Ces graphes montrent clairement que la réduction de la hauteur du guide engendre une concentration du champ électrique au niveau de l'ouverture et donc d'une meilleure résolution latérale.

Dans la suite de ce mémoire, nous envisageons la réalisation des microscopes SNMM en gammes micro-onde et millimétrique en utilisant les systèmes multi-port associés à une sonde.

#### II.2.4.4 Conclusion

Après avoir décrit les étapes de conception des dispositifs et sondes de mesure, les réalisations des différents éléments sont entreprises dans les bandes de fréquences 1-10 GHz et 59-61 GHz. Les étapes de réalisation et de caractérisation électrique sont données dans les paragraphes suivants.

#### II.2.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté le principe de fonctionnement d'un microscope conçu dans notre groupe. Contrairement aux microscopes SNMM existants qui normalement nécessitent un analyseur de réseaux automatique large bande coûteux, le système retenu emploie un dispositif multi-port mesurant les coefficients de réflexion à une fréquence fixe associé une sonde non résonante ou résonante. Cette conception s'affranchit des contraintes

inhérentes aux applications industrielles que sont les impératifs de coût, de vitesse d'opération, de facilité d'utilisation ou de possibilité d'intégration.

Dans la suite de ce mémoire, nous envisageons la réalisation des microscope SNMM en gammes micro-onde et millimétrique en utilisant les système multi-port associé à une sonde.



## **II.3 REALISATION D'UN MICROSCOPE MULTI-PORT EN GAMME MICRO-ONDE**

### **II.3.1 Introduction**

Ce paragraphe est destiné à la présentation des éléments génériques qui constituent le microscope opérant en gamme de fréquences micro-ondes. Le microscope proposé se compose ainsi d'un système de mesure de coefficients de réflexion associé à une sonde de mesure résonante. Plusieurs choix de dispositifs multi-port réalisés préalablement à l'IEMN peuvent être envisagés. En effet, les travaux antérieurs du groupe MITEC se sont concrétisés par des réalisations de réflectomètres six-port opérant à fréquence fixe (2.45, 10 et 35 GHz). Récemment, un dispositif de mesure ultra-large bande dénommé réflectomètre quatre-port (FPR pour Four Port Reflectometer en anglais) a été proposé pour un fonctionnement sur une décade de fréquences (1-10 GHz). Basé sur ce premier dispositif, un analyseur de réseaux quatre-port dénommé D-FPR (pour Dual Four-Port Reflectometer en anglais) dédié à la mesure directe et simultanée de coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle sous test a également été introduit. Les résultats préliminaires en terme de mesure de paramètres S des dispositifs quatre-port ont montré des résultats très satisfaisants. Dans ce travail, nous reprenons d'abord le réflectomètre quatre-port et présentons une étude complète incluant les caractérisations électriques des systèmes ainsi que les performances en terme de mesure de paramètres S. Egalement, une étude complète sur l'analyseur de réseaux quatre-port est proposée afin d'entrevoir des applications de microscopie en réflexion/transmission. Pour atteindre la précision de mesure des analyseurs de réseaux conventionnels, nous associons une technique de calibrage basée sur une analyse de Fourier.

Les systèmes de mesure de paramètres S sont associés à des sondes dont l'apex est de dimension sub-longueur d'onde pour constituer un microscope hyperfréquence. Dans la seconde partie du paragraphe sont présentées les sondes de mesure. Comme nous l'avons mentionnée précédemment, nous optons pour une technologie micro-ruban pour répondre aux contraintes de faible coût et de facilité de réalisation.

### **II.3.2 Réflectomètre quatre-port et analyseur de réseaux quatre-port**

Ce paragraphe présente les deux dispositifs quatre-port, FPR et DFPR. Rappelons que la réalisation de prototypes quatre-port a été proposée dans des travaux antérieurs [HAD 08\_b].

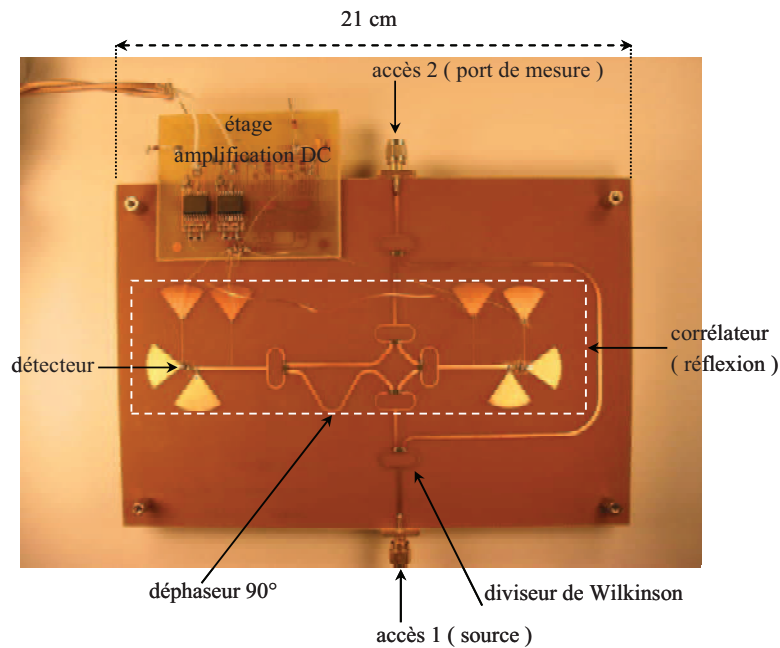
Nous présentons ici une étude complète incluant les caractérisations électriques, le calibrage et la comparaison en terme de précision de mesure sur des charges étalon avec l'analyseur de réseaux automatique HP 8720C.

Les circuits, réalisés en technologie micro-ruban, sont gravés sur un substrat Epoxy FR4 servant à l'implantation de l'ensemble des composants du système. Les caractéristiques du substrat sont résumées dans le tableau suivant :

F = 2.45 GHz	FR4 0.8
permittivité relative	4.8
facteur de pertes	0.03
hauteur du diélectrique	800 $\mu\text{m}$
épaisseur de métallisation	35 $\mu\text{m}$

**Tableau II-1 : Caractéristiques du substrat utilisé à 2.45 GHz.**

Les détecteurs sont basés sur l'utilisation de la diode Schottky zero-bias HSMS-2850 [AGI 82, AGI 99, AGI 07]. Compte tenu de la technologie micro-ruban retenue, le système a été optimisé dans la bande de fréquences 1-4 GHz. Nous verrons que la procédure de calibrage permet d'étendre de manière logicielle (procédure de calibrage) cette bande jusque 10 GHz. Le circuit, réalisé en technologie micro-ruban, qui permet de mesurer les coefficients de réflexion  $\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi_{11}} = I + jQ$ , est donné en figure II-20.



**Figure II-20 : Photographie du FPR fonctionnant dans la bande 1 - 10 GHz.**

Pour les tests en laboratoire, le système complet inclut également un synthétiseur de fréquences micro-ondes, un étage d'amplification DC en sortie des détecteurs et une carte de conversion A/N PCI 12 bits reliée à un PC où sont implémentés les codes de calibrage et d'inversion en C++.

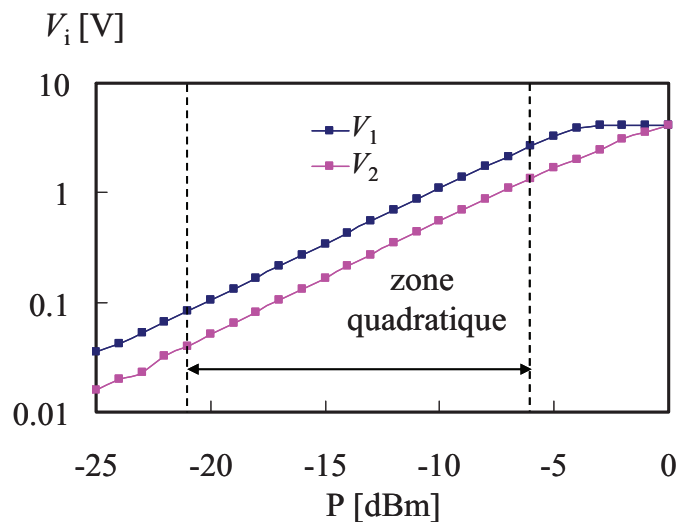
Dans un premier temps, nous caractérisons le circuit en mesurant sa matrice de répartition [S] (en module) à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8720C dans les deux plans de référence des connecteurs SMA (accès 1 = port source hyperfréquence et accès 2 = port de mesure). Les résultats sont présentés ci-après.

FPR	Min (dB)	Max (dB)
$ S_{11} $	-28	-7.5
$ S_{22} $	-35	-8.5
$ S_{21} $	-11.6	-3.5

**Tableau II-2: Principales caractéristiques du FPR fonctionnant dans la bande 1–10GHz.**

Le dispositif initialement optimisé entre 1-4 GHz montre des adaptations toujours inférieures à -7.5 dB dans la bande 1-10 GHz. Sur cette bande, la transmission entre le port de source et le port de mesure se situe entre -3.5 dB et -11.6 dB.

Le second test concerne la vérification du comportement électrique des détecteurs. Nous connectons une charge adaptée sur le port 2 afin que le comportement des détecteurs ne dépende que du signal de source. A titre d'illustration, nous présentons en figure II-21 les tensions détectées  $V_1$  et  $V_2$  à 2.45 GHz, après amplification.



**Figure II-21 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée - F = 2.45GHz.**

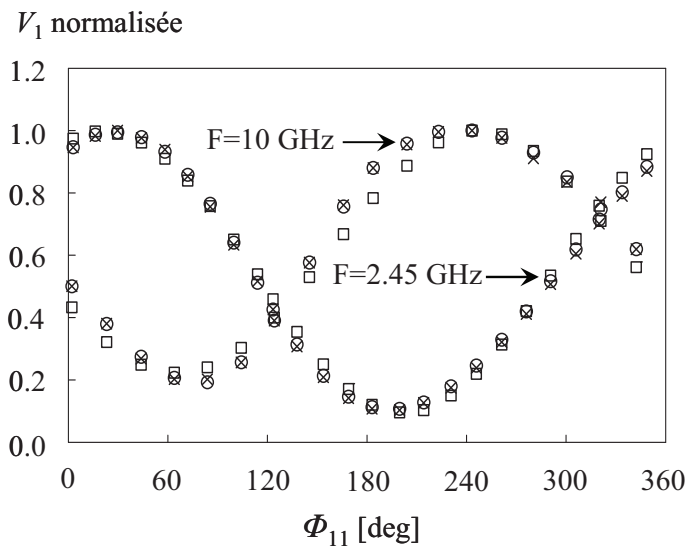
Nous notons que les tensions détectées  $V_1$  et  $V_2$  après amplification présentent une zone quadratique pour une puissance de source variant d'environ -21 dBm à -6 dBm à 2.45 GHz.

Avant toute mesure, le réflectomètre doit être préalablement calibré. Des techniques de calibrage pour les dispositifs six-port ont été largement décrites dans la littérature [DAN 06, WIE 99]. Toutes ces méthodes basées sur les relations entre les puissances mesurées par les détecteurs et le coefficient de réflexion du DST sont bien adaptées pour des systèmes intrinsèquement large bande. Pour le système considéré dans cette étude, la technologie micro-ruban utilisée pour la réalisation du circuit limite la bande passante à 1-4 GHz. Pour étendre la bande passante de manière logicielle, nous calibrons le dispositif à l'aide de la procédure basée sur une analyse de Fourier et exposée précédemment. Cette méthode explicite présente un compromis entre le nombre d'étalons de calibrage, les ressources de traitement de signal et la précision de mesure. Ainsi, les tensions de sortie des détecteurs sont exprimées dans le modèle (II.14) qui inclut les termes de Fourier du second ordre ( $b_{i4}$  et  $b_{i5}$ ) et du troisième ordre ( $b_{i6}$  et  $b_{i7}$ ) :

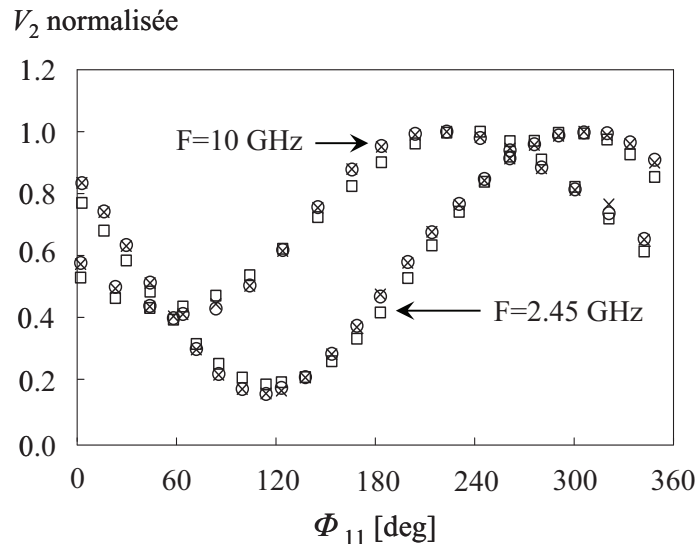
$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I + b_{i2}Q + b_{i3}I^2 + b_{i4}Q^2 + b_{i5}IQ + b_{i6}(I^3 - 3IQ^2) + b_{i7}(Q^3 - 3I^2Q) \quad \text{pour } i = 1, 2 \quad (\text{II.14})$$

Comme nous l'avons signalé, le système de mesure montre des caractéristiques électriques satisfaisantes pour un fonctionnement dans la bande de fréquences 1-4 GHz. Au delà, les phénomènes de désadaptations et de non-linéarités des détecteurs influent sur le fonctionnement nominal du circuit. Mathématiquement, ces effets se traduisent par des non-linéarités spatiales d'ordre 2 et 3. Aussi, la bande fréquentielle envisagée dans cette étude est 1-10 GHz. Au delà, en plus des phénomènes de désadaptation et de non-linéarités des détecteurs, s'ajoutent les pertes diélectriques dans le substrat qui ne permettent pas d'envisager un fonctionnement au-delà de cette limite fréquentielle. Les mesures sont effectuées à l'aide d'un court-circuit glissant large bande en structure coaxiale comme charge test. Ce dispositif est connecté sur le port 2 (figure II-20). Le court-circuit est déplacé en incréments égaux sur une longueur d'onde, correspondant à des déphasages d'environ  $5^\circ$  à la fréquence de 2.45 GHz. Les différentes charges tests ainsi obtenues (pour chacune des positions du court-circuit) sont caractérisées au préalable en module et phase à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel HP 8720C. Après avoir relevé les tensions détectées par le FPR pour chacune des positions, nous interpolons les données mesurées au modèle (II.14) afin d'obtenir les constantes  $b_{ij}$  ( $i = 1, 2$  et  $j = 1, \dots, 7$ ). Rappelons que les constantes  $b_{i0}$  ( $i = 1, 2$ ) correspondent aux tensions détectées  $V_{i0}$  ( $i$

= 1, 2) lorsque le port de mesure est fermé sur une charge adaptée. Les constantes  $b_{ij}$  ainsi obtenues nous permettent, en plus de la modélisation au troisième ordre, d'établir les modélisations au premier ordre (modèle au premier ordre = Eq. (II.14) avec  $b_{i5} = b_{i6} = b_{i7} = 0$ ) et au second ordre (modèle au second ordre = Eq. (II.14) avec  $b_{i6} = b_{i7} = 0$ ). Pour montrer l'efficacité de ces modèles, nous donnons en figure II-22 une comparaison entre les tensions détectées obtenues par les modèles au premier et au troisième ordre aux fréquences de test 2.45 GHz (dans la bande passante du FPR) et 10 GHz (limite supérieure de la bande de fréquentielle d'étude).



(a) Tension normalisée  $V_1$  en fonction du déphasage  $\Phi_{11}$ .



(b) Tension normalisée  $V_2$  en fonction du déphasage  $\Phi_{11}$ .

Figure II-22 : Mesures d'un court-circuit glissant ( $|\Gamma|=1$ ,  $\Phi_{11}=\arg(\Gamma)$ ).  
 ( $\times$  Mesure,  $\square$  Modèle 1<sup>er</sup> ordre,  $\circ$  Modèle 3<sup>ème</sup> ordre)

De manière qualitative, ces graphes traduisent des évolutions sinusoïdales ‘distordues’ pour les deux tensions  $V_1$  et  $V_2$ . Une approximation au premier ordre, à des fins de simplifications, se traduit par des erreurs importantes sur les deux grandeurs  $V_1$  et  $V_2$ . Une modélisation au troisième ordre permet de diminuer l’erreur moyenne. Nous notons également que les écarts entre les données modélisées et mesurées sont plus importants à 10 GHz.

Dans la suite, nous exploitons ces résultats pour dégager les grandeurs statistiques et quantitatives sur les tensions  $V_1$  et  $V_2$  pour les deux fréquences considérées :

- Pour chacun des modèles au premier, deuxième et troisième ordre, nous calculons l’erreur relative moyenne sur les tensions,
- nous déterminons également le coefficient de détermination  $r^2$  qui est un moyen statistique pour mesurer la qualité de l’ajustement du modèle (II.14) aux mesures de tensions. Ce dernier varie entre 0 et 1,
- nous déterminons les taux d’harmoniques d’ordre 2 et 3 d’après les équations données en ANNEXE A,
- nous calibrons le dispositif (à l’aide de 8 charges) et comparons avec les résultats de l’interpolation au troisième ordre.

Les résultats sont confinés dans les tableaux ci-dessous :

Fréquence [GHz]	1 <sup>er</sup> ordre		2 <sup>nd</sup> ordre		3 <sup>ème</sup> ordre		Taux d’harmoniques [%]		Calibrage	
	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	2 <sup>nd</sup> ordre	3 <sup>ème</sup> ordre	$r^2$	erreur [%]
2.45	0.991	6.95	0.999	1.0	0.999	1.0	8.08	0.69	0.999	1.04
10	0.977	8.25	0.998	1.53	0.999	0.91	16.1	3.79	0.999	0.915

**(a) Etude harmonique sur la tension  $V_1$ .**

Fréquence [GHz]	1 <sup>er</sup> ordre		2 <sup>nd</sup> ordre		3 <sup>ème</sup> ordre		Taux d’harmoniques [%]		Calibrage	
	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	2 <sup>nd</sup> ordre	3 <sup>ème</sup> ordre	$r^2$	erreur [%]
2.45	0.990	6.45	0.999	0.71	0.999	0.62	10.2	0.61	0.999	0.62
10	0.980	4.12	0.999	0.81	0.999	0.62	17.1	2.48	0.999	0.62

**(b) Etude harmonique sur la tension  $V_2$ .**

**Tableau II-3 : Etude harmonique sur les tensions détectées  $V_1$  et  $V_2$ .**

Ces tableaux indiquent clairement l'existence d'harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques d'ordre 2 et 3 sont imputés à deux phénomènes principaux. Le premier concerne les désadaptations d'impédances dans les systèmes multi-port qui sont en général compensées par un calibrage vectoriel. Le deuxième concerne le caractère non-rigoureusement quadratique des détecteurs qui introduit également des non-linéarités spatiales. Nous voyons que les modélisations à des ordres supérieurs permettent de réduire de manière importante les erreurs par rapport à un modèle au premier ordre pour les deux fréquences de test 2.45 GHz et 10 GHz. Le calibrage à l'aide de 8 charges étalons permet de déterminer les coefficients de calibrage avec des valeurs très proches de celles issues de l'interpolation, validant de ce fait la procédure. Le coefficient de détermination avoisine 1 pour les deux tensions et aux deux fréquences lorsqu'une modélisation au troisième ordre est envisagée.

La procédure de calibrage basée sur le troisième ordre requière des étalons de calibrage localisés au centre et sur le pourtour de l'abaque de Smith ( $|Γ| = 0$  pour la charge adaptée et  $|Γ| = 1$  pour le court-circuit). La prochaine étape de cette étude concerne donc la validation de la procédure de calibrage pour des coefficients de réflexion répartis sur l'ensemble de l'abaque de Smith. La fréquence de test sélectionnée dans cette étude est 5 GHz (milieu de bande fréquentielle considérée). Après avoir calibré le FPR, une charge test constituée d'un atténuateur variable (pas = 1 dB) connecté à un court-circuit est utilisée pour obtenir différentes valeurs du coefficient de réflexion  $Γ$ . Pour apprécier l'efficacité de la technique de calibrage sur une large gamme de modules du coefficient de réflexion, nous donnons une comparaison entre les données mesurées et celles obtenues par la modélisation au troisième ordre (Tableau II-4).

$ Γ $	Mesure normalisée		Modélisation 3 <sup>ème</sup> ordre	
	$V_1$	$V_2$	$V_1$	$V_2$
0.91	0.284	0.210	0.287	0.212
0.61	0.170	0.512	0.166	0.502
0.51	0.201	0.412	0.199	0.409
0.38	0.271	0.344	0.283	0.347
0.32	0.263	0.397	0.264	0.394
0.22	0.320	0.390	0.323	0.391
0.17	0.352	0.404	0.352	0.404

**Tableau II-4 : Mesure d'un atténuateur variable – F=5 GHz,  
Tensions normalisées  $V_1$  et  $V_2$  en fonction du module  $|Γ|$ .**

Ces résultats indiquent que les données retrouvées sont en bon accord avec les données mesurées pour tous les modules  $|\Gamma|$  considérés.

Une fois le modèle établi et testé, nous procédons, à la mesure de coefficients de réflexion, et comparons les résultats obtenus à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8720C en vue de sa validation. La principale difficulté réside dans la nature transcendante du modèle considéré qui requière la mise en œuvre d'un algorithme de résolution numérique 'Newton-Raphson' en deux dimensions ( $I$  et  $Q$ ) [ANG 72]. Les premières performances sont évaluées à la fréquence test 5 GHz. A partir des tensions données en tableau II-4 et la procédure d'inversion, nous obtenons les coefficients de réflexion mesurés par le FPR. La comparaison des coefficients de réflexion ainsi obtenus à ceux mesurés par l'analyseur de réseaux HP 8720C est donnée en tableau II-5.

Valeur mesurée de $\Gamma$	
HP 8720C	FPR
0.91 $\angle$ 344.0°	0.95 $\angle$ 344.7°
0.61 $\angle$ 31.4°	0.59 $\angle$ 34.4°
0.51 $\angle$ 13.9°	0.50 $\angle$ 14.7°
0.38 $\angle$ 347.2°	0.41 $\angle$ 349.9°
0.32 $\angle$ 1.2°	0.32 $\angle$ 2.3°
0.22 $\angle$ 336.8°	0.22 $\angle$ 338.0°
0.17 $\angle$ 319.6°	0.18 $\angle$ 319.5°

**Tableau II-5 : Mesure d'un atténuateur variable – F=5 GHz,  
Comparaison des coefficients de réflexion mesurés par le FPR et l'analyseur  
de réseaux HP 8720C.**

Ces résultats sur la détermination des coefficients de réflexion sont sensiblement égaux à ceux issus de l'analyseur de réseaux conventionnel.

Pour évaluer les performances du FPR pour des coefficients de réflexion répartis sur l'abaque de Smith, nous donnons également en tableau II-6 une comparaison entre les mesures effectuées pour les fréquences basse, 1 GHz, et haute, 10 GHz, de la bande de fréquences considérée.

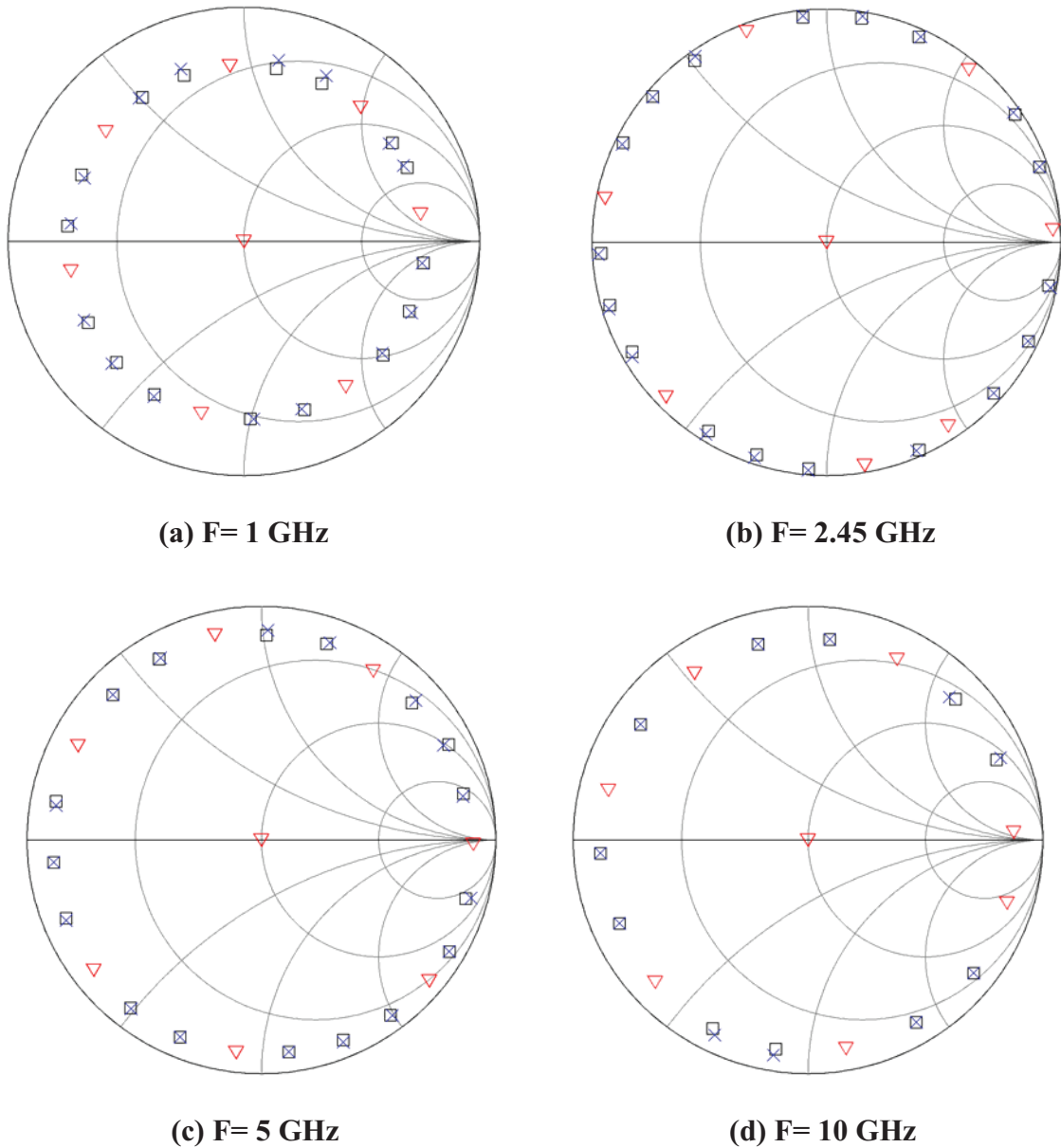


$\Gamma$ mesuré à 1 GHz		$\Gamma$ mesuré à 10 GHz	
FPR	HP 8720C	FPR	HP 8720C
0.05 $\angle$ 267.4°	0.07 $\angle$ 244.7°	0.14 $\angle$ 107.3°	0.14 $\angle$ 105.0°
0.16 $\angle$ 86.6°	0.15 $\angle$ 87.2°	0.21 $\angle$ 22.7°	0.22 $\angle$ 24.5°
0.22 $\angle$ 202.9°	0.21 $\angle$ 205.3°	0.31 $\angle$ 140.6°	0.32 $\angle$ 146.6°
0.36 $\angle$ 97.6°	0.36 $\angle$ 97.4°	0.34 $\angle$ 187.8°	0.37 $\angle$ 189.4°
0.46 $\angle$ 28.1°	0.45 $\angle$ 30.0°	0.69 $\angle$ 272.4°	0.70 $\angle$ 272.0°
0.61 $\angle$ 335.2°	0.57 $\angle$ 334°	0.71 $\angle$ 33.1°	0.71 $\angle$ 33.5°
0.71 $\angle$ 278.9°	0.71 $\angle$ 277.4°	0.73 $\angle$ 332.9°	0.73 $\angle$ 332.0°

**Tableau II-6 : Comparaison des coefficients de réflexion à 1 et 10 GHz mesurés par le FPR et l'analyseur de réseaux HP 8720C.**

Ce tableau montre un excellent accord entre les données mesurées par le FPR et l'analyseur de réseaux HP 8720C pour les deux fréquences considérées. Des résultats équivalents ont été obtenus sur l'ensemble de la plage de fréquences [1-10 GHz].

Un des cas de mesure le plus critique et inhérent à la technique multi-port concerne la mesure de 'forts' coefficients de réflexion. Cette difficulté est imputée au fait que les coefficients de réflexion au bord de l'abaque de Smith nécessitent une large dynamique des détecteurs. Pour cette raison, une technique de linéarisation des détecteurs est nécessaire pour corriger leur caractère non quadratique. Une des spécificités du modèle de calibrage proposé (II.14) est qu'il permet de prendre en compte ces déviations au travers des termes de second et troisième ordre. Nous proposons donc de mesurer à l'aide du FPR des coefficients de réflexion présentant un module supérieur à 0.5. Les tests consistent à relever les coefficients de réflexion en module et en phase d'un court-circuit glissant à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8720C et du FPR. Ces mesures sont effectuées en considérant un pas fréquentiel de 500 MHz dans la bande 1-10 GHz. Pour illustration, nous reportons quatre exemples à 1, 2.45, 5 et 10 GHz sur les abaques de Smith donnés en figure II-23.



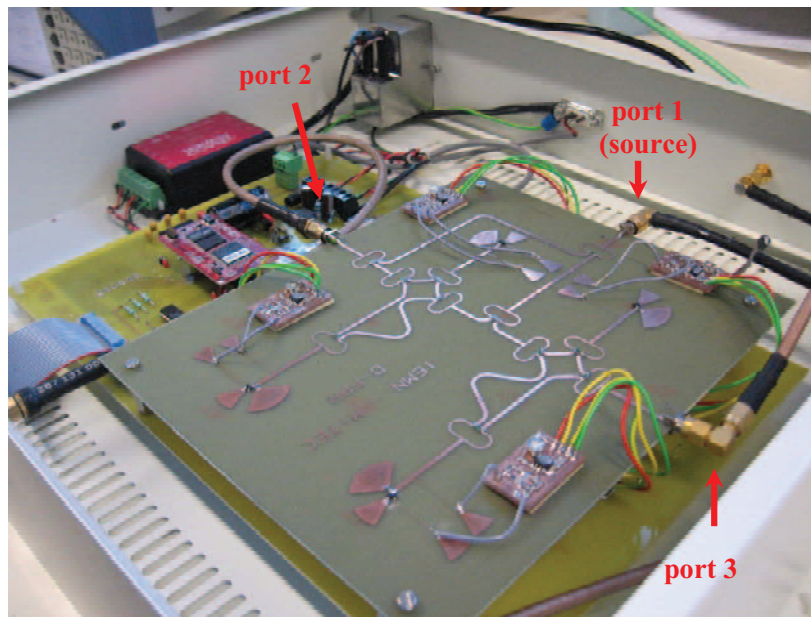
**Figure II-23 : Comparaison des coefficients de réflexion d'un court-circuit glissant.  
 (□ ANA      × FPR      ▽ charges de calibration)**

L'examen de ces abaques de Smith montre que les erreurs sont faibles et confirme la performance de la procédure de calibration pour l'ensemble des fréquences considérées.

L'ensemble des résultats obtenus en terme de mesure de coefficients de réflexion est en accord avec ceux obtenus à l'aide de l'analyseur de réseaux conventionnel qui constitue l'instrument de mesure de référence. Afin d'entrevoir des applications de microscopie hyperfréquence en réflexion et transmission simultanée, nous proposons également une étude complète sur l'analyseur de réseaux quatre-port pour la détermination simultanée des

paramètres de réflexion ( $S_{11} = |S_{11}|e^{j\phi_{11}} = I_1 + jQ_1$ ) et de transmission ( $S_{21} = |S_{21}|e^{j\phi_{21}} = I_2 + jQ_2$ ) d'un quadripôle sous test dans la bande de fréquences 1-10 GHz.

L'architecture de l'analyseur quatre-port a été présentée précédemment. Le système est réalisé sur un substrat d'Epoxy FR4. La partie micro-onde implémentée en technologie micro-ruban a été optimisée dans l'environnement ADS Agilent® pour obtenir de bonnes caractéristiques électriques dans la bande de fréquences 1-4 GHz. La photographie du dispositif est donnée en figure II-24.



**Figure II-24 : Photographie de l'analyseur de réseaux quatre-port en technologie hybride.**

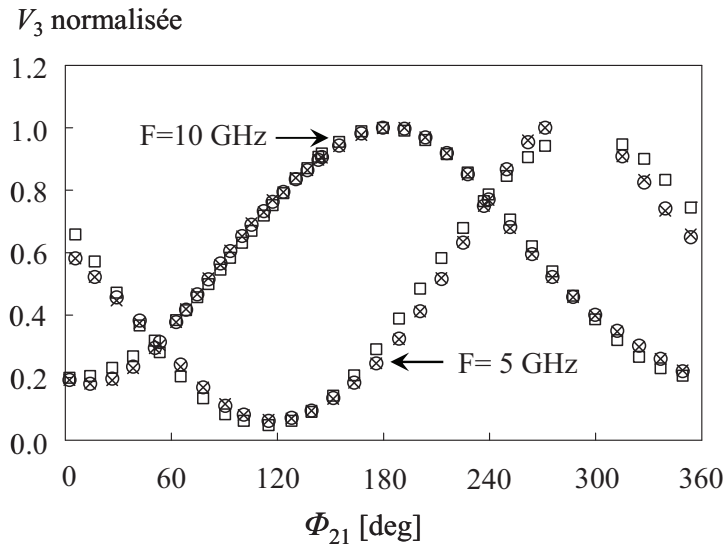
Un synthétiseur de fréquences externe alimente le dispositif de mesure sur le port 1. Un microcontrôleur Rabbit 8 bits est utilisé pour l'implémentation des algorithmes de calibrage et d'inversion.

Dans la suite de cette étude, nous nous focalisons sur les performances du système en terme de mesure de paramètres S. La mesure de coefficients de réflexion par l'analyseur de réseaux quatre-port conduit à des résultats très similaires à ceux issus du FPR. Par conséquent, nous traitons dans la suite de ce travail uniquement le cas de la mesure de coefficients de transmission dans la bande de fréquences 1-10 GHz.

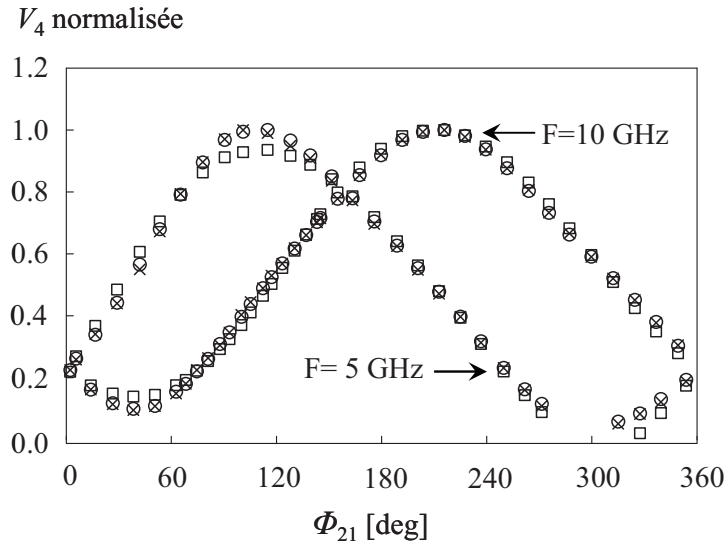
Ainsi, les tensions de sortie  $V_3$  et  $V_4$  des détecteurs du corrélateur en transmission sont exprimées dans le modèle (II.15) qui inclut les termes de Fourier du second ordre ( $b_{i4}$  et  $b_{i5}$ ) et du troisième ordre ( $b_{i6}$  et  $b_{i7}$ ) :

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 + b_{i6}(I_2^3 - 3I_2Q_2^2) + b_{i7}(Q_2^3 - 3I_2^2Q_2) \quad \text{pour } i = 3, 4 \quad (\text{II.15})$$

Nous proposons également une étude du modèle proposé dans la bande de fréquence 1-10 GHz. Les mesures sont effectuées (pas = 500 MHz) à l'aide d'un déphaseur variable large bande en structure coaxiale comme charge test. Ce dispositif est connecté entre les ports 2 et 3 (figure II.24). Les différentes charges tests ainsi obtenues (pour chacune des positions du déphaseur) sont caractérisées au préalable en module et phase à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel HP 8720C. Après avoir relevé les tensions détectées par le D-FPR pour chacune des positions, nous interpolons les données mesurées au modèle (II.15) afin d'obtenir les constantes  $b_{ij}$  ( $i = 3, 4$  et  $j = 1, \dots, 7$ ). Nous établissons également les modélisations aux premier et deuxième ordre. La figure II-25 donne une comparaison entre les tensions détectées obtenues par les modèles au premier et au troisième ordre aux fréquences de test 5 GHz (milieu de la bande fréquentielle d'étude) et 10 GHz (limite supérieure de la bande de fréquentielle d'étude).



(a) Tension normalisée  $V_3$  en fonction du déphasage  $\Phi_{21}$ .



(b) Tension normalisée  $V_4$  en fonction du déphasage  $\Phi_{21}$ .

Figure II-25 : Mesures d'un déphaseur variable ( $|S_{21}|=1$ ,  $\Phi_{21}=\arg(S_{21})$ ).  
 (× Mesure □ Modèle 1<sup>er</sup> ordre ○ Modèle 3<sup>ème</sup> ordre)

Ces graphes traduisent, au même titre que pour le FPR, des évolutions sinusoïdales ‘distordues’ pour les deux tensions  $V_3$  et  $V_4$ . La modélisation au troisième ordre permet de réduire les erreurs pour les deux tensions considérées et pour les deux fréquences de test. Dans la suite, nous exploitons ces résultats pour dégager les grandeurs statistiques et quantitatives sur les tensions  $V_3$  et  $V_4$  pour les deux fréquences considérées. Les résultats sont reportés dans les tableaux ci-dessous.

Fréquence [GHz]	1 <sup>er</sup> ordre		2 <sup>nd</sup> ordre		3 <sup>ème</sup> ordre		Taux d'harmoniques [%]		Calibrage	
	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	2 <sup>nd</sup> ordre	3 <sup>ème</sup> ordre	$r^2$	erreur [%]
5	0.98	11.0	0.995	7.6	0.999	1.2	12.8	7.1	0.999	1.37
10	0.994	4.18	0.996	3.38	0.999	0.43	5	6	0.999	0.5

(a) Etude harmonique sur la tension  $V_3$ .

Fréquence [GHz]	1 <sup>er</sup> ordre		2 <sup>nd</sup> ordre		3 <sup>ème</sup> ordre		Taux d'harmoniques [%]		Calibrage	
	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	$r^2$	erreur [%]	2 <sup>nd</sup> ordre	3 <sup>ème</sup> ordre	$r^2$	erreur [%]
5	0.984	12.9	0.996	4.7	0.999	1.2	10	4	0.999	1.2
10	0.994	6.42	0.996	4.91	0.999	0.7	5.1	6.4	0.999	0.88

**(b) Etude harmonique sur la tension  $V_4$ .**

**Tableau II-7 : Etude harmonique sur les tensions détectées  $V_3$  et  $V_4$ .**

Pour les deux fréquences de test, les taux d'harmoniques d'ordre 2 et 3 dépassent 4 % et se traduisent par des erreurs relatives sur la mesure supérieures à 3 %. Une modélisation au troisième ordre permet de ramener ces erreurs à des valeurs proche de 1 %.

Une fois le modèle établi, nous procédons, en vue de sa validation, à la mesure de coefficients de transmission, et comparons les résultats obtenus à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8720C. Ainsi pour évaluer les performances du D-FPR pour des coefficients de transmission répartis sur l'abaque de Smith, nous donnons en tableau II-8 une comparaison entre les mesures effectuées pour quatre fréquences couvrant la plage fréquentielle d'étude.

$S_{21}$ mesuré à 1 GHz		$S_{21}$ mesuré à 2.45 GHz	
FPR	HP 8720C	FPR	HP 8720C
0.10 $\angle$ 28.1°	0.10 $\angle$ 26.6°	0.09 $\angle$ 306.3°	0.09 $\angle$ 305.2°
0.32 $\angle$ 28.7°	0.33 $\angle$ 29.0°	0.30 $\angle$ 310.3°	0.30 $\angle$ 311.0°
0.52 $\angle$ 34.6°	0.52 $\angle$ 34.6°	0.48 $\angle$ 324.7°	0.48 $\angle$ 324.9°
0.73 $\angle$ 38.6°	0.73 $\angle$ 38.7°	0.67 $\angle$ 335.0°	0.67 $\angle$ 334.9°
0.81 $\angle$ 40.2°	0.81 $\angle$ 40.7°	0.85 $\angle$ 346.1°	0.84 $\angle$ 346.3°

**(a) F= 1 GHz et F = 2.45 GHz**

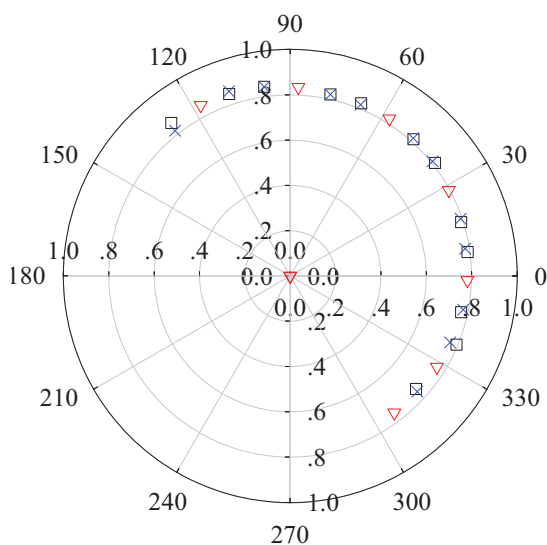
$S_{21}$ mesuré à 4 GHz		$S_{21}$ mesuré à 10 GHz	
FPR	HP 8720C	FPR	HP 8720C
0.09 $\angle$ 118.2°	0.09 $\angle$ 116.6°	0.07 $\angle$ 328.6°	0.08 $\angle$ 326.4°
0.28 $\angle$ 123.7°	0.28 $\angle$ 124.7°	0.23 $\angle$ 344.1°	0.23 $\angle$ 345.9°
0.46 $\angle$ 147.2°	0.47 $\angle$ 148.2°	0.38 $\angle$ 41.2°	0.38 $\angle$ 42.1°
0.63 $\angle$ 163.8°	0.63 $\angle$ 163.7°	0.53 $\angle$ 81.4°	0.52 $\angle$ 80.8°
0.80 $\angle$ 182.0°	0.79 $\angle$ 182.1°	0.67 $\angle$ 125.7°	0.66 $\angle$ 125.1°

(b) F= 4 GHz et F = 10 GHz

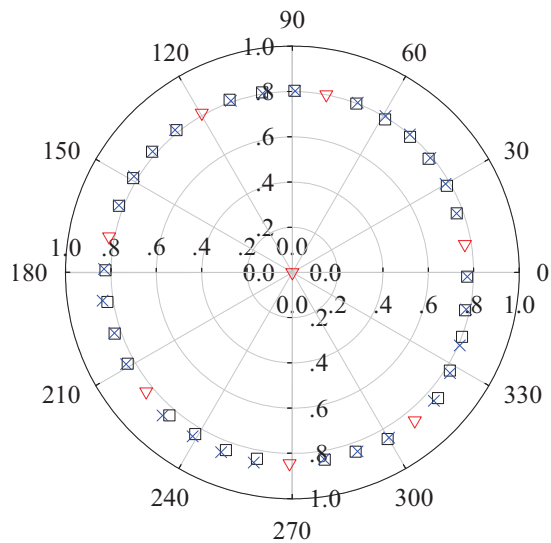
**Tableau II-8 : Comparaison des coefficients de transmission mesurés par le DFPR et l'analyseur de réseaux HP 8720C.**

Ces résultats montrent une bonne concordance entre les données issues de l'analyseur de réseaux vectoriel et celles issues de l'analyseur de réseaux quatre-ports sur l'ensemble de la bande des fréquences considérées.

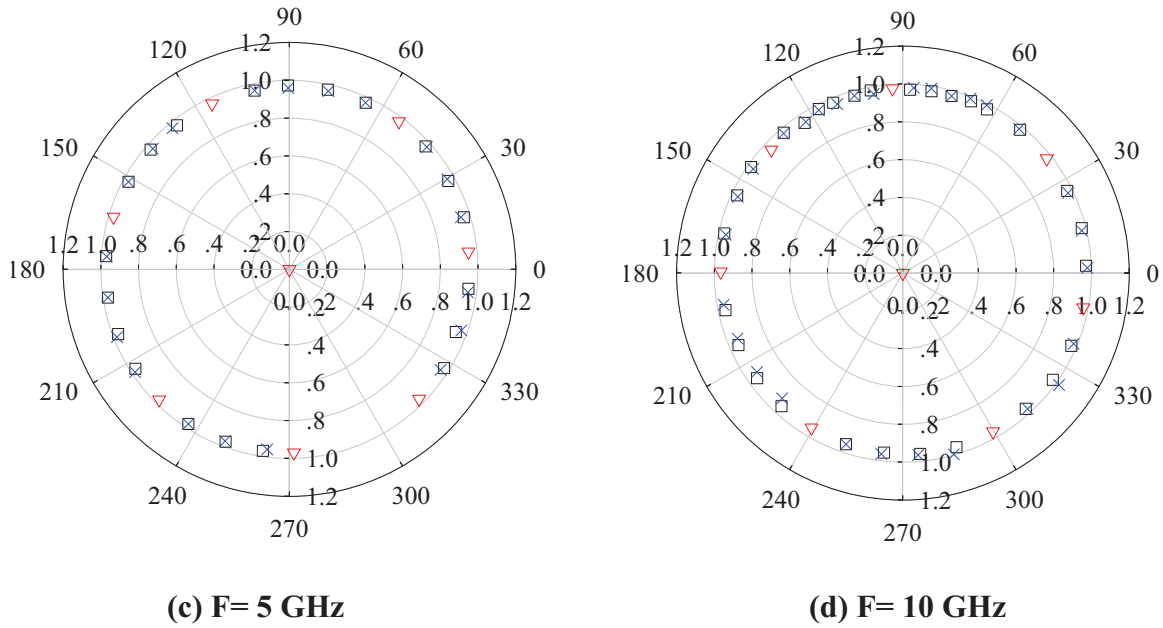
Comme nous l'avons signalé pour le FPR, le cas de mesure le plus difficile correspond à la mesure de 'forts' coefficients de transmission du fait que ce type de mesure requiert une large dynamique des détecteurs quadratiques. Nous proposons donc de mesurer à l'aide du D-FPR des coefficients de transmission présentant un module proche de l'unité. Les tests consistent à mesurer les coefficients de transmission d'un déphaseur en module et en phase à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8720C et du DFPR. Pour illustration, nous reportons quatre exemples à 1, 2.45, 5 et 10 GHz sur les diagrammes polaires donnés en figure II-26.



(a) F= 1 GHz



(b) F= 2.45 GHz



**Figure II-26 : Comparaison des coefficients de transmission.**  
 (□ ANA      × D-FPR      ▽ charges de calibrage)

A la fréquence de 1 GHz, le déphaseur ne permet pas d'effectuer un tour d'abaque, néanmoins, les données sont en bon accord. L'examen de l'ensemble de ces abaques de Smith confirme la performance de la procédure de calibrage pour l'ensemble des fréquences considérées.

Ces systèmes devraient donc participer à lever une des contraintes fortes qui s'opposent à l'application de telles techniques dans le contexte hors laboratoire, à savoir la disponibilité d'appareils de mesure de coût abordables. Dans la suite de ce manuscrit, nous présentons les sondes de mesures associées aux systèmes quatre-port. La réalisation des sondes est menée avec les mêmes exigences de simplicité de fabrication et de faible coût.

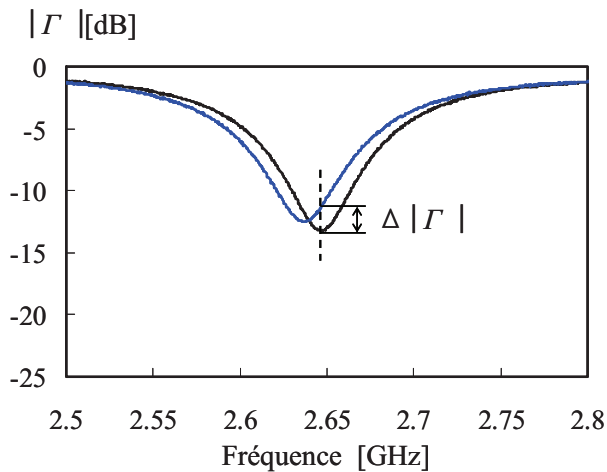
### II.3.3 Sondes micro-ruban

Les étapes de conception et de réalisation ont été décrites dans le paragraphe II.2.4.2. Ainsi, des sondes de type micro-ruban ont été proposées. Nous rappelons que ces sondes ont été effilées à une largeur d'environ 60  $\mu\text{m}$ . Du point de vue électrique, la deuxième sonde présente de meilleures performances en termes d'adaptation et de coefficient de qualité.

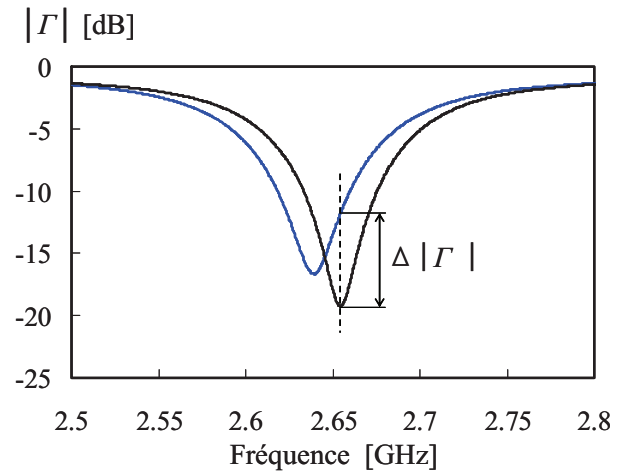
Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux effets de la présence d'un échantillon posé très près de la sonde. En effet, lorsqu'un objet est placé à la proximité de la sonde, la



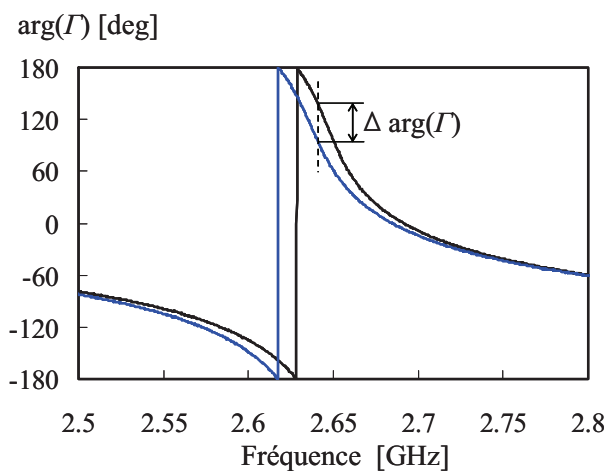
fréquence de résonance  $F_r$  et le coefficient de qualité sont affectés. Ces variations sont induites par les propriétés physiques du matériau sous test mais également par la distance de séparation entre la sonde et l'échantillon. Le premier test consiste à placer une plaque métallique ( $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ) au contact de la MEMP. La comparaison des coefficients de réflexion en module et phase pour les deux sondes considérées est donnée en figure II-27.



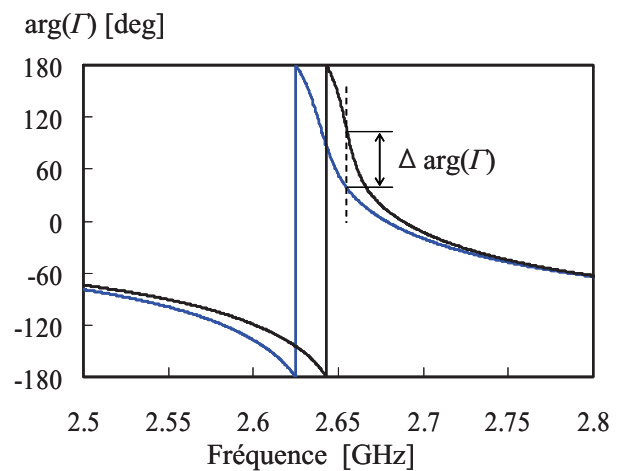
(a)  $|\Gamma|$  de la MEMP simple.



(b)  $|\Gamma|$  de la MEMP optimisée.



(c) Phase de  $\Gamma$  de la MEMP simple.



(d) Phase de  $\Gamma$  de la MEMP optimisée.

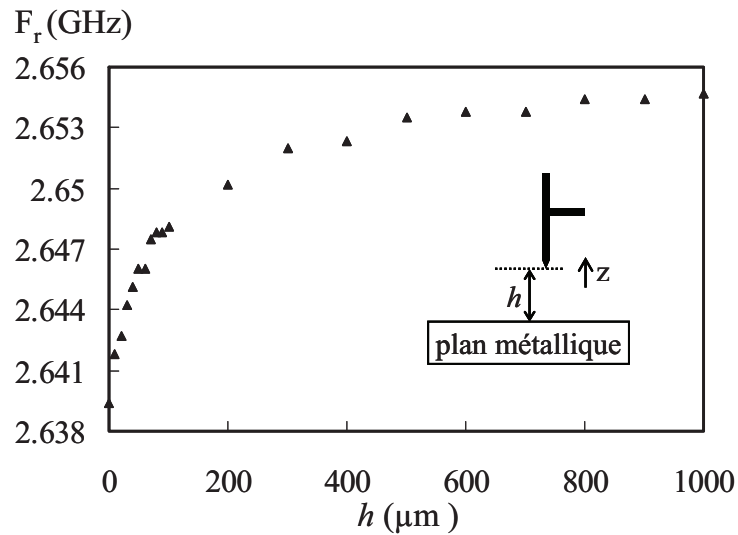
Figure II-27 : Evolution du spectre fréquentiel en présence d'un échantillon.

( — dans l'air, — contact avec un plan métallique)

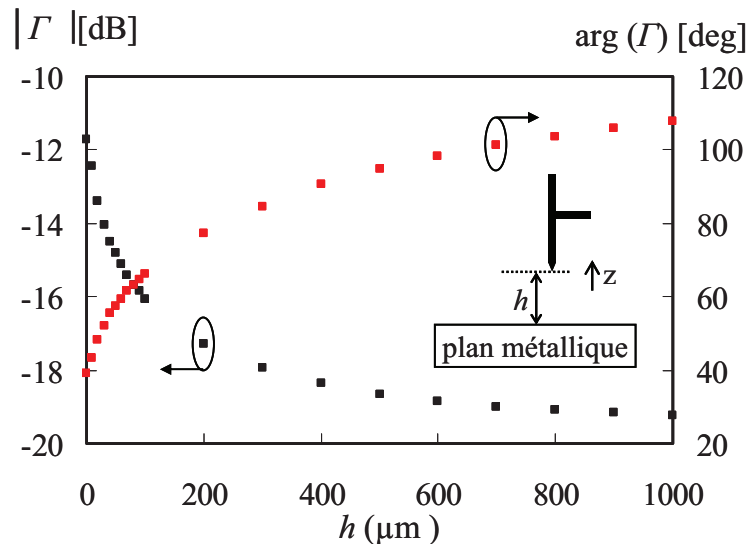
Comme attendu, la présence de la plaque métallique sous la pointe engendre un décalage du spectre fréquentiel en module mais aussi en phase. Nous remarquons également que la sonde optimisée (avec détournement du substrat autour de la pointe) présente des variations en module et en phase (par rapport aux caractéristiques de la sonde

en espace libre) beaucoup plus importantes que pour la sonde simple. Par conséquent, nous considérons la MEMP optimisée dans la suite de cette étude.

La séparation entre la sonde et l'échantillon sous test que nous appelons  $h$  détermine la résolution en profondeur de la sonde. Aussi, l'influence de la séparation sonde-objet sur la fréquence de résonance et la mesure du coefficient de réflexion  $\Gamma$  (à la fréquence de résonance en espace libre) est étudiée. Une plaque métallique ( $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ) est considérée pour cette expérience. La plaque est déplacée du contact avec la sonde ( $h = 0$ ) à la distance  $h = 1 \text{ mm}$  avec différents incréments  $\Delta h$  ( $\Delta h = 10 \text{ }\mu\text{m}$  entre le contact et  $h = 100 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $\Delta h = 100 \text{ }\mu\text{m}$  entre  $h = 100 \text{ }\mu\text{m}$  et  $h = 1 \text{ mm}$ ). Nous donnons en figure II-28 les graphes représentant les variations de la fréquence de résonance ainsi que celles, du module et de la phase du coefficient de réflexion en fonction de  $h$ .



(a) Fréquence de résonance en fonction de  $h$ .

(b) Coefficient de réflexion  $\Gamma$  en fonction de  $h$ .Figure II-28: Module et phase de  $\Gamma$  en fonction de la distance  $h$ .

Dans la zone champ proche ( $\sim 60 \mu\text{m}$ ), ces graphes montrent clairement que la fréquence de résonance mais aussi le module et la phase du coefficient de réflexion varient exponentiellement avec la distance  $h$ . Dans cette zone, nous notons donc une très bonne sensibilité des données mesurées. Lorsque la distance de séparation sonde-échantillon ( $h$ ) augmente, la variation des paramètres mesurés devient petite et la résolution spatiale suivant l'axe  $z$  diminue. En conséquence, pour assurer une résolution sub-longueur d'onde, l'objet sous test doit être placé dans la zone champ proche définie par la plus petite dimension de la sonde ( $\sim 60 \mu\text{m}$ ).

### II.3.4 Conclusion

Les briques de bases du microscope micro-onde champ proche ont été décrites dans cette partie. Les caractérisations électriques entreprises tant sur le système de mesure que sur la sonde de mesure ont montré des performances compatibles avec les applications visées. La mise en œuvre du microscope pour diverses applications est proposée dans le troisième chapitre de ce travail.

Parmi les applications potentielles des techniques de microscopie hyperfréquence, la caractérisation électromagnétique et quantitative à l'échelle locale doit permettre de lever le problème de la disponibilité d'une instrumentation et de techniques de mesure permettant la mesure des propriétés diélectriques sur une large gamme de fréquences. En particulier, les

applications en bande de fréquences millimétriques notamment dans le secteur des télécommunications autour de 60 GHz s'accompagnent inéluctablement de besoins de caractérisation à l'échelle locale. Aussi, nous proposons également un microscope opérant dans la gamme de fréquences 59-61 GHz. Dans la suite de ce mémoire, nous détaillons les éléments constituant le microscope opérant en gamme de fréquences millimétriques.

## II.4 REALISATION D'UN MICROSCOPE MULTI-PORT EN GAMME MILLIMETRIQUE

### II.4.1 Introduction

L'émergence d'applications industrielles en bande de fréquences V [50 GHz - 75 GHz], notamment dans le secteur des télécommunications autour de 60 GHz et de l'industrie des semi-conducteurs, s'accompagne de besoins de caractérisation en gamme millimétrique. Par conséquent, nous nous focalisons dans ce paragraphe sur la réalisation d'un microscope SNMM autour de 60 GHz basé sur la technique six-port. Le système de mesure retenu dans cette étude est un analyseur de réseaux six-port 59-61 GHz que nous dénommons dans la suite D-SPR (pour Double Six-port Reflectometer en anglais). En effet, compte tenu de la relative faible bande fréquentielle envisagée dans cette étude, le D-FPR s'avère particulièrement bien adapté. Ce dispositif permet la mesure directe et simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle sous test. Comme nous l'avons fait pour les études en gamme de fréquences micro-ondes, après avoir réalisé et caractérisé le circuit hyperfréquence, nous validons le D-SPR par des tests sur des charges préalablement mesurées à l'analyseur de réseaux. Le système ainsi caractérisé est associé à une sonde de mesure pour constituer le microscope opérant en gamme de fréquences millimétriques. Aussi, dans la suite, nous présentons également les deux types de sondes utilisées dans cette étude. La première est une ligne micro ruban réalisée sur un substrat d'alumine et effilée à son extrémité. La deuxième est basée sur l'utilisation d'un tronçon de guide d'onde WR-15 dont l'ouverture est réduite suivant le petit côté du guide.

### II.4.2 Analyseur de réseaux six-port

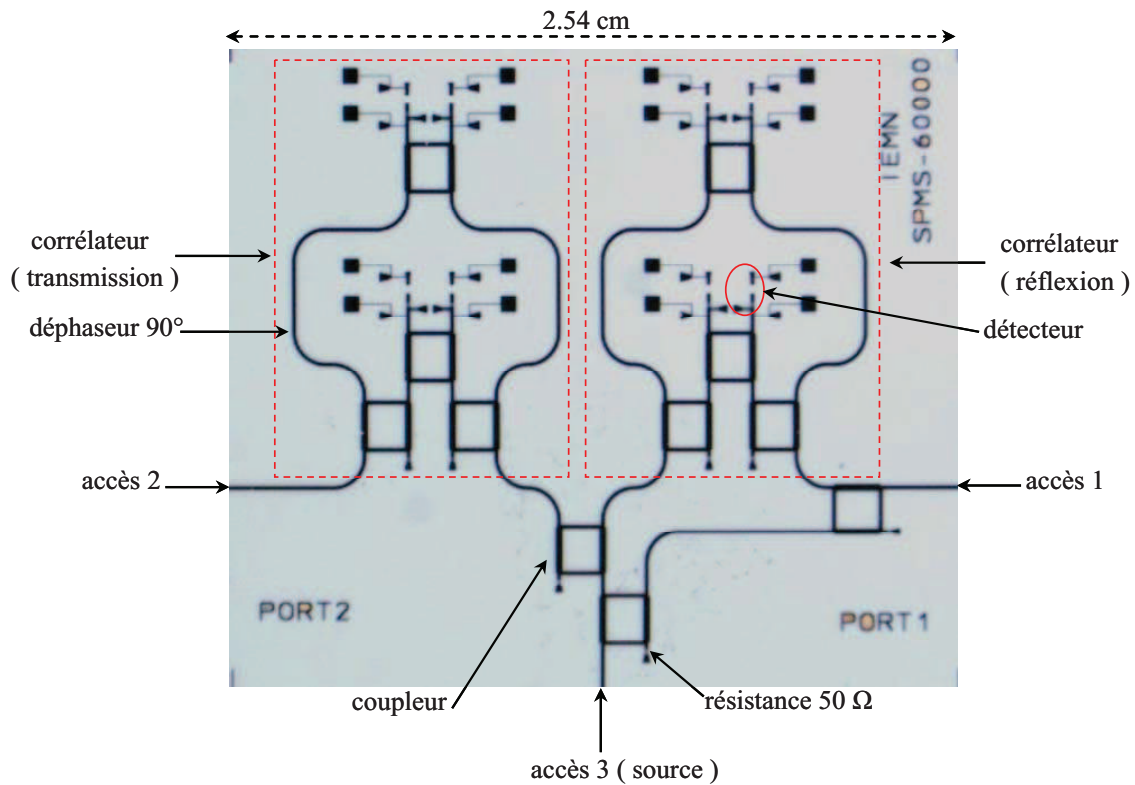
Cette partie est destinée à la présentation du dispositif D-SPR, qui permet la mesure directe et simultanée des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ) d'un quadripôle passif sous test.

Le substrat hyperfréquence utilisé est une alumine fabriquée par la société Reinhart, d'une surface d'un pouce carré. Elle est recouverte d'une fine couche d'or parfaitement polie et comportant une couche résistive de  $50 \Omega^2$ . Les caractéristiques principales de cette alumine sont décrites dans le tableau II-9.

F = 60 GHz	alumine
permittivité relative	9.9
facteur de pertes	0.002
résistance carrée	50 Ω <sup>2</sup>
hauteur du diélectrique	127 μm
épaisseur de couche résistive	50 nm
épaisseur de métallisation	1.5 μm

**Tableau II-9 : Caractéristiques du substrat utilisé à 60 GHz.  
(données constructeur, Reinhart)**

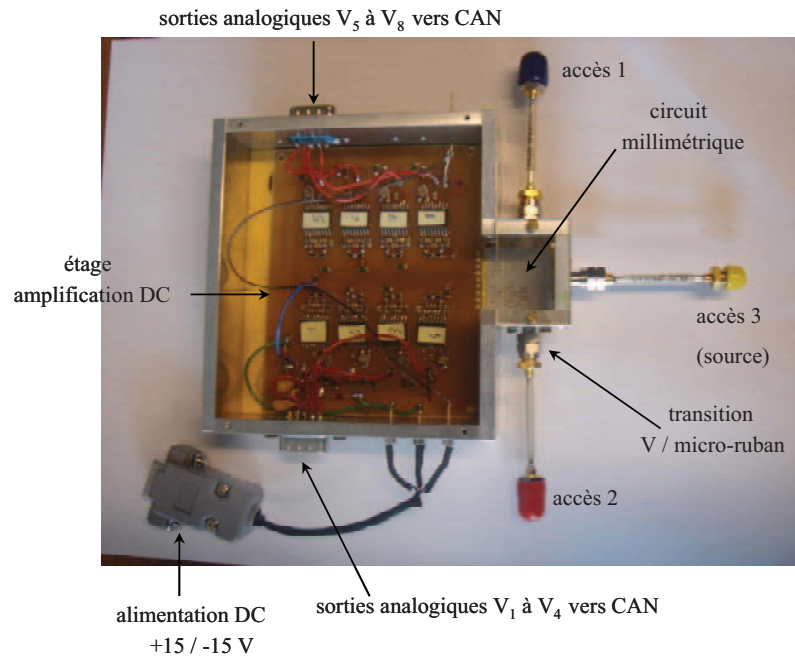
Le circuit, réalisé en technologie micro-ruban, par lithographie optique, nécessite deux niveaux de masquage pour la définition des lignes micro-ruban et des résistances. Ainsi, la figure II-29 montre une photographie du cœur du dispositif avant le montage des diodes, comprenant deux corrélateurs complexes six-port associés à trois coupleurs ‘branchline’.



**Figure II-29 : Photographie du cœur hyperfréquence du D-SPR [HAD 07\_b].**

La réalisation de la partie hyperfréquence est achevée avec le montage des diodes thermocollées sur le circuit. Enfin, précisons que le système complet utilise un synthétiseur de fréquences en gamme millimétrique en tant que source hyperfréquence. La sortie du synthétiseur étant en guide WR-15, des transitions V-micro-ruban, de type V103M,

fabriquées par la société ANRITSU, offrant de relatives bonnes performances d'utilisation jusqu'à 65 GHz [ANR 06] sont utilisées. La figure II-30 montre une photographie du D-SPR, dans son boîtier métallique. Pour les tests en laboratoire, le système complet inclut le synthétiseur de fréquences millimétriques connecté sur l'accès 3, un étage d'amplification DC en sortie des détecteurs, une carte de conversion A/N PCI 12 bits reliée à un PC où sont implémentés les codes de calibration et d'inversion écrits en C++.



**Figure II-30 : Photographie du D-SPR monté dans son boîtier.**

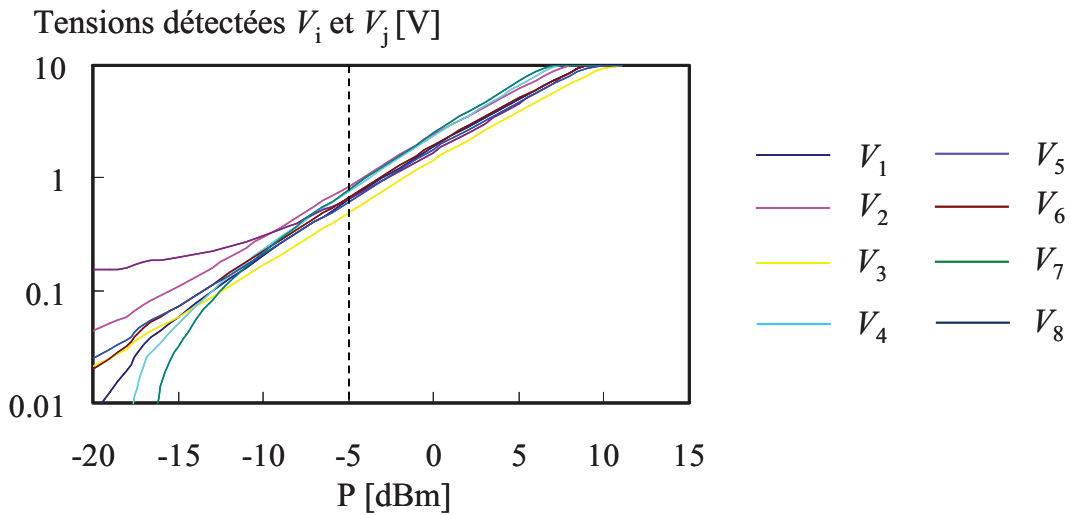
Nous caractérisons préalablement ce circuit en mesurant sa matrice de répartition [S] (en module) à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8510C dans les trois plans de référence des connecteurs V (port 1 et 2 = ports de mesure, port 3 = port source hyperfréquence). Les principaux résultats sont reportés dans le tableau II-10.

DSPR	Min (dB)	Max (dB)
$ S_{11} $	-15	-10
$ S_{22} $	-15	-10
$ S_{33} $	-15	-10
$ S_{21} $	-60	-40
$ S_{32} $	-70	-40
$ S_{31} $	-13	-10

**Tableau II-10 : Principales caractéristiques du D-SPR dans la bande 59-61 GHz.**

Nous pouvons noter que l'adaptation des trois ports de mesure est inférieure à -10 dB dans la bande de fréquences d'utilisation (59 - 61GHz). L'isolation entre les deux ports de mesure est inférieure à -40 dB. De la même manière, nous avons mesuré une isolation entre le port de source et le port 2 inférieure à -40 dB. La transmission entre le port de source et le port 1 est d'environ -11 dB sur la bande de fréquences considérée.

Ensuite, nous nous intéressons au comportement des diodes. La vérification consiste alors à connecter deux charges adaptées sur les ports 1 et 2 afin que le comportement des détecteurs ne dépende que du signal de source. Nous présentons en figure II-31 les tensions détectées à 60 GHz après amplification continue des huit tensions détectées ( $V_i = 1, \dots, 8$ ).



**Figure II-31 : Tensions détectées en fonction de la puissance injectée - 60 GHz.**

Nous notons que les tensions détectées  $V_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) en réflexion et  $V_j$  ( $j = 5, \dots, 8$ ) en transmission après amplification présentent une zone quadratique commune à partir d'une puissance de source de -5 dBm jusqu'à 10 dBm (saturation de l'étage d'amplification continue).

Notons que les deux corrélateurs opèrent de manière indépendante,  $V_1$  à  $V_4$  sont les tensions ne dépendant que du coefficient de réflexion  $S_{11}$  tandis que les tensions  $V_5$  à  $V_8$  sont relatives au coefficient de transmission  $S_{21}$ . Ainsi, les huit tensions détectées  $V_1$  à  $V_8$  sont liées aux coefficients de réflexion  $S_{11} = |S_{11}|e^{j\phi_{11}} = I_1 + jQ_1$  et de transmission  $S_{21} = |S_{21}|e^{j\phi_{21}} = I_2 + jQ_2$  par les modélisations suivantes :



$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_1 + b_{i2}Q_1 + b_{i3}I_1^2 + b_{i4}Q_1^2 + b_{i5}I_1Q_1 + b_{i6}(I_1^3 - 3I_1Q_1^2) + b_{i7}(Q_1^3 - 3I_1^2Q_1) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \quad (\text{II.16})$$

$$V_i = b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 + b_{i6}(I_2^3 - 3I_2Q_2^2) + b_{i7}(3I_2^2Q_2 - Q_2^3) \quad \text{pour } i = 5, \dots, 8 \quad (\text{II.17})$$

Après avoir calibré le D-SPR avec huit charges, on se propose de valider le choix de la modélisation à la fréquence de travail 60 GHz. Pour ce faire, nous nous intéressons à la configuration de mesure en réflexion. Le cas le plus critique concerne la mesure de ‘forts’ coefficients qui requièrent une grande dynamique des détecteurs. Dans cette configuration, une charge adaptée est connectée sur le port 2 et un court-circuit glissant en guide WR-15 est connecté sur le port 1 de manière à présenter des coefficients de réflexion  $S_{11}$  variables en phase. Nous donnons en figure II-32 une illustration graphique de la comparaison entre les données mesurées par le dispositif et modélisées dans le cas des tensions  $V_1$  et  $V_4$ .

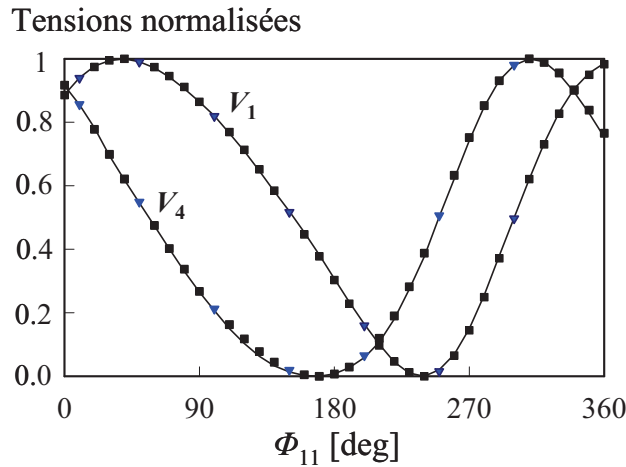


Figure II-32 : Tensions normalisées en fonction du déphasage  $\Phi_{11}$ .

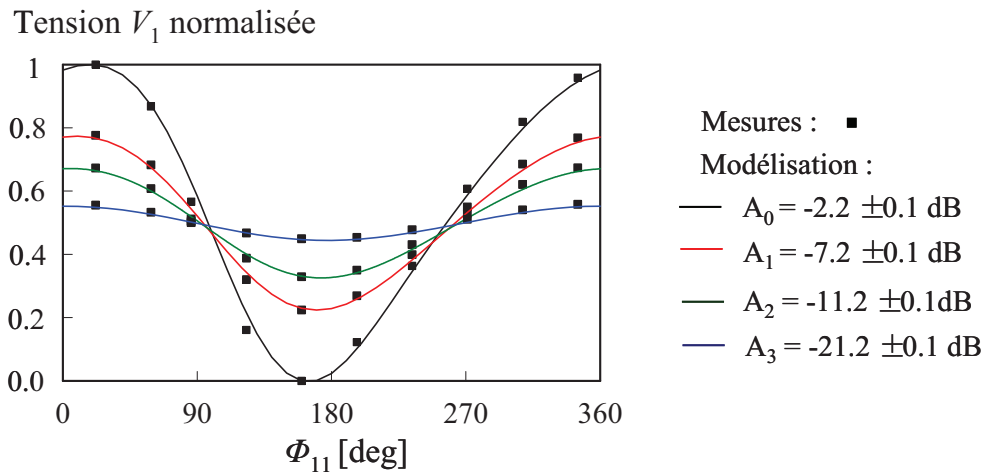
DST = court-circuit glissant - F = 60 GHz.

(■ mesure — modélisation au 3<sup>ème</sup> ordre ▼ charges de calibration)

Nous notons qu’il y a un très bon accord entre les mesures et la modélisation adoptée. A partir de ces données, des erreurs relatives moyennes  $M_1 = 1.21 \%$  et  $M_2 = 0.24 \%$  sont calculées respectivement pour les tensions  $V_1$  et  $V_4$ , validant ainsi le modèle proposé.

L’étape suivante est de vérifier la validité du modèle (II.16) pour des coefficients de réflexion distribués sur tout l’abaque de Smith. Une charge constituée d’un court-circuit glissant est associée à un atténuateur pour générer des coefficients de réflexion variables en

module et en phase. Pour apprécier l'efficacité du modèle, nous donnons une comparaison entre les données mesurées et modélisées dans le cas de la tension  $V_1$  en figure II-33.

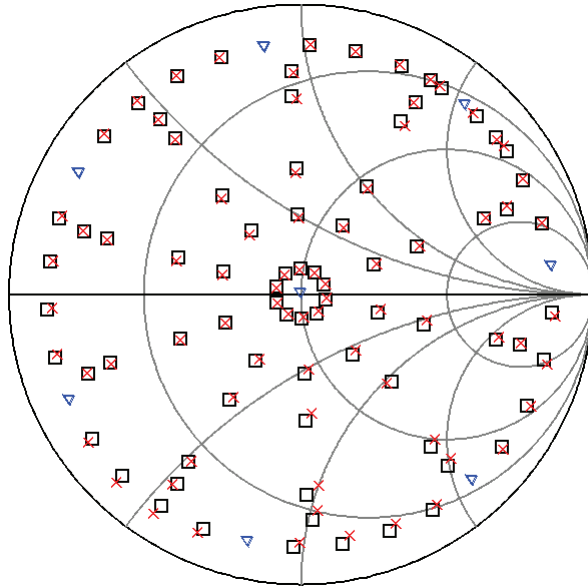


**Figure II-33 : Comparaison des tensions  $V_1$  mesurées et modélisées en fonction du déphasage  $\Phi_{11} - F = 60$  GHz.**

**(DST = atténuateur + court-circuit glissant)**

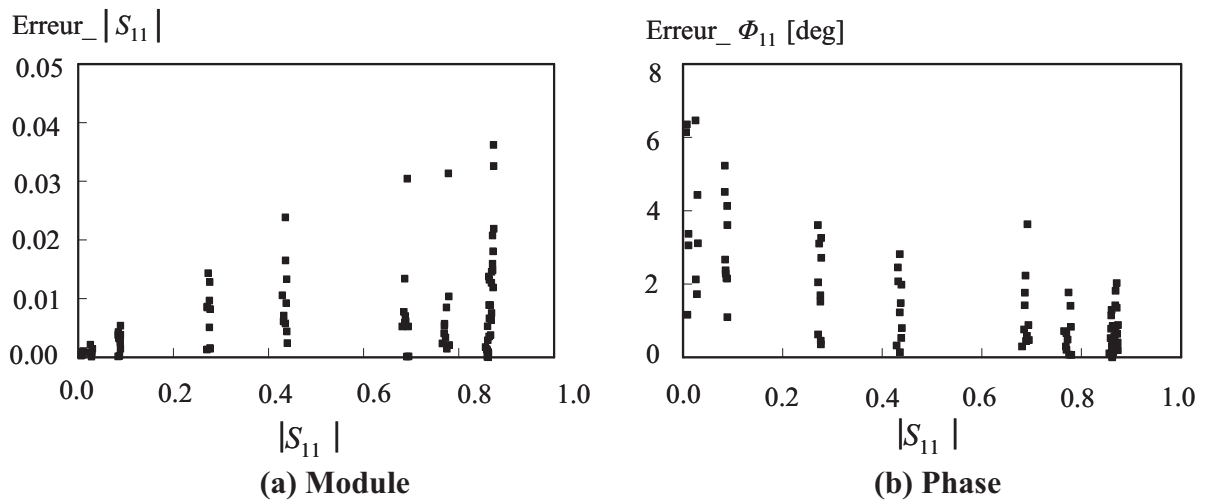
Sont considérées dans cette étude quatre valeurs d'atténuation  $A_i$  ( $i = 0, \dots, 3$ ) pour lesquelles, à chaque fois, un tour d'abaque est réalisé à l'aide du piston de court-circuit. D'après les résultats obtenus, nous concluons que la modélisation adoptée s'avère robuste pour l'ensemble des 40 charges considérées. L'erreur relative moyenne entre les deux types de données est de 0.3 %.

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons à la résolution du problème inverse pour la détermination des paramètres S. Nous procédons d'abord à la mesure de coefficients de réflexion, et comparons les résultats obtenus après l'inversion des modélisations à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510C. Nous considérons dans cette étude 80 charges réparties sur l'abaque de Smith (figure II-34).



**Figure II-34 : Comparaison des coefficients de réflexion - F = 60 GHz.**  
**(DST = atténuateur+court-circuit glissant)**  
 (□ HP 8510C    × D-SPR    ▽ charges de calibrage)

L'abaque de Smith ci-dessus montre que nous retrouvons des résultats comparables à l'analyseur de réseaux. Afin de mieux apprécier les performances, nous donnons une comparaison sur les erreurs en module et en phase en figure II-35.

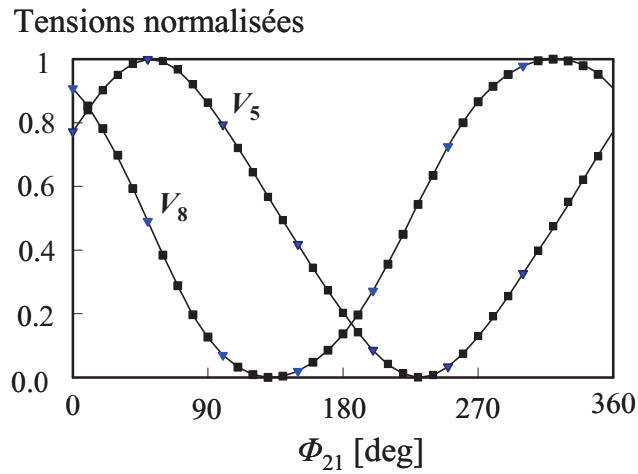


**Figure II-35 : Erreurs sur des coefficients de réflexion  $S_{11}$  - F = 60 GHz.**

Nous notons que les erreurs sur le module et sur la phase de  $S_{11}$  sont relativement faibles.

Les tests suivants concernent les mesures en transmission. Pour cette configuration, un atténuateur couplé à un déphaseur est connecté entre les ports de mesure. Nous donnons en

figure II-36 les résultats de comparaison entre les données mesurées par le dispositif et modélisées dans le cas des tensions  $V_5$  et  $V_8$ .



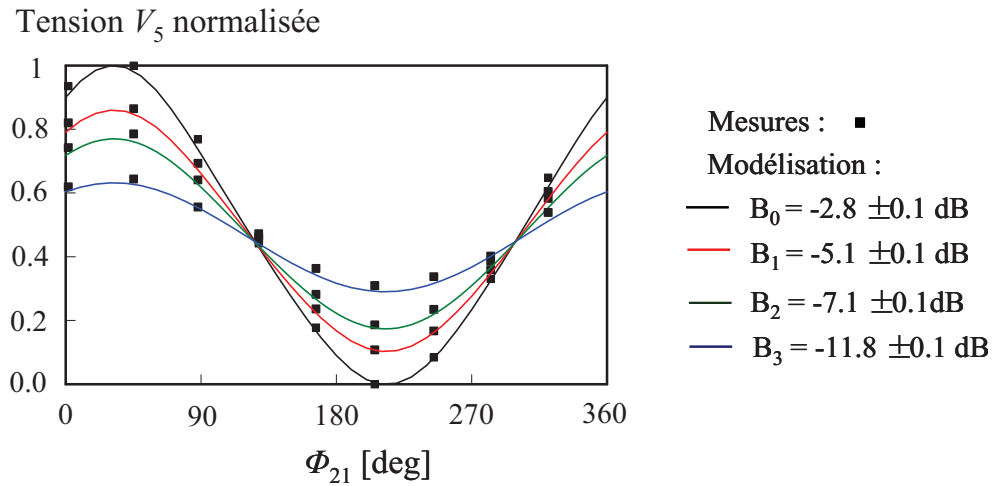
**Figure II-36 : Tensions normalisées en fonction du déphasage  $\Phi_{21}$  – F = 60 GHz.**

**(DST = court-circuit glissant)**

**(■ mesure — modélisation au 3<sup>ème</sup> ordre ▼ charges de calibration)**

Ces graphes montrent des évolutions des tensions sinusoïdales ‘distordues’ du fait de la présence d’harmoniques d’ordres supérieurs. Néanmoins, la modélisation permet d’appréhender parfaitement ces distorsions harmoniques.

L’étape suivante est de vérifier la validité du modèle (II.17) pour des coefficients de transmission distribués sur tout l’abaque de Smith. La charge est un déphaseur associé à un atténuateur pour générer des coefficients de transmission variables en module et en phase. Pour apprécier l’efficacité du modèle, nous donnons une comparaison entre les données mesurées et modélisées dans le cas de la tension  $V_5$  en figure II-37.



**Figure II-37 : Comparaison des tensions  $V_5$  mesurées et modélisées en fonction du déphasage  $\Phi_{21}$  – F = 60 GHz.**

**(DST = atténuateur + court-circuit glissant)**

Pour l'ensemble des charges considérées, ce graphe montre une bonne concordance entre les valeurs mesurées et celles obtenues à partir de la modélisation. Les tensions ainsi mesurées associées à l'inversion du modèle (II.17) permettent la détermination des coefficients de transmission. Nous procédons à cet effet à la mesure de coefficients de transmission et comparons les résultats obtenus après inversion du modèle (II.17) à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510C (figure II-38). Sont considérés 71 quadripôles dont les coefficients de transmission sont répartis sur le diagramme polaire.

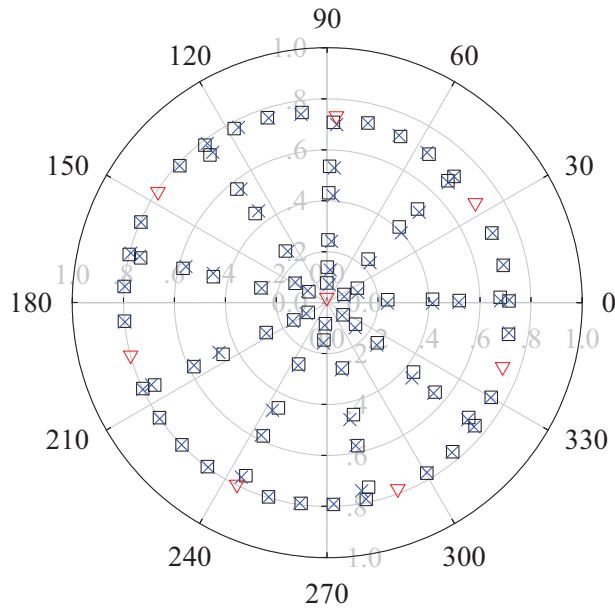


Figure II-38 : Comparaison des coefficients de transmission - F= 60 GHz.

(DST = atténuateur + court-circuit glissant)

(□ HP 8510C    × D-SPR    ▽ charges de calibrage)

Un bon accord est trouvé entre les deux types de données. Les figures suivantes représentent les erreurs commises entre les coefficients de transmission mesurés par l'analyseur de réseaux HP 8510C et ceux mesurés par l'analyseur de réseaux six-port.

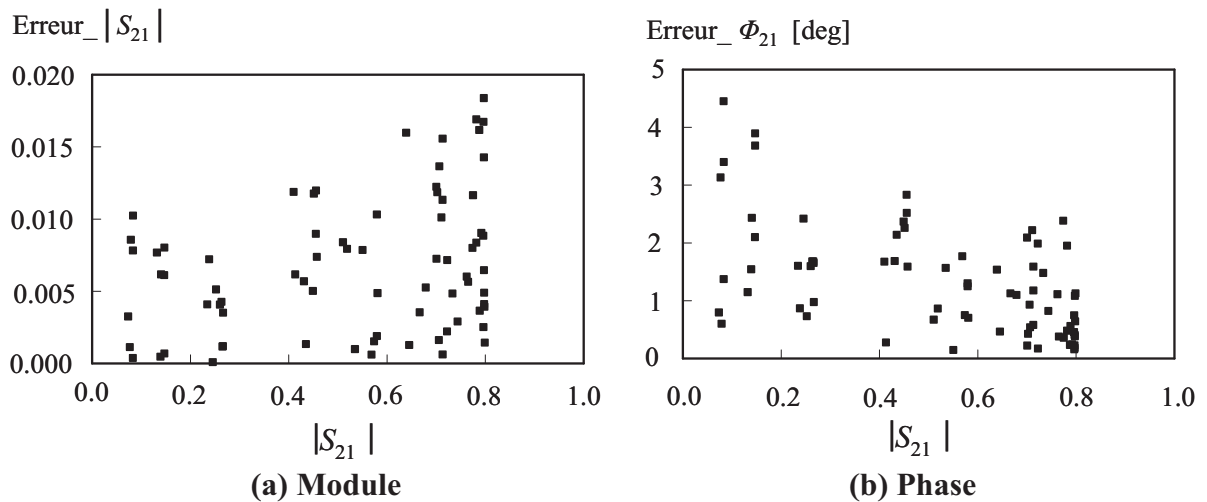


Figure II-39: Erreurs sur des coefficients de transmission  $S_{21}$  - F = 60 GHz.

Nous notons des erreurs relativement faibles validant ainsi le système proposé à la fréquence test de 60 GHz.

Dans l'optique de couvrir la bande de fréquences 59–61 GHz, nous avons également calibré le dispositif, dans les configurations en réflexion et transmission, à 59 et 61 GHz. Nous donnons dans le tableau II-11 une comparaison en module et phase sur quatre charges mesurées d'une part avec le D-SPR et d'autre part avec l'analyseur de réseaux HP 8510C.

$S_{11}$ mesuré	F=59 GHz	F =60 GHz	F=61 GHz
$S_{11, HP 8510C}$	0.87/-45.7°	0.87/-158.7°	0.87/-160.5°
$S_{11, D-SPR}$	0.85/-45.4°	0.85/-158.9°	0.90/-159.1°
$S_{11, HP 8510C}$	0.78/-149.8°	0.78/-50.7°	0.77/-51.1°
$S_{11, D-SPR}$	0.78/-148.3°	0.78/-50.8°	0.77/-50.2°
$S_{11, HP 8510C}$	0.55/59.7°	0.55/55.7°	0.54/61.7°
$S_{11, D-SPR}$	0.55/60.2°	0.55/55.3°	0.55/61.6°
$S_{11, HP 8510C}$	0.06/-103.5°	0.06/-104.3°	0.07/-110.5°
$S_{11, D-SPR}$	0.06/-102.5°	0.06/-103.9°	0.06/-109.5°
$S_{11, HP 8510C}$	0.035/147.5°	0.029/133.4°	0.032/141.6°
$S_{11, D-SPR}$	0.037/152.0°	0.029/132.6°	0.032/139.3°

**(a) Mesure de coefficients de réflexion.**

$S_{21}$ mesuré	F=59 GHz	F =60 GHz	F=61 GHz
$S_{21, HP 8510C}$	0.80/-104.0°	0.80/-116.4°	0.80/-123.4°
$S_{21, D-SPR}$	0.78/-104.5°	0.79/-115.8°	0.79/-123.2°
$S_{21, HP 8510C}$	0.75/-103.7°	0.75/-115.1°	0.76/-122.6°
$S_{21, D-SPR}$	0.76/-104.1°	0.75/-116.1°	0.76/-123.2°
$S_{21, HP 8510C}$	0.58/-103.0°	0.58/-115.6°	0.58/-122.8°
$S_{21, D-SPR}$	0.58/-103.7°	0.57/-116.1°	0.59/-123.3°
$S_{21, HP 8510C}$	0.27/141.4°	0.26/167.3°	0.26/161.1°
$S_{21, D-SPR}$	0.27/140.4°	0.26/-166.4°	0.27/159.3°
$S_{21, HP 8510C}$	0.08/-82.0°	0.083/-94.3°	0.08/-101.8°
$S_{21, D-SPR}$	0.09/-78.5°	0.084/-94.6°	0.09/-102.2°

**(b) Mesure de coefficients de transmission.**

**Tableau II-11 : Comparaison des coefficients de réflexion et de transmission  
– 59-61 GHz.**

Ces résultats mettent en évidence la capacité du D-SPR à mesurer vectoriellement un coefficient de réflexion ou de transmission sur une large bande de fréquence. En effet, nous pouvons noter une bonne adéquation entre les deux types de données pour l'ensemble des fréquences considérées. Ainsi au vu des résultats expérimentaux obtenus lors des essais comparatifs, sur différentes charges test, le fonctionnement du D-SPR est validé pour les configurations de mesure en réflexion et en transmission dans la bande fréquentielle 59 GHz - 61GHz.

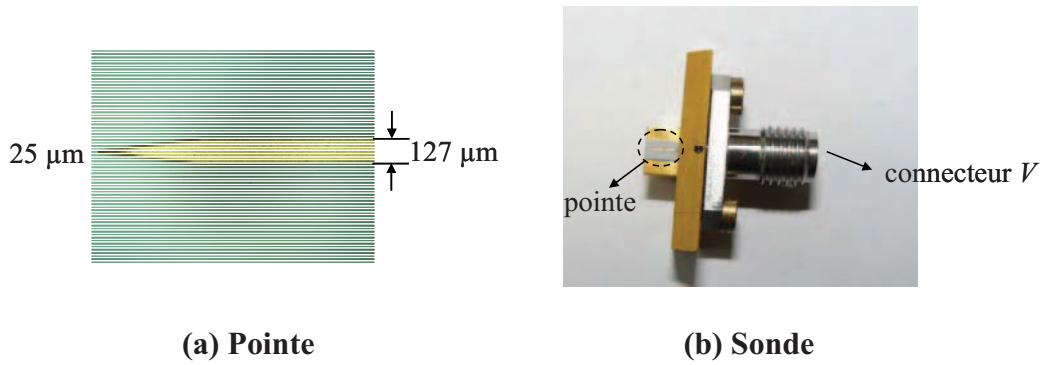
Ce dispositif sera associé à une sonde de mesure dont l'extrémité est de dimension sub-longueur d'onde pour constituer le microscope hyperfréquence opérant dans la bande de fréquences 59-61 GHz. Dans le paragraphe suivant, nous nous intéressons à ces sondes.

#### **II.4.3 Réalisation et caractérisation électrique des sondes de mesure**

Comme il a été signalé au paragraphe II.2.4.3, le premier type de sonde concerne les sondes résonantes. A cet effet, des lignes de transmission dont les extrémités sont effilées à des dimensions micrométriques sont réalisées. L'adaptation des sondes au port de mesure en réflexion, d'impédance  $50 \Omega$ , est réalisée non pas au travers d'une adaptation 'simple-stub' comme c'est le cas pour les sondes opérant en gamme de fréquences micro-ondes mais à l'aide d'un réseau d'adaptation en guide d'onde WR-15 variable mécaniquement. Cette façon d'opérer offre une grande souplesse dans la configuration du microscope et permet de viser une gamme d'applications très large.

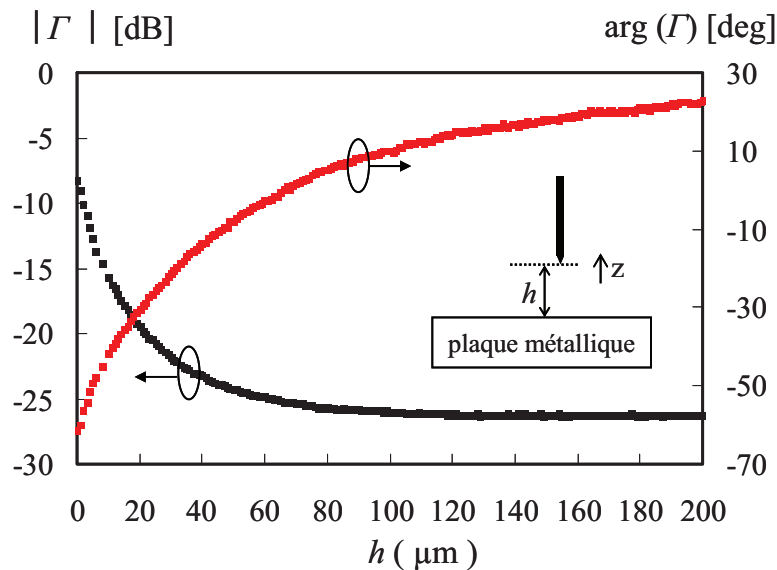
La sonde est une ligne micro ruban de  $127 \mu\text{m}$  de largeur et  $3\text{mm}$  de longueur réalisée sur un substrat d'alumine (épaisseur =  $127 \mu\text{m}$ ). La ligne de transmission déposée sur le substrat d'alumine par un processus de gravure chimique est en or (conductivité  $\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) avec une épaisseur de métallisation de  $1.5 \mu\text{m}$ . Un processus de dépôt électrolytique permet d'effiler l'extrémité des sondes à des tailles micrométriques. Différentes tailles variants entre  $127$  et  $25 \mu\text{m}$  ont été envisagées. Nous décrivons dans ce travail les résultats obtenus pour la sonde de  $25 \mu\text{m}$ . La sonde réalisée est reliée à un connecteur coaxial de type *V* comme il est montré sur la figure II-40.





**Figure II-40: Photographie de la pointe montée sur connecteur  $V$ .**

Après avoir réalisé l'adaptation d'impédance de la sonde à la fréquence de 60 GHz, nous nous focalisons sur l'étude de la résolution en profondeur. Aussi, l'influence de la séparation sonde-objet sur la mesure du coefficient de réflexion  $\Gamma$  (à la fréquence de résonance en espace libre) est étudiée. Une plaque métallique ( $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ) est considérée pour cette expérience. La plaque est déplacée du contact avec la sonde ( $h = 0$ ) à la distance  $h = 200 \text{ μm}$  avec un incrément de  $1 \text{ μm}$ . Nous donnons en figure II-41 le graphe représentant les variations du module et de la phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .



**Figure II-41: Module et phase de  $\Gamma$  en fonction de la distance  $h$  -  $F = 60 \text{ GHz}$ .**

Ces mesures montrent que le module et la phase du coefficient de réflexion sont très sensibles aux variations de la distance pointe-échantillon. En effet, pour une adaptation de la pointe en espace libre de  $-25 \text{ dB}$ , nous mesurons une variation de  $18 \text{ dB}$  pour le module de  $\Gamma$  ( $|\Gamma|$ ) entre une séparation pointe-échantillon variant de  $h = 0 \text{ μm}$  (contact) à  $h = 200 \text{ μm}$ . De

la même manière, une variation de  $86^\circ$  pour la phase ( $\arg(\Gamma)$ ) est recensée. Nous notons également une bonne sensibilité de mesure dans la zone champ proche qui correspond à la plus petite dimension de la sonde ( $25 \mu\text{m}$ ). En résumé, le matériau sous investigation doit être situé dans la zone champ proche pour obtenir une bonne sensibilité de mesure aux variations topographiques et physiques de ce dernier.

Au paragraphe II.2.4.3, nous avons également décrit une sonde de mesure constituée d'un guide d'onde dont l'ouverture est réduite à son extrémité. Un avantage de cette solution réside dans une efficacité de transmission importante permettant ainsi de s'affranchir d'un réseau d'adaptation d'impédance. Incidemment, la sonde opère sur une largeur de bande fréquentielle plus importante. De plus, le guide opère en mode  $\text{TE}_{10}$  et permet de conserver la polarisation de l'onde qui se propage en dehors du guide et ainsi d'envisager des modélisations électromagnétiques à l'échelle locale beaucoup plus simples que celles liées aux méthodes de perturbation.

La résolution spatiale de la sonde dépendant de la taille de l'ouverture, la largeur de l'ouverture est fixée à la dimension standard WR-15 ( $3.76 \text{ mm}$ ) et la hauteur de l'ouverture est réduite à  $160 \mu\text{m}$  ( $\sim \lambda/30$ ). Nous optons pour une réalisation en aluminium. La sonde se compose de trois éléments, un guide d'onde conventionnel WR-15 et de deux éléments permettant de réduire progressivement la hauteur du guide de  $1.88 \text{ mm}$  à  $160 \mu\text{m}$  (figure II-42).



(a) Eléments de la sonde

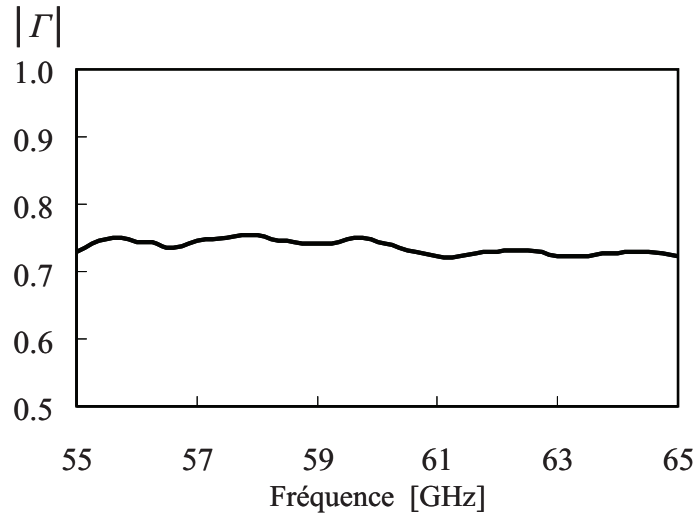


(b) Sonde

Figure II-42: Photographie de la sonde en guide.

Après réalisation, nous caractérisons la sonde dans le plan d'entrée du guide en mesurant son coefficient de réflexion en module dans la bande de fréquence 55-65 GHz à l'aide de

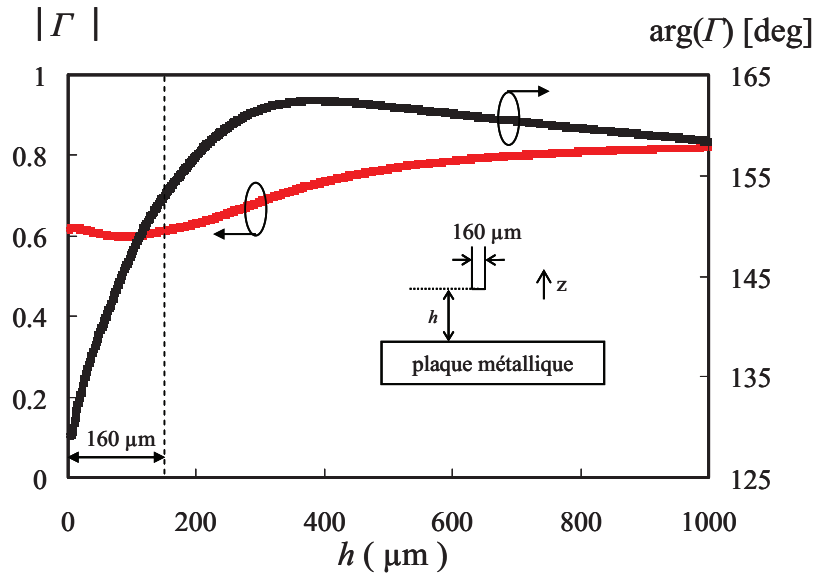
l'analyseur de réseaux HP 8510C. Dans cette configuration, l'extrémité de la sonde est placée en espace libre. Les résultats de la mesure sont reportés en figure II-43.



**Figure II-43: Caractérisation de la sonde dans l'air.**

Ces mesures confirment le caractère large bande de la sonde. En effet, nous notons une adaptation quasi-constante dans la bande de fréquences considérée. D'après le graphe, nous trouvons que la puissance de transmission est élevée ( $1 - |\Gamma|^2 > 40\%$ ). Ainsi, ce type de sonde doit permettre une meilleure pénétration dans le matériau et ouvrir de nouvelles applications à la caractérisation diélectrique de matériaux à l'échelle locale (couches minces, matériaux 'high K', ...).

Dans la suite de cette étude, nous évaluons la dépendance du coefficient de réflexion mesuré  $\Gamma$  à la distance séparant la sonde de l'objet sous test, à la fréquence de 60 GHz. Nous déplaçons une plaque métallique ( $10 \times 10 \text{ cm}^2$ ) du contact à une distance  $h = 1 \text{ mm}$  avec un incrément de  $1 \text{ }\mu\text{m}$ . Les résultats de mesure sont donnés en figure II-44.



**Figure II-44: Module et phase de  $\Gamma$  en fonction de la distance  $h$  –  $F = 60$  GHz.**

De manière qualitative, nous notons un fonctionnement différent des sondes micro-rubans qui présentent des variations exponentielles des signaux mesurés. En effet, le module du coefficient de réflexion présente ici une faible variation, d'où le caractère non-évanescent de l'onde. Nous sommes en effet ici en présence d'une onde qui se propage. Les variations de phase sur une distance de  $200 \mu\text{m}$  sont estimées à environ  $30^\circ$ , ce qui correspond bien au déphasage introduit par une onde de longueur d'onde  $\lambda = 5 \text{ mm}$  qui se propage dans le vide sur une distance de  $400 \mu\text{m}$  (aller-retour de l'onde). Ce phénomène s'avère comme particulièrement intéressant pour des caractérisations diélectriques locales en volume.

#### II.4.4 Conclusion

Les briques de bases du microscope millimétrique champ proche ont été décrites dans cette partie. Les caractérisations électriques entreprises tant sur le système de mesure que sur la sonde de mesure ont montré des performances compatibles avec les applications visées. L'association d'un dispositif de mesure six-port à une sonde résonante ou basée sur un guide d'onde permet d'envisager des applications dans le domaine de la caractérisation électromagnétique locale. La mise en œuvre du microscope dans différentes applications est décrite dans le troisième chapitre de ce travail.

## II.5 CONCLUSION

Les étapes de conception et de réalisation décrites dans ce chapitre ont donné lieu à la réalisation de dispositifs et de sondes opérant dans les gammes des longueurs d'ondes micro-ondes et millimétriques. La combinaison de systèmes de mesure multi-port et de sondes champ proche est à la base du développement de techniques micro-ondes et millimétriques pour la microscopie hyperfréquence. Ces systèmes devraient participer à lever une des contraintes fortes qui s'opposent à l'application de telles techniques dans un contexte hors laboratoire, à savoir la disponibilité d'appareils de coût abordables et compatibles avec les applications visées.

Dans la suite du manuscrit, nous mettons en œuvre les microscopes développés dans les gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques dans différentes applications.

## BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

- [ANG 72] A. ANGOT  
 “Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications”  
 Masson & Cie, Paris, 1972.
- [ANR 06] ANRITSU  
 “Precision RF & Microwave Components Catalog”  
 Catalog, November 2006.  
<http://www.us.anritsu.com/downloads/files/00986-00202.pdf>
- [AGI 82] AGILENT TECHNOLOGIES  
 “All Schottky diodes are zero bias detectors”  
 Application Note, AN 988, March 1982.  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5953-4449.pdf>
- [AGI 99] AGILENT TECHNOLOGIES  
 “Diode detector simulation using Agilent Technologies EEsof ADS software”  
 Application Note, AN 1156, November 1999.  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-1885E.pdf>
- [AGI 07] AGILENT TECHNOLOGIES  
 “HSCH-9161 GaAs detector diode”  
 Data Sheet, July 2007.  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-6228EN.pdf>
- [BEN 08] O. BENZAIM, K. HADDADI, MM. WANG, M. MAAZI, D. GLAY  
 and T. LASRI  
 “Scanning near-field millimeter-wave microscope: application to a vector-coding technique”  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 57, n° 11,  
 pp 2392-2397, June 2008.
- [DAN 06] H. DAN and R. M. WEIKLE  
 “Calibration of six-port reflectometers using null double injection”  
 IEEE Microwave Conference, 67th ARFTG, pp 164-179, 2006.
- [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.

- [ENG 78]** G. F. ENGEN  
 “Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 26, n° 12,  
 pp 951-957, December 1978.
- [EIR 05]** T. EIRENER and T. MULLER  
 “Six-port receiver for mm-wave – concept, evaluation and implementation”  
 IST mobile and wireless CD communications, Dresden, Germany, June 2005.
- [GHA 88]** F. M. GHANNOUCHI and R. G. BOSISIO  
 “An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n° 3,  
 pp 494-498, 1988.
- [GLA 99]** D. GLAY  
 “Conception et réalisation de systèmes microondes destinés au contrôle non destructif de matériaux”  
 Thèse de Docteur de l’université, Novembre 1999, Lille.
- [GLA 00]** 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.
- [GUT 00]** C. M. GUTIERREZ, 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 06\_a]** K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI  
 “A fully InP monolithic integrated millimeter-wave reflectometer”  
 IEEE Microwave Conference, 2006. 36th European, pp 703-706, September 2006.
- [HAD 06\_b]** K. HADDADI, H. EL AABBAOUI, C. LOYEZ, D. GLAY, N. ROLLAND and T. LASRI  
 “Wide-band 0.9 GHz to 4 GHz four-port receiver”  
 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS '06. 13th, pp 1316-1319, December 2006.

- [HAD 06\_c]** K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Homodyne dual six-port network analyzer and associated calibration technique for millimeter wave measurements”  
 IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2006. Proceedings, pp 5007-5011, 2006.
- [HAD 07\_a]** K. HADDADI, MM. WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI  
 “Développement d’une technique de calibrage pour la mesure bistatique en espace libre sans filtrage temporel”  
 Colloque TELECOM 2007 & 5ièmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, Fès, Maroc, Mars 2007.
- [HAD 07\_b]** 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.
- [HAD 08\_a]** K. HADDADI, MM. WANG, K. NOURI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Calibration and performance of two new ultra-wideband four-port-based systems”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, n° 12, pp 3137-3142, 2008.
- [HAD 08\_b]** K. HADDADI, MM.WANG, D. GLAY and T. LASRI  
 “Ultra wide-band four-port reflectometer using only two quadratic detectors”  
 IEEE Microwave Theory and Techniques society international digest (IMS), pp 379-382, Atlanta, Georgia, June 2008.
- [HAD 08\_c]** K. HADDADI, MM. WANG, K. NOURI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Calibration and performance of two new ultra-wideband four-port-based systems”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, n° 12, pp 3137-3142, December 2008.
- [HAD 09\_a]** K. HADDADI, MM. WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI  
 “Contactless microwave technique based on a spread-loss model for dielectric materials characterization”  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n°1, pp 33-35, January 2009.
- [HAD 09\_b]** K. HADDADI, MM. WANG, D. GLAY, K. ZIOUCHE and T. LASRI  
 “Analyseur de réseaux millimétrique six-port et calibrage associé”  
 Actes de TELECOM’ 2009 & 6èmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications, Agadir, Maroc, 11-13 Mars 2009.



- [HAD 09\_c]** K. HADDADI, MM. WANG, D. GLAY, K. ZIOUCHE and T. LASRI  
 “Double réflectomètre millimétrique six-port”  
 Actes des 16èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2009, Grenoble, France, 27-29 Mai 2009.
- [HAD 09\_d]** K. HADDADI, MM. WANG, D. GLAY and T. LASRI  
 “A new range finder based on a four-port junction”  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 9, n°6, pp 697-698, June 2009.
- [HAD 09\_e]** K. HADDADI, MM. WANG, D. GLAY and T. LASRI  
 “A 60 GHz six-port distance measurement system with sub-millimeter accuracy”  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n°10, pp 644-646, October 2009.
- [HAD 10]** K. HADDADI, MM. WANG, C. LOYER, D. GLAY and T. LASRI  
 “Four-port communication receiver with digital”  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, n°1, January 2010.
- [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.
- [IMT 05]** A. IMTIAZ, M. POLLAK, S. M. ANLAGE, J. D. BARRY and J. MELNGAILIS  
 “Near-field microwave microscopy on nanometer length scales”  
 Journal of Applied Physics, vol. 97, n°044302, 2005.
- [IMT 06]** A. IMTIAZ and S. M. ANLAGE  
 “Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of the near-field microwave microscope”  
 Journal of Applied Physics, vol. 100, pp 044304, August 2006.
- [KAW 95]** S. KAWATA, H. TAKAOKA and Y. INOUE  
 “Slit aperture SNOM for infrared spectroscopic micro-analysis”  
 Near field Opt. conf. Dig., vol. 8, pp 159-160, 1995.
- [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”  
 Measurement Science and Technology, vol. 14, pp 7-12, 2003.
- [KIM 04]** M. KIM, J. KIM, H. KIM, S. KIM, J. YANG, H. YOO, K. LEE and B. FRIEDMAN  
 “Nondestructive high spatial resolution imaging with a 60 GHz near-field scanning millimeter-wave microscope”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 75, pp 684, 2004.

- [KLE 06]** R. A. KLEISMIT, M. K. KAZIMIERCZUK and G. KOZLOWSKI  
 “Sensitivity and resolution of evanescent microwave microscope”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n°2,  
 pp 639-647, February 2006.
- [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.
- [LIM 06]** H. S. LIM, W. K. KIM, J. W. YU, H. C. PARK, W. J. BYUN and M. S. SONG  
 “A novel TDD mode direct conversion digital transceiver using six-port technology ”  
 IEEE Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific, pp 1783-1786,  
 2006.
- [MAA 05]** M. MAAZI  
 “Conception et réalisation de systèmes en gamme millimétrique pour l’évaluation non destructive : applications à la restauration de profils et d’images d’objets enfouies”  
 Thèse de Docteur de l’université, Lille, Mars 2005.
- [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.
- [NOZ 05]** T. NOZOKIDO, R. LIBUCHI, J. BAE, H. KUDO and K. MIZUNO  
 “Millimeter-wave scanning near-field anisotropy microscopy”  
 Review of Scientific Instruments, vol 76, pp 33702-33708, 2005.
- [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.

- [RIC 06]** A. K. RICHARD, K. K. MARIAN and K. GREGORY  
 “Sensitivity and Resolution of Evanescent Microwave Microscope”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n° 2, 2006.
- [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.
- [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.
- [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 Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, n°3, pp 971-979, March 2004.
- [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.
- [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”  
 The Journal of Vacuum Science and Technology B, vol. 25, n° 3, pp 813-816, May/June 2007.
- [WAN 09]** MM. WANG, O. BENZAIM, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Technique d’imagerie à ondes évanescentes basée sur la réflectométrie six-port à 35 GHz”  
 Actes des 16èmes Journées Nationales Microondes, JNM 2009, Grenoble, France, 27-29 mai, 2009.
- [WIE 99]** F. WIEDMANN, B. HUYART, E. BERGEAULT and L. JALLET  
 “A new robust method for six-port reflectometer calibration”  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 48, Issue 5, pp 927–931, 1999.
- [YAK 00]** T. YAKABE, F. XIAO, K. IWAMOTO, F. M. GHANNOUCHI, K. FUJII and H. YABE  
 “Six-port based wave-correlator ”  
 IEEE Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, 2000, pp 646-647, 2000.

- [YEO 92]** S. P. YEO  
“Analysis of symmetrical six-port junction when configured as a six-port reflectometer”  
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 41, Issue 2,  
pp 193-197, 1992.

**CHAPITRE III**  
**APPLICATION DE LA MICROSCOPIE HYPERFREQUENCE**  
**BASEE SUR LA TECHNIQUE MULTI-PORT**



### III.1 INTRODUCTION

La réalisation des différents outils de microscopie, présentée dans le chapitre précédent, nous permet d'envisager de manière plus réaliste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des applications hors laboratoire.

Les champs d'applications de ces techniques sont très nombreux. Aussi, nous nous limitons volontairement à la mise en œuvre de ces dispositifs dans des domaines d'applications liés l'Evaluation Non Destructive (END). Nous traitons ainsi du cas de défauts de nature métallique ou diélectrique, débouchant en surface ou enfouis dans un matériau diélectrique. Ces études permettent en outre de fournir les informations sur la résolution latérale des microscopies utilisées dans ces études.

Dans le premier cas, nous associons le reflectomètre quatre-port (FPR) à une sonde micro-ruban (dont l'extrémité est effilée) avec un réseau d'adaptation simple stub. Une technique d'imagerie est proposée pour la détection et la localisation de défauts déposés sur différents substrats.

Dans le second cas, nous connectons l'analyseur de réseaux six-port (D-SPR) à deux types de sonde pour constituer un microscope opérant en gamme de fréquences millimétriques, autour de 60 GHz. Le premier type de sonde consiste en une ligne de transmission dont l'extrémité est effilée à une dimension sub-longueur d'onde couplée à un réseau d'adaptation d'impédance variable mécaniquement afin de viser une gamme d'applications la plus large possible. La seconde sonde basée sur un guide d'onde WR-15 opérant sous la longueur d'onde de coupure du guide s'affranchit quant à elle du réseau d'adaptation.

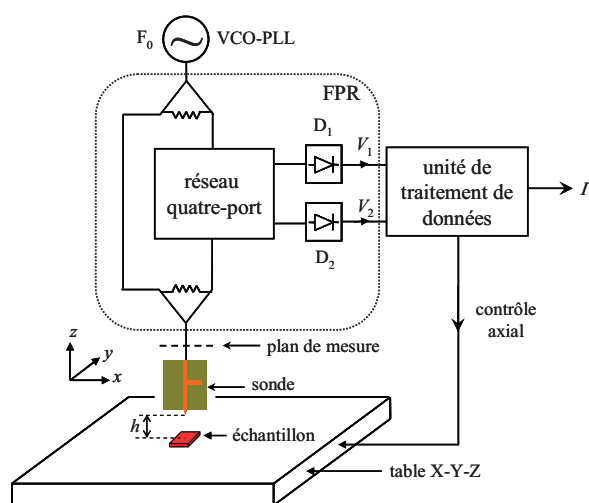
## III.2 MICROSCOPIE EN GAMME DE FREQUENCES MICRO-ONDES

### III.2.1 Introduction

Dans cette partie nous mettons en œuvre le microscope micro-onde, qui est constitué du FPR (1-10 GHz) couplé à une sonde micro-ruban avec un réseau d'adaptation d'impédance fixe [WAN 10]. Nous mettons d'abord en place une étude de la sensibilité de ce microscope en fonction de divers paramètres (type de matériau sous test, distance sonde-échantillon,...). Nous nous intéressons à l'étude de défaut débouchant en surface.

### III.2.2 Mise en œuvre du microscope micro-onde

Le principe de mesure retenu dans cette étude est représenté par le synoptique donné en figure III-1. Le banc de mesure comprend une source externe contrôlée par une tension (oscillateur de type VCO-PLL, pour Voltage Control Oscillation-Phase Locked Loop en anglais), qui génère le signal hyperfréquence à la fréquence de résonance de la sonde micro-ruban (fixée par le stub d'adaptation) (2.655 GHz).



**Figure III-1: Synoptique du microscope hyperfréquence champ proche  
-  $F_0=2.655$  GHz.**

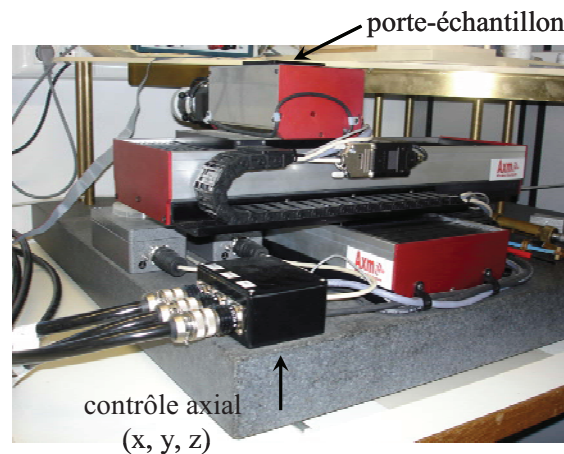
Dans cette configuration, le dispositif de mesure FPR est associé à la sonde micro-ruban pour réaliser la mesure du coefficient de réflexion d'un matériau déposé sur un porte-échantillon.

Contrairement aux cas usuels, dans ce type d'études, il est plus simple de déplacer l'échantillon sous la pointe plutôt que la pointe. Afin d'obtenir une bonne précision



mécanique, le porte-échantillon est monté sur une table X-Y-Z du commerce (figure III-2 (a)) qui offre une précision de positionnement d'environ  $\pm 10$  nm.

Pour compléter le banc d'essai, une unité de traitement de données a été développée pour contrôler la position de l'échantillon, enregistrer les tensions de sortie des détecteurs et calculer le coefficient de réflexion complexe  $\Gamma$  correspondant. L'ensemble des codes de programmation est implémenté dans l'environnement C++. L'ergonomie revêt un aspect important pour la prise en compte des utilisateurs de procédés d'END non-spécialistes des hyperfréquences. A cet effet, une interface graphique entre le système et l'utilisateur a été développée. Une illustration est donnée en figure II-2 (b).



(a) Table X-Y-Z



(b) Interface graphique de commande du banc de microscopie.

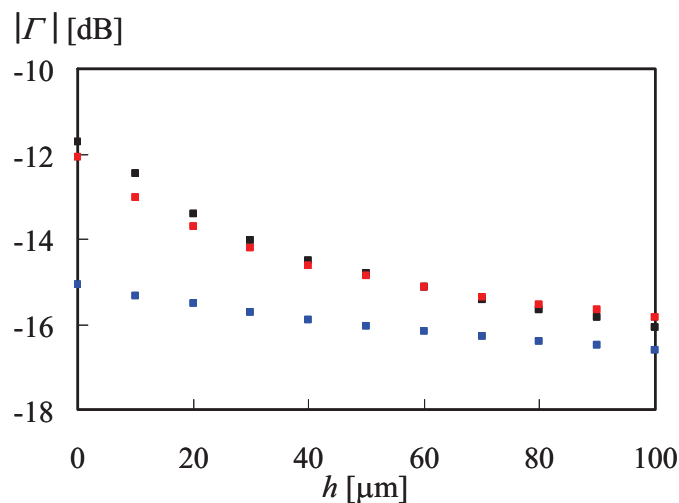
Figure III-2: Photographie du banc de mesure et interface machine-utilisateur associée.

Le banc d'essai complet permet ainsi une opération en temps réel et relativement aisée.

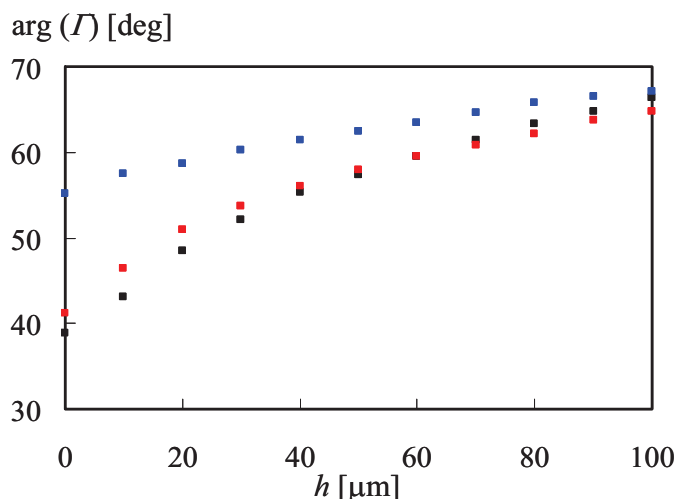
Il a été démontré que le plus petit dispositif détectable physiquement par une sonde (ou pointe) à ondes évanescentes est directement lié à la taille du bout de la sonde et à la distance  $h$  qui sépare la sonde et l'échantillon [KLE 06]. Dans cette configuration, l'échantillon à tester est placé à proximité de la sonde afin d'atteindre une résolution spatiale sub-longueur d'onde. Les expériences liées aux résolutions en profondeur (le long de l'axe  $z$ ) et latérale (le long de l'axe des  $x$ ) de la sonde sont décrites dans la prochaine partie de cette étude pour évaluer les performances et les limites du système proposé.

### III.2.3 Sensibilité du microscope

La séparation entre la sonde et l'objet sous test détermine la résolution en profondeur de la mesure. Dans une précédente étude (cf. §II.3.3), nous avons déjà reporté les variations en module et en phase des coefficients de réflexion mesurés en fonction de la distance  $h$  entre la sonde et une plaque métallique. Nous avons noté une très bonne sensibilité des données mesurées. Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à la sensibilité du système aux changements des propriétés du matériau sous test. Des mesures de coefficients de réflexion sont effectuées pour différents échantillons (conducteur, semi-conducteur, diélectrique) en fonction de la distance  $h$ . Les données expérimentales sont représentées dans la figure III-3 pour une distance  $h$  variant de 0 à 100  $\mu\text{m}$  avec un pas de 10  $\mu\text{m}$ . Rappelons que les mesures sont effectuées à la fréquence de résonance dans l'air, 2.655 GHz.



(a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

(b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

**Figure III-3 : Evolution du coefficient de réflexion  $\Gamma$  en fonction de la distance  $h$  (matériaux : ■ aluminium, ■ Silicium, ■ Epoxy FR4) –  $F_0 = 2.655$  GHz.**

En premier lieu, nous pouvons remarquer que la connaissance de ces deux paramètres ( $|\Gamma|$ ,  $\arg(\Gamma)$ ) donne suffisamment d'informations pour différencier chaque type de matériaux (conducteur, semi-conducteur, diélectrique,...).

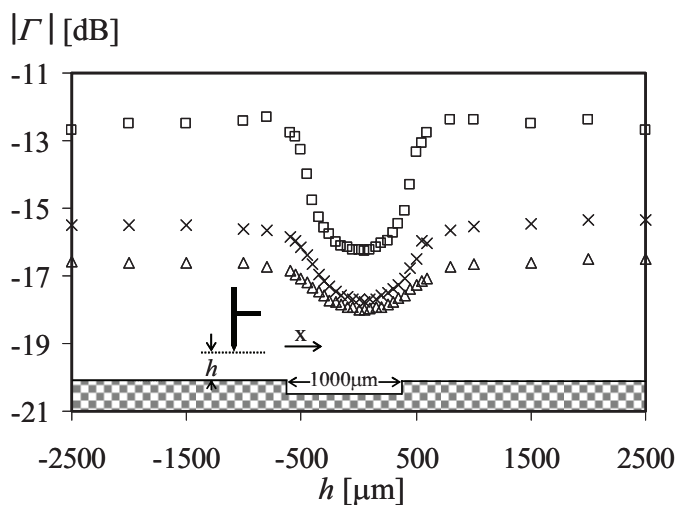
Ces mesures montrent aussi une bonne sensibilité du coefficient de réflexion aux variations de la distance sonde-échantillon. Dans le cas de l'échantillon d'aluminium, des variations de 7.5 dB pour le module de  $\Gamma$  ( $|\Gamma|$ ) et d'environ  $70^\circ$  sur le déphasage ( $\arg(\Gamma)$ ) sont recensées. Pour les mesures effectuées sur un semi-conducteur (Silicium), la sonde MEMP (Microstrip Evanescent Microwave Probe en anglais) s'avère également sensible, les variations sont de l'ordre de 7 dB pour  $|\Gamma|$  et  $57^\circ$  pour  $\arg(\Gamma)$ . La sensibilité du matériau diélectrique (Epoxy FR4) est plus faible, nous notons une variation de 3.5 dB sur le module et de  $37^\circ$  sur la phase.

L'étude suivante est dédiée à l'évaluation de la sensibilité latérale offerte par cette technique.

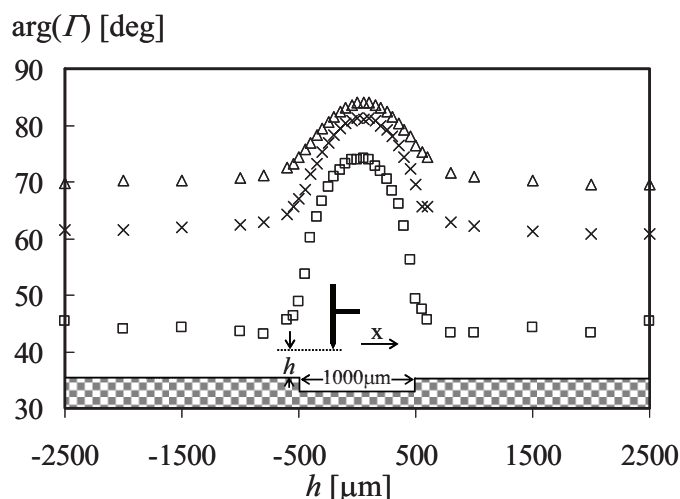
### III.2.4 Etude de la sensibilité latérale

Dans une première étude, nous effectuons un scan d'une fente rectangulaire réalisée sur un substrat d'aluminium (500 μm de profondeur et 1 mm de largeur) à trois distances  $h$  (sonde-échantillon) différentes. Pour ces distances  $h$ , par rapport à la taille de la sonde ( $\sim 60$

$\mu\text{m}$ ), l'une est faible ( $h = 20 \mu\text{m}$ ), une autre est du même ordre de grandeur et la dernière est plus grande ( $h = 120 \mu\text{m}$ ). Les données de mesures sont représentées en figure III-4.



(a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .



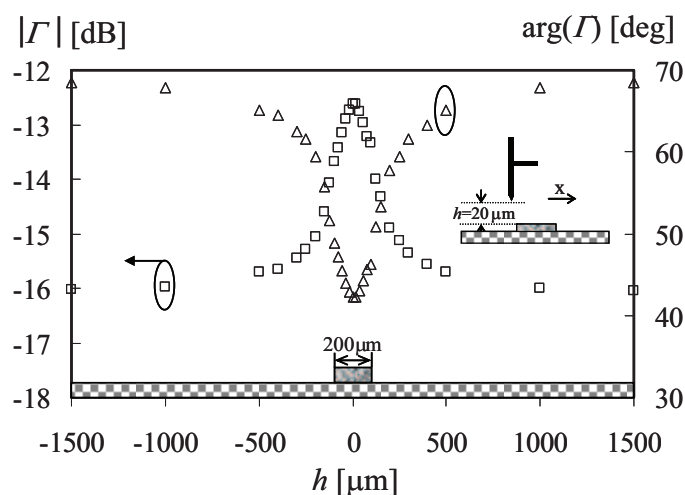
(b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

**Figure III-4 : Scan d'une fente rectangulaire (profondeur=  $500 \mu\text{m}$ , largeur=  $1 \text{ mm}$ ) à différentes distances (dimensions pointe=  $35 \times 60 \mu\text{m}^2$ ) –  $F_0 = 2.655 \text{ GHz}$ .  
( $\Delta$  :  $h = 120 \mu\text{m}$     $\times$  :  $h = 60 \mu\text{m}$     $\square$  :  $h = 20 \mu\text{m}$ )**

Les données mesurées montrent que le module et la phase du coefficient de réflexion relevé permettent de détecter et localiser de manière qualitative la fente considérée. Nous notons que pour une séparation sonde-échantillon  $h$  de  $120 \mu\text{m}$ , les variations sur le module et la phase deviennent plus petites. En outre, lorsque la distance sonde-échantillon  $h$  augmente, la collimation du champ diminue et les réponses mesurées du module et de la phase s'élargissent. Ainsi, la séparation  $h$  doit être maintenue à une faible valeur (inférieure à la

taille de la sonde) pour parvenir à une bonne collimation du champ. Dans ce cas, la résolution latérale peut être facilement améliorée.

Dans la partie suivante, nous proposons d'évaluer la résolution latérale (le long de l'axe Ox) du système proposé. Cette étude consiste à observer les scans 1D de lignes de cuivre déposées, des largeurs de 200  $\mu\text{m}$  à 1 mm sont considérées. Ces lignes sont obtenues par gravure chimique d'une couche de cuivre d'épaisseur  $d = 35 \mu\text{m}$  préalablement déposée sur un substrat d'Epoxy FR4 d'épaisseur 1.6 mm. Nous présentons les résultats obtenus dans le cas de la plus petite largeur testée ( $w = 200 \mu\text{m}$ ) en figure III-5 à la fréquence de travail de 2.655 GHz. La distance sonde-échantillon est fixée à 20  $\mu\text{m}$ . Dans cette étude, le pas du scan suivant l'axe Ox est de 20  $\mu\text{m}$ .

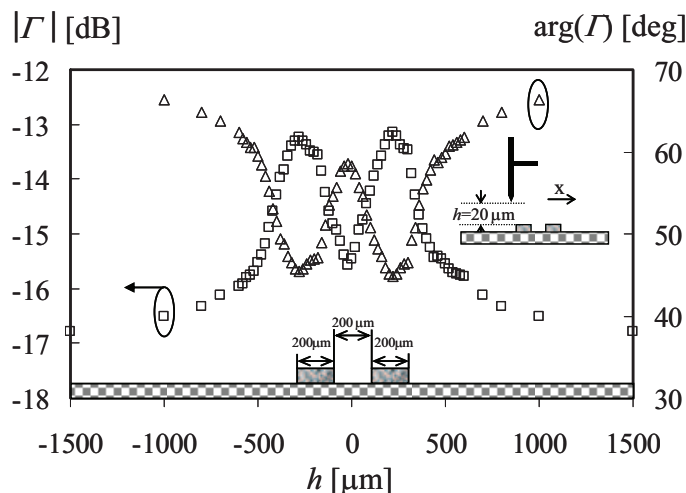


**Figure III-5 : Scan d'une ligne de cuivre déposée sur un substrat d'Epoxy FR4 (hauteur= 35  $\mu\text{m}$ , largeur= 200  $\mu\text{m}$ ) à la distance  $h=20 \mu\text{m}$  –  $F_0= 2.655 \text{ GHz}$ .**

Le graphe montre clairement la possibilité de détection et de localisation de la ligne. Nous notons, de plus, une bonne sensibilité de détection aussi bien sur le module que sur la phase. Théoriquement, la limite de détection se situe pour des largeurs de ligne de l'ordre de la dimension de la sonde (60  $\mu\text{m}$ ).

Une autre façon d'opérer pour évaluer les limites de détection consiste à scanner deux défauts 'proches'. La limite de résolution est atteinte lorsque la réponse électromagnétique du microscope hyperfréquence ne permet pas de distinguer les motifs.

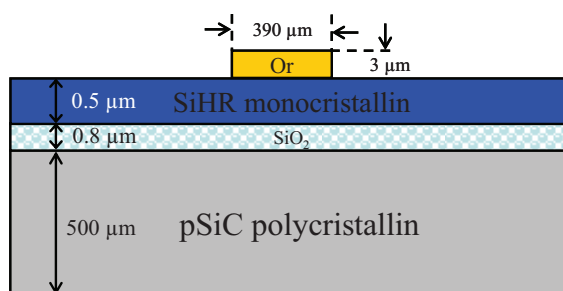
A cet effet, nous présentons en figure III-6 les résultats du scan de 2 lignes du type de celles présentées précédemment (35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et 200  $\mu\text{m}$  de largeur) espacées d'une distance de 200  $\mu\text{m}$  et déposées sur un substrat d'Epoxy FR4.



**Figure III-6 : Scan de deux lignes de cuivre espacées de 200  $\mu\text{m}$ , déposées sur un substrat d'Epoxy FR4 (hauteur= 35  $\mu\text{m}$ , largeur= 200  $\mu\text{m}$ ) à la distance  $h= 20 \mu\text{m} - F_0 = 2.655 \text{ GHz}$ .**

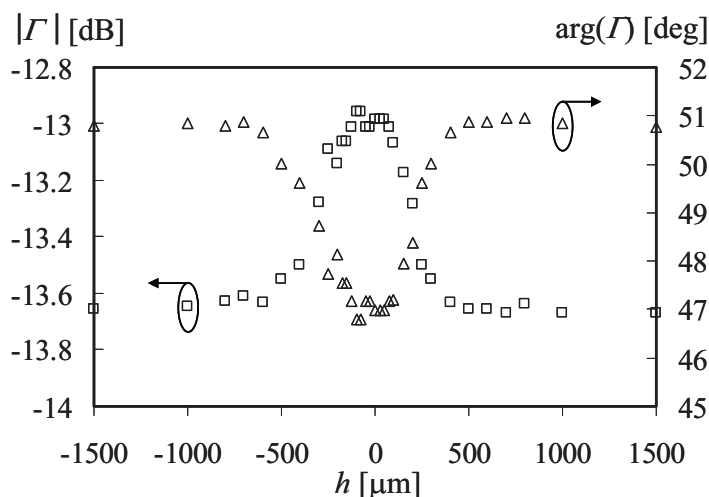
On constate que les deux lignes sont clairement distinguées. Ces mesures (figure III-5 et III-6), nous montrent que la résolution latérale est au moins de l'ordre de 200  $\mu\text{m}$ . Comme nous l'avons signalé, la limite de résolution avoisine théoriquement  $\sim 60 \mu\text{m}$ .

Nous présentons également à titre d'illustration une application liée au domaine de la technologie microélectronique. Nous avons bénéficié pour cela d'un substrat qui était initialement utilisé par un groupe de l'IEMN dans le cadre d'autres études [HOE 08]. Le substrat de type SopSic (Silicon On PolySiC) est développé par la société SOITEC et utilise un procédé de fabrication par report de substrat de type Smartcut<sup>TM</sup>. Nous donnons en figure III-7 suivante le stack des couches.



**Figure III-7 : stack des couches du substrat de type SopSic.**

Avant d'envisager une caractérisation électromagnétique de la permittivité complexe du matériau par une méthode destructive de type dépôt de ligne de transmission, nous procédons à un scan 1D pour étudier les variations topographiques et physiques à l'échelle locale. La distance entre la sonde et l'échantillon est fixée à 20  $\mu\text{m}$  et le pas de scan est de 25  $\mu\text{m}$ .



**Figure III-8 : Etude d'un substrat de type SopSiC,  $h = 20 \mu\text{m}$  –  $F_0 = 2.655 \text{ GHz}$ .**

Ces résultats montrent qu'il est possible de localiser et dimensionner la ligne d'or. Les variations sur le module et sur la phase du coefficient de réflexion sur le substrat demeurent relativement constantes et montrent ainsi une bonne homogénéité de ce dernier. Par contre, les variations légères du coefficient de réflexion mesuré sur le métal semblent indiquer des variations d'épaisseur du dépôt d'or.

Une deuxième application liée au domaine de la microélectronique concerne l'étude de l'homogénéité de dépôt de résines sur substrat de silicium. A cet effet, nous considérons un dépôt de BCB (BenzoCycloButene) distribué par la société Dow Chemical sur un substrat de silicium haute résistivité. Le dépôt est effectué par un procédé de 'spincoating' (épaisseur contrôlée par vitesse de rotation) à 250°. Nous présentons dans les figures suivantes les relevés effectués en une dimension sur le coefficient de réflexion mesuré par le microscope hyperfréquence à une distance sonde-échantillon de 10  $\mu\text{m}$  que nous comparons aux mesures effectuées à l'aide d'un profilomètre. Signalons que l'utilisation d'un profilomètre nécessite d'enlever localement le BCB pour obtenir une référence et ainsi mesurer l'épaisseur de BCB.

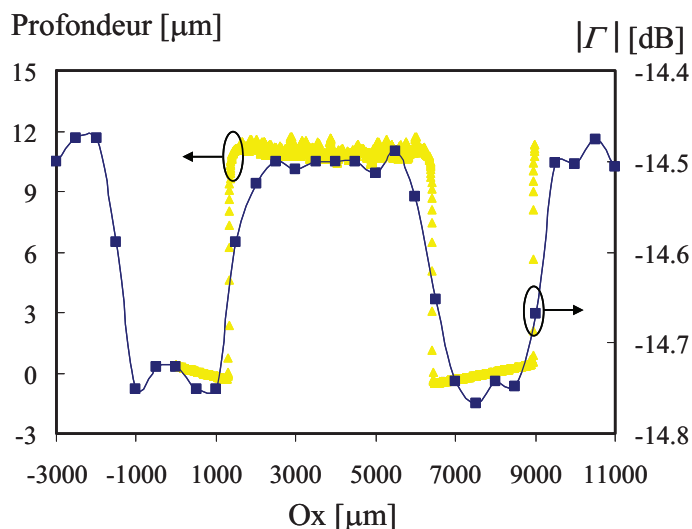
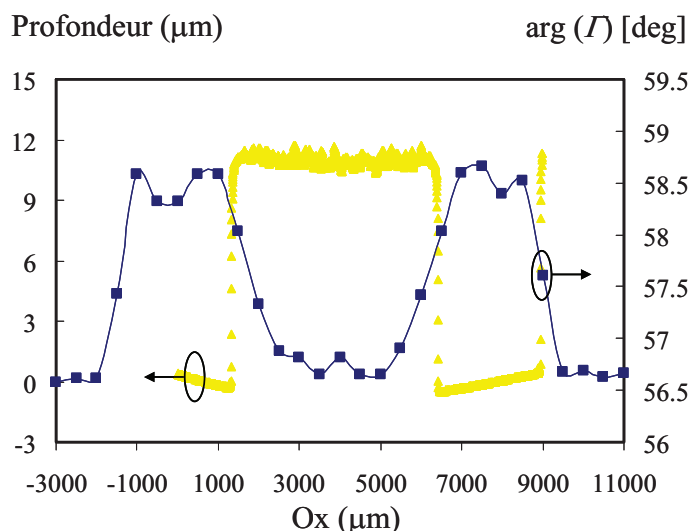

 (a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

 (b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

 Figure III-9 : Scan d'un dépôt de BCB à la distance  $h=10\ \mu\text{m}$  –  $F_0=2.655\ \text{GHz}$ .

De manière qualitative, nous retrouvons des profils quasi-identiques entre les mesures issues du profilomètre et celles issues du microscope champ proche. De plus, les grandeurs mesurées à l'aide du microscope hyperfréquence nous renseignent sur l'homogénéité physique du substrat qui demeure relativement constante.

### III.2.5 Conclusion

Dans ce volet dédié aux applications de la microscopie micro-onde SNMM, nous avons donné la configuration complète d'un dispositif micro-ondes à base du système FPR couplé à une sonde micro-ruban résonante. Ce microscope, faible coût, présente l'avantage d'un



fonctionnement en temps réel. 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. Nous notons que les résolutions obtenues sont très inférieures à la longueur d'onde ( $\sim \lambda/2000$ ). Ces données brutes obtenues permettent une première analyse des motifs sous test. Elles peuvent être grandement améliorées en leur appliquant un traitement de signal.

Dans la suite de ce mémoire, nous décrivons les applications basées sur l'utilisation du microscope opérant en gamme de fréquences millimétriques.

## III.3 MICROSCOPIE EN GAMME DE FREQUENCES MILLIMETRIQUES

### III.3.1 Introduction

Nous nous focalisons dans ce paragraphe sur les applications d'un microscope SNMM autour de 60 GHz basé sur la technique six-port. Le système de mesure retenu dans cette étude est un analyseur de réseaux six-port, le D-SPR (cf. § II.4.2). Nous le connectons à deux types de sondes (décrites au paragraphe cf. §II.3.3) respectivement et nous étudions la sensibilité de ce microscope pour chacune des sondes. Nous présentons aussi des applications liées à l'Evaluation Non Destructive. Nous traitons notamment le cas des défauts enfouis.

### III.3.2 Mise en œuvre du microscope basé sur une structure résonante

#### III.3.2.1 Introduction

Nous mettons en œuvre dans un premier temps le microscope basé sur l'association du D-SPR et de la sonde micro-ruban [WAN 09]. Nous rappelons que la sonde utilisée est une ligne de transmission de 127  $\mu\text{m}$  de largeur qui présente à son extrémité une forme conique (largeur  $\approx 25 \mu\text{m}$ ) réalisée sur un substrat d'alumine (épaisseur = 127  $\mu\text{m}$ ).

#### III.3.2.2 Principe de mesure

Nous présentons la configuration de mesure dans la figure III-10. Notons que le principe de fonctionnement est identique à celui du microscope quatre-port présenté précédemment.

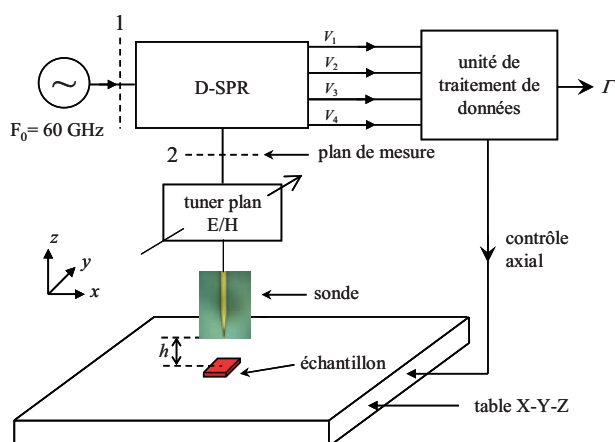
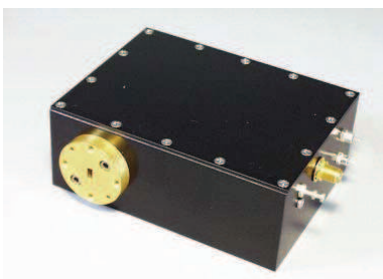


Figure III-10 : Schéma descriptif du système de mesure –  $F_0 = 60 \text{ GHz}$ .

Une source stable de type VCO-PLL (pour Voltage Control Oscillator- Phase Locked-Loop en anglais) (MI-WAVE 957V-60/ER/385) [MIWV 00] génère le signal hyperfréquence à 60 GHz (figure III-11).

Afin d'accroître la sensibilité de la mesure et d'envisager une gamme d'applications la plus large possible, un accord en fréquence est nécessaire pour adapter l'impédance de la pointe pour la fréquence de fonctionnement du système de mesure du coefficient de réflexion. Cet accord est obtenu grâce à un réseau d'adaptation d'impédance variable mécaniquement (un tuner plan E/H) (figure III-11 (b)) lorsque la pointe est placée en espace libre (en absence d'échantillon).



(a) Source VCO-PLL



(b) Tuner plan E/H

**Figure III-11 : Source et Circuit d'accord du microscope.**

Dans cette étude, nous nous intéressons à un problème concret posé en milieu industriel, la détection de fissure.

En effet, la détection des fissures induites par de la fatigue et du stress sur des métaux est un problème pratique important dans les applications industrielles. De nos jours, il existe des techniques d'imagerie (avec ou sans contact) présentant une meilleure résolution pour la caractérisation de défauts surfaciques. 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. Donc nous proposons dans la partie suivante une application de cette technique pour la détection de défauts enfouis. Notons également que cette étude permet de donner un ordre d'idée sur les résolutions de ce type de pointes dans les deux dimensions (X et Y).

### III.3.2.3 Préparation des échantillons

Nous avons réalisé des échantillons comportant différents motifs (fentes, carrés, anneaux, ...) avec des tailles variant de 10 à 300  $\mu\text{m}$ . Ces motifs sont gravés sur une profondeur de 20  $\mu\text{m}$  dans 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  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le choix de ce type de gravure se révèle judicieux car il permet d'avoir une bonne variation du relief entre les régions gravées et non gravées de l'échantillon. Les échantillons sont recouverts d'une résine de type AZ 4562 de 30  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, créant ainsi des défauts enfouis (figure III-12).

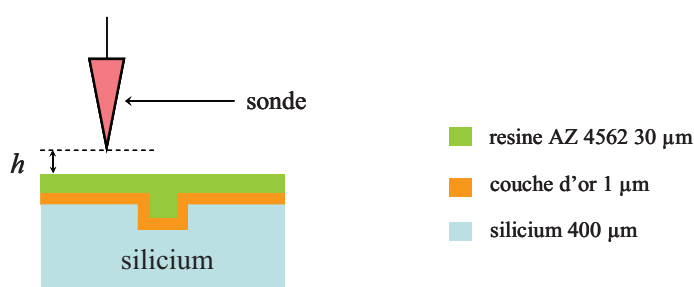


Figure III-12 : Configuration des défauts enfouis.

Nous étudions dans le paragraphe suivant les imageries effectuées sur les différents motifs à la fréquence test de 60 GHz.

### III.3.2.4 Imagerie de défauts enfouis

Pour cette expérience, la sonde est adaptée en espace libre à l'aide du tuner plan E/H à une valeur de -25 dB. Pour le premier relevé, le motif choisi est un anneau (figure III-13) de 200  $\mu\text{m}$  de diamètre et dont l'épaisseur de la couronne est de 50  $\mu\text{m}$ .

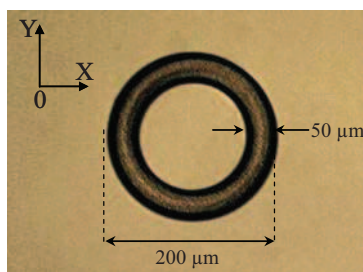
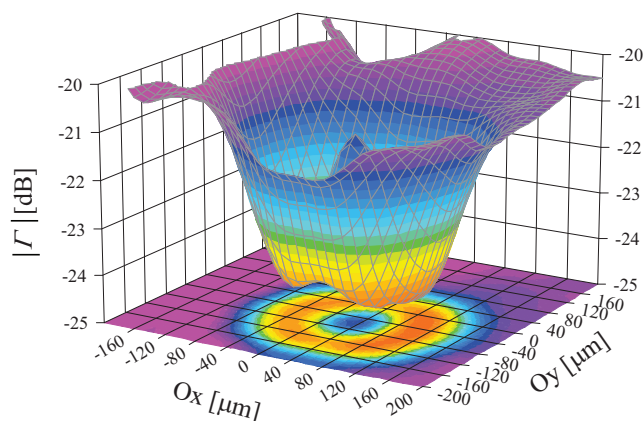
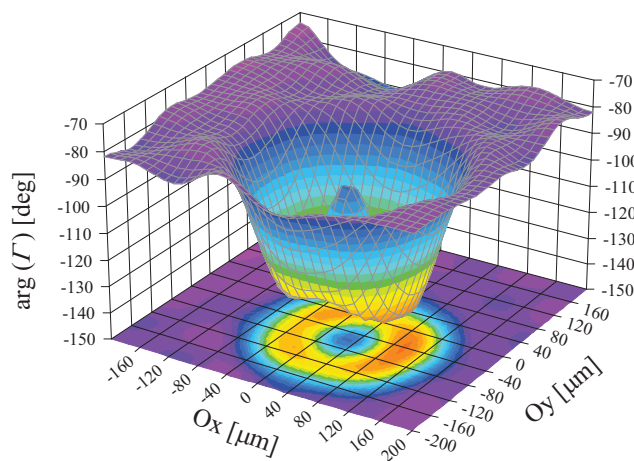


Figure III-13 : Image au microscope optique de l'anneau avant résinage.

L'imagerie hyperfréquence de cet anneau a été réalisée par un relevé du coefficient de réflexion (module et phase) dans les deux dimensions, sur une longueur de 400  $\mu\text{m}$  suivant l'axe X et de 400  $\mu\text{m}$  suivant l'axe Y, avec un pas incrémental de 10  $\mu\text{m}$ , tandis que la distance entre la pointe et la surface de l'échantillon  $h$  est fixée à 5  $\mu\text{m}$ . Sur la figure III-14 sont présentés les relevés du module et de la phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$  en fonction de la position de la sonde.



(a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .



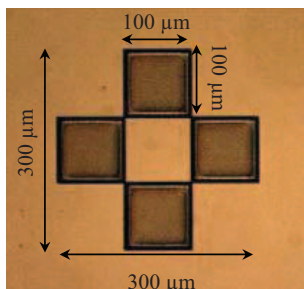
(b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

**Figure III-14 : Imagerie en module et phase du coefficient de réflexion d'un anneau de  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$  (profondeur des puits = 20  $\mu\text{m}$ ), enfoui à 30  $\mu\text{m}$  sous une couche de résine AZ 4562 –  $F_0 = 60 \text{ GHz}$ .**

Ces résultats obtenus en 3D permettent d'apprécier les variations du module et de la phase en fonction de la géométrie du motif scanné. Nous notons une dynamique de l'ordre de 3 dB sur le module et de 30° sur la phase du coefficient de réflexion relevé. Nous constatons que les

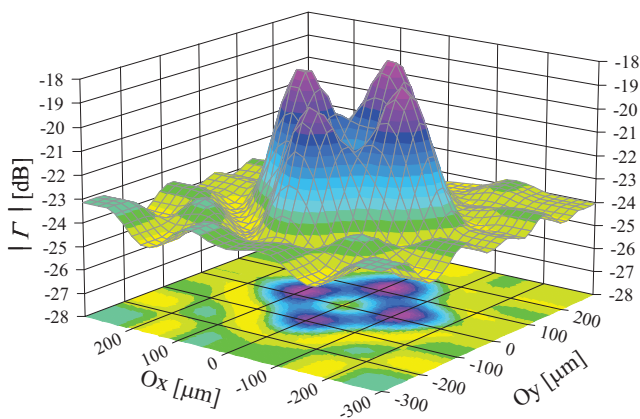
résultats mettent clairement en évidence la présence du motif enfoui et donnent une image relative du défaut enfoui.

Le deuxième relevé est effectué sur un motif correspond à un damier de  $300 \times 300 \mu\text{m}^2$  constitué de 4 carrés de  $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ , comme il est montré sur la photo de la figure III-15.

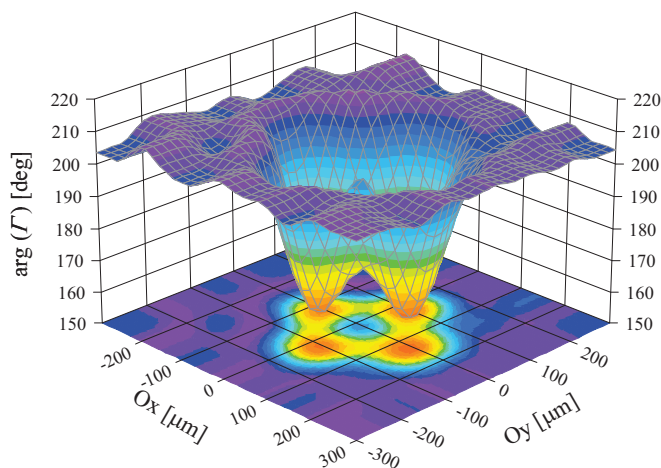


**Figure III-15 : Image au microscope optique du damier avant résinage.**

La particularité de ce motif réside dans sa forme, où les sommets des carrés se rejoignent en un point. Ce changement est susceptible de nous donner un ordre d'idée sur la résolution latérale de cette technique. Cette image a été réalisée sur une longueur de  $400 \mu\text{m}$  suivant l'axe X et de  $400 \mu\text{m}$  suivant l'axe Y, avec un pas incrémental de  $10 \mu\text{m}$ . La distance entre la sonde et la surface de l'échantillon h est toujours fixée à  $5 \mu\text{m}$ . Les résultats 'bruts' du scan sont présentés dans la figure III-16.



**(a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .**

(b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

**Figure III-16 : Imagerie en module et phase du coefficient de réflexion d'un damier de  $300 \times 300 \mu\text{m}^2$  (profondeur des puits =  $20 \mu\text{m}$ ), enfouie à  $30 \mu\text{m}$  sous une couche de résine AZ 4562 –  $F_0 = 60 \text{ GHz}$ .**

Les relevés montrent des variations du coefficient de réflexion (module et phase) en fonction des changements du relief du défaut enfoui (damier). Nous pouvons distinguer la forme du damier dans les deux relevés (module et phase). Notons aussi que ces relevés sont 'bruts' et qu'ils n'ont subi aucun traitement de signal particulier.

A partir de ces résultats, nous pouvons dire, que dans une telle configuration, cette nouvelle méthode d'imagerie, basée sur la technique multi-port, nous procure une résolution de l'ordre de  $(\lambda/200)$  au minimum (dans les conditions de mesure).

### III.3.2.5 Conclusion

La mise en œuvre du D-SPR 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 initiée. Des études complémentaires restent à mener pour situer plus précisément les performances du système proposé.

Dans la suite de cette étude sur la microscopie en gamme de fréquences millimétriques, nous considérons la sonde en guide d'onde WR-15 dont la particularité est d'opérer sous la

longueur d'onde de coupure du guide et donc de présenter une très bonne efficacité de transmission, s'affranchissant ainsi d'un réseau d'adaptation d'impédance.

### III.3.3 Mise en œuvre du microscope basé sur une structure guidée

#### III.3.3.1 Introduction

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux applications utilisant la sonde en guide d'onde WR-15. Cette sonde est basée sur l'utilisation d'un tronçon de guide d'onde WR-15 dont l'ouverture est réduite suivant le petit côté du guide à une dimension de 160  $\mu\text{m}$ .

#### III.3.3.2 Principe de mesure

Nous présentons la configuration de mesure en figure III-17. Notons que le principe de fonctionnement est différent des sondes résonantes, qui fonctionnent en dessous de la fréquence de coupure afin d'augmenter la résolution latérale.

La sonde proposée ici fonctionne en mode  $\text{TE}_{10}$  et montre une haute efficacité de transmission qui permet de s'affranchir du réseau d'adaptation (cf. §II.4.3). Incidemment les limitations en terme de bande fréquentielle d'utilisation sont levées [NOZ 05]. La sonde est reliée au port de mesure en réflexion du D-SPR par une transition guide d'onde – coaxial. Les autres éléments restent les mêmes que ceux utilisés pour la microscopie millimétrique utilisant une sonde résonante (décrit dans la partie précédente) [WAN 09].

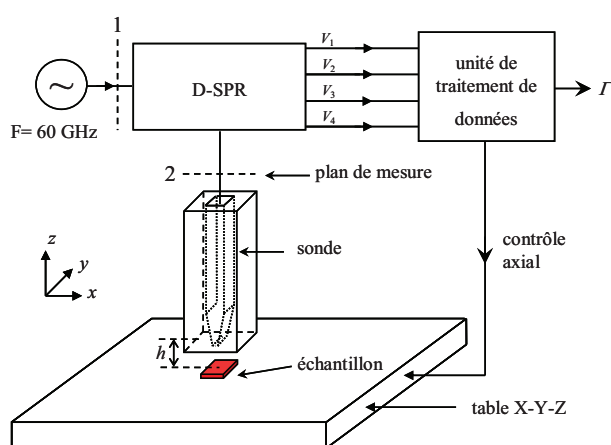


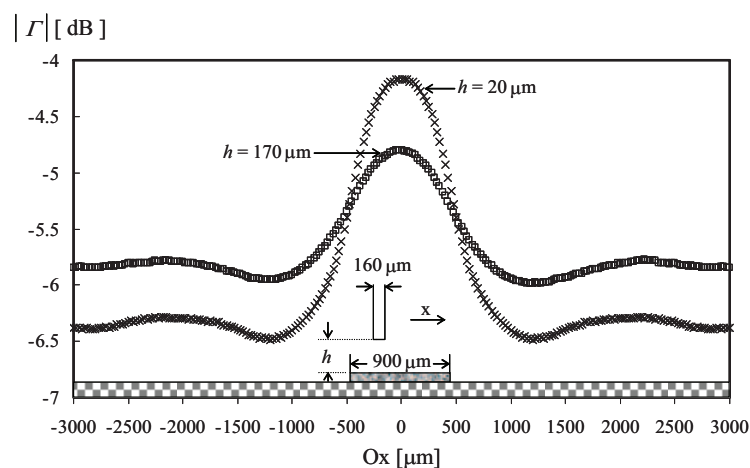
Figure III-17 : Schéma descriptif du système de mesure.



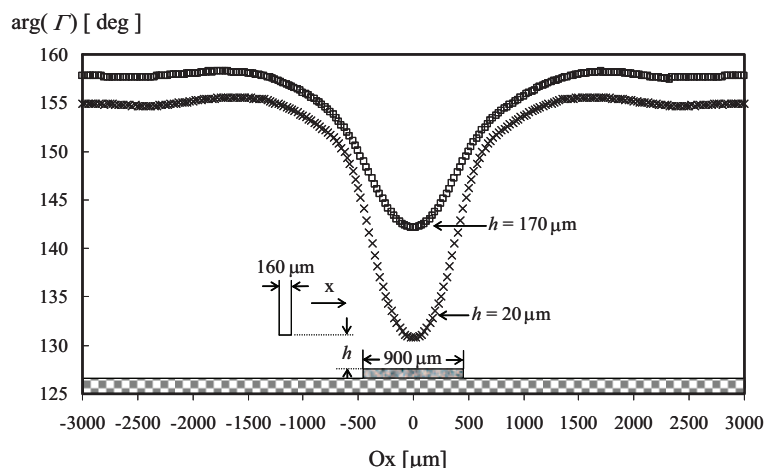
Dans cette configuration, l'échantillon à tester est placé à proximité de l'ouverture de la sonde en guide d'onde pour atteindre une résolution spatiale beaucoup plus petite que la longueur d'onde. Les études liées à la résolution en profondeur (le long de l'axe  $z$ ) et latérale (le long de l'axe des  $x$ ) sont envisagées dans la partie suivante pour évaluer les performances et les limites du système proposé.

### III.3.3.3 Etude de la résolution latérale

Dans cette partie du manuscrit, nous nous intéressons à l'effet de la séparation  $h$  sonde-échantillon sur la résolution latérale. Un exemple est présenté pour illustrer cette situation. Dans la figure III-18, nous donnons les relevés mesurés en module et en phase du coefficient de réflexion pour des scans en 1D d'un même motif pour deux distances 'sonde-échantillon' différentes. Par rapport à la taille de l'ouverture au bout de la sonde ( $160\ \mu\text{m}$ ), l'une des distances est relativement petite ( $h = 20\ \mu\text{m}$ ) tandis que l'autre est du même ordre de grandeur ( $h = 170\ \mu\text{m}$ ). L'échantillon sous test est un patch en cuivre ( $900 \times 900\ \mu\text{m}^2$ ) présentant une épaisseur de  $30\ \mu\text{m}$  déposé sur un substrat de d'époxy FR4 (épaisseur  $1.6\ \text{mm}$ ). Le scan est réalisé sur une longueur de  $6\ \text{mm}$  suivant l'axe  $Ox$  avec un pas incrémental de  $25\ \mu\text{m}$ .



(a) Module du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .



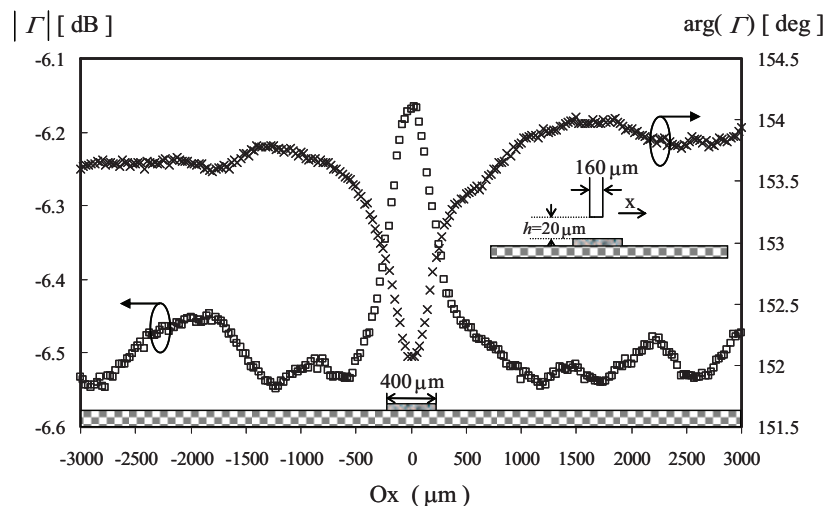
(b) Phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$ .

Figure III-18 : Scan d'un patch de cuivre déposé sur un substrat d'Epoxy FR4  
-  $F_0 = 60$  GHz.

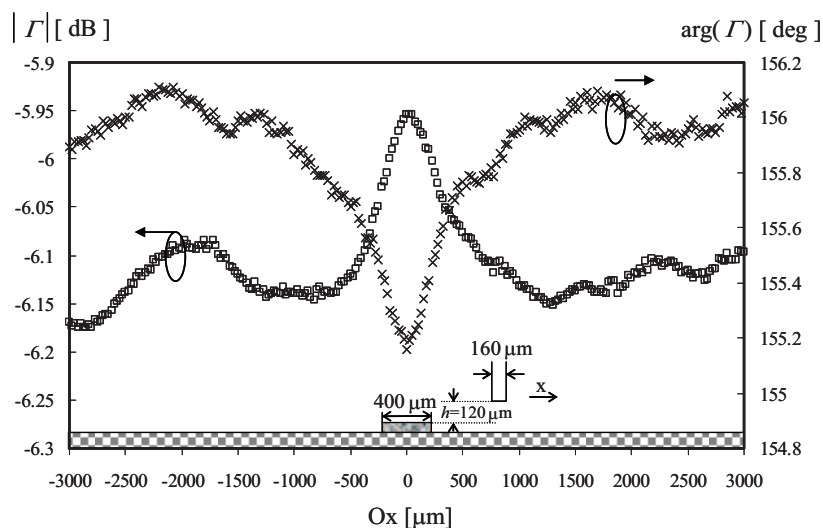
(  Epoxy FR4,  patch de cuivre  $900 \times 900 \mu\text{m}^2$ )

Les données mesurées pour les deux séparations sonde-échantillon montrent que le module et la phase du coefficient de réflexion permettent la détection et la localisation de l'échantillon considéré. Néanmoins, nous notons que les variations en module et en phase deviennent plus petites à la séparation de  $170 \mu\text{m}$  comparativement au cas de  $20 \mu\text{m}$ . Ainsi, lorsque la séparation sonde-échantillon augmente, la collimation du champ diminue, ce qui induit un élargissement des réponses en module et en phase du coefficient de réflexion. Aussi, la séparation entre la sonde et l'objet sous test doit être maintenue à une valeur relativement faible afin d'obtenir une très bonne collimation du champ électromagnétique. Dans ce cas, la résolution latérale peut être facilement améliorée.

Dans la deuxième expérience, nous proposons d'évaluer la résolution latérale (le long de l'axe des Ox) du système proposé. La manipulation consiste à observer les balayages linéaires en 1D sur des plaques d'Epoxy où sont gravés des patches métalliques de différentes tailles de  $400 \times 400 \mu\text{m}^2$  à  $900 \times 900 \mu\text{m}^2$ . Dans la figure III-19, nous présentons les résultats obtenus dans le cas du plus petit patch pour deux séparations sonde-échantillon différentes  $h = 20 \mu\text{m}$  et  $h = 120 \mu\text{m}$ .



(a) Séparation  $h = 20 \mu\text{m}$ .



(b) Séparation  $h = 120 \mu\text{m}$ .

Figure III-19 : Scan d'un patch de cuivre déposé sur un substrat d'Epoxy FR4 –  $F_0 = 60$  GHz.

( Epoxy FR4, patch de cuivre  $400 \times 400 \mu\text{m}^2$ )

A partir de ces graphiques, nous notons que l'échantillon peut être facilement détecté et localisé. Les variations à la fois en module et en phase du coefficient de réflexion diminuent par rapport au cas du scan sur le patch de taille  $900 \times 900 \mu\text{m}^2$  (figure III-18). Théoriquement, cette résolution latérale est limitée par la plus petite dimension de la sonde considérée [TAB 93, TAB 04, BEN 08].

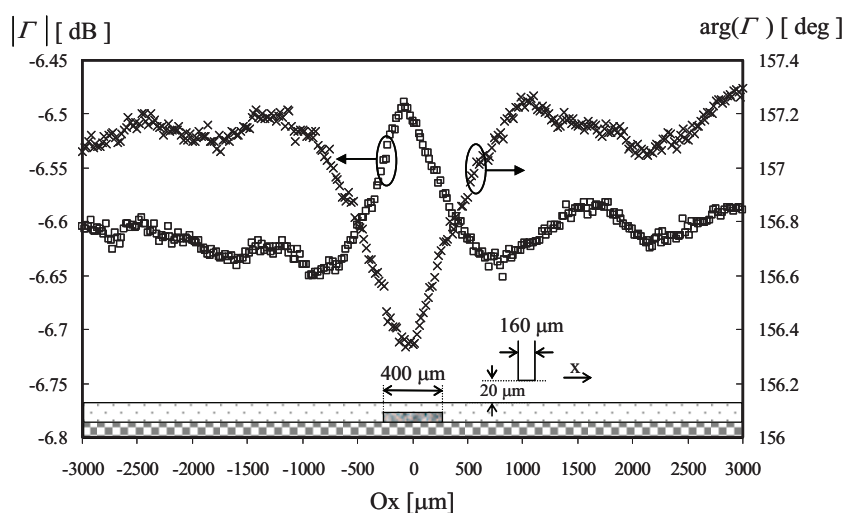
La figure III-19 (b) indique que les variations des relevés mesurés sont plus faibles lorsque la séparation sonde-échantillon est fixée à  $120 \mu\text{m}$  au lieu de  $20 \mu\text{m}$ . Ceci démontre

une fois de plus que la résolution en profondeur (le long de l'axe z) est fonction de la séparation sonde-échantillon.

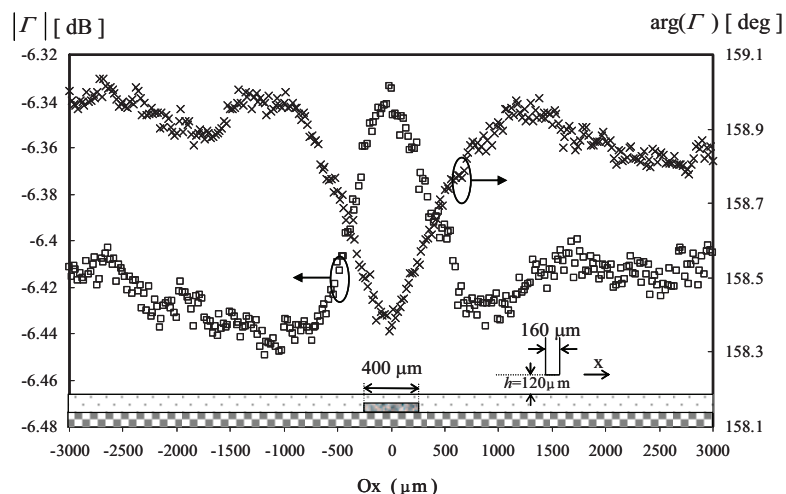
### III.3.3.4 Etude de défauts enfouis

Dans cette étude, nous allons nous concentrer sur la détection et la localisation de défauts enfouis dans un matériau diélectrique.

Nous considérons dans cette expérience un patch de cuivre ( $400 \times 400 \mu\text{m}^2$ ) déposé sur un substrat d'Epoxy FR4 et couvert par un film plastique opaque d'épaisseur  $30 \mu\text{m}$  correspondant aussi à la profondeur d'enfouissement du défaut. Les relevés sont également effectués à deux distances, l'une à  $h=20 \mu\text{m}$  et l'autre à  $h=120 \mu\text{m}$ . Les résultats de mesure sont donnés en figure III-20.



(a) Séparation  $h = 20 \mu\text{m}$ .



(b) Séparation  $h = 120 \mu\text{m}$ .

Figure III-20 : Relevé du coefficient de réflexion d'un défaut de cuivre enfoui sous un film plastique opaque de  $30 \mu\text{m}$  –  $F_0 = 60 \text{ GHz}$ .

(  Epoxy FR4,  patch de cuivre  $400 \times 400 \mu\text{m}^2$ ,  film plastique opaque )

Les mesures du module et de la phase du coefficient de réflexion montrent que des défauts métalliques d'une dimension de l'ordre  $400 \times 400 \mu\text{m}^2$  enfouis à une profondeur de  $30 \mu\text{m}$ , sont détectés et localisés pour les deux séparations sonde-échantillon. Nous montrons également que l'augmentation de la distance entre la pointe et l'objet sous test s'accompagne d'une réduction de la sensibilité de mesure aussi bien pour le module que pour la phase des coefficients de réflexion. Ces résultats sont encourageants et prouvent que la détection et la localisation des défauts sub-surfaciques est possible avec ce type d'instrumentation.

### III.3.3.5 Conclusion

Dans cette partie du manuscrit, nous avons présenté les résultats obtenus en microscopie en champ proche avec un banc de mesure comprenant le D-SPR associé à une sonde basée sur un guide d'onde rectangulaire. Les expériences à la fréquence de  $60 \text{ GHz}$  ont montré que ce système peut effectuer des analyses linéaires avec une résolution spatiale sub-millimétrique ( $\sim \lambda/30$ ). En outre, la sonde employée montre une haute efficacité de transmission qui permet de s'affranchir des réseaux d'adaptation en comparaison avec des sondes résonantes. Ainsi, le système peut fonctionner dans une bande de fréquences beaucoup plus large.

### **III.3.4 Conclusion**

Dans ce volet dédié aux applications de la technique multi-port à la microscopie en gamme de fréquences millimétriques, nous avons donné le principe de fonctionnement d'un dispositif basé sur système multi-port couplé à des antennes de type sondes. Ce microscope, faible coût, présente l'avantage d'un fonctionnement en temps réel. Afin de pouvoir positionner cette technique par rapport aux autres techniques de microscopies, 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 d'utilisation.

### III.4 CONCLUSION

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

Dans ces études, les systèmes multi-port ont été mis en œuvre avec succès dans un banc automatisé permettant d'effectuer des mesures du coefficient de réflexion en une ou deux dimensions.

La démonstration des potentialités de la technique multi-port est ainsi faite au travers d'exemples de caractérisation de défauts de dimension micrométrique. L'idée poursuivie dans ce chapitre était l'association d'un dispositif multi-port à une sonde à ondes évanescentes (EMP pour Evanescent Microwave Probe en anglais), afin de réaliser un microscope champ proche, opérant à fréquence fixe. Cette architecture s'est avérée très efficace y compris dans le cas des défauts enfouis.

## BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

- [BEN 08]** O. BENZAIM, K. HADDADI, MM. WANG, M. MAAZI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Scanning near-field millimetre-wave microscope: application to a vector-coding technique”  
 IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 57, n° 11, pp 2392-2397, June 2008.
- [HOE 08]** V. HOEL, N. DEFRANCE, J. C. DE JAEGER, H. GERARD, C. GAQUIERE, H. LAHRECHE, R. LANGER, A. WILK, M. LIJADI, S. DELAGE  
 “First microwave power performance of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs on SopSiC composite substrate”  
 Electronic Letter, vol. 44, n°3, pp 238-239, January, 2008.
- [KLE 06]** R. A. KLEISMIT, M. K. KAZIMIERCZUK and G. KOZLOWSKI  
 “Sensitivity and resolution of evanescent microwave microscope”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n° 2, pp 639-647, February 2006.
- [MIWV 00]** MILLIMETER WAVE PRODUCTS INC.  
 “957 Series Phase-Locked Oscillators”  
[http://centertechnologies.com/download/Series900/MIWV\\_Series957.pdf](http://centertechnologies.com/download/Series900/MIWV_Series957.pdf)
- [NOZ 05]** T. NOZOKIDO, R. LIBUCHI, J. BAE, H. KUDO and K. MIZUNO  
 “Millimeter-wave scanning near-field anisotropy microscopy”  
 Review of Scientific Instruments, vol. 76, pp 33702-33708, 2005.
- [TAB 93]** M. TABIB-AZAR, N. S. SHOEMAKER and S. HARRIS  
 “Non-destructive characterization of materials by evanescent microwaves”  
 Measurement Science and Technology, vol. 4, pp 583-590, 1993.
- [TAB 04]** M. TABIB-AZAR and Y. WANG  
 “Design and fabrication of scanning near-field microwave probes compatible with atomic microscopy to image embedded nanostructures”  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, n° 3, pp 971-979, March 2004.
- [WAN 09]** MM. WANG, K. HADDADI, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI  
 “Six-port based near-field millimeter-wave microscope using a slit scanning probe”  
 4th IEEE International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization & Imaging (ICONIC 2009), Taipei, Taiwan, June 2009.
- [WAN 10]** MM. WANG, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI  
 “Compact Near-Field Microwave Microscope based on the Multi-Port Technique”  
 40<sup>th</sup> European microwave week, CNIT, Paris, France, 26 September through 1 October 2010.



## CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Au travers d'un bref état de l'art, nous avons présenté les principales techniques de contrôle non destructifs hyperfréquence. Nous avons mis en avant deux verrous de ces techniques que sont d'une part l'instrumentation associée à ce type de mesure qui nécessite presque systématiquement l'utilisation d'un analyseur de réseaux, et d'autre part les limitations de ces procédés en terme de résolution spatiale, de l'ordre de la longueur d'onde d'utilisation. Afin de palier au problème de résolution spatiale imposée par les méthodes de caractérisation hyperfréquence classiques, des travaux relatifs au développement de méthodes de microscopie utilisant des micro-ondes ont été décrits. Ces techniques de microscopie à sonde locale présentent des résolutions spatiales qui dépendent non plus de la longueur d'onde d'utilisation mais de la dimension de la sonde de mesure. Nous montrons en particulier que ces travaux encourageants se sont globalement focalisés sur les aspects sondes de mesure.

Le coût, l'encombrement, le poids, l'automatisation, l'ergonomie d'un tel appareillage constituent sans nul doute les aspects critiques pour adresser une solution complète en matière d'END hyperfréquence. La conception et la réalisation de dispositifs nouveaux basés sur la technique multi-port et associant les techniques de microscopies en prenant en compte les contraintes citées ont été décrites dans le manuscrit. En particulier, les étapes de conception et de réalisation ont donné lieu à la réalisation de dispositifs et de sondes opérant dans les gammes des longueurs d'ondes micro-ondes et millimétriques. La combinaison de systèmes de mesure multi-port et de sondes champ proche est à la base du développement de techniques micro-ondes et millimétriques pour la microscopie hyperfréquence. Ces systèmes devraient participer à lever une des contraintes fortes qui s'opposent à l'application de telles techniques dans un contexte hors laboratoire, à savoir la disponibilité d'appareils et compatibles avec les applications visées et de coût abordables.

Finalement, 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, les systèmes multi-port ont été mis en œuvre avec succès dans un banc automatisé permettant d'effectuer des mesures du coefficient de réflexion en une ou deux dimensions. La démonstration des potentialités de la technique multi-port est faite ainsi au travers d'exemples de caractérisations de défauts de dimension micrométrique.

L'idée poursuivie était l'association d'un dispositif multi-port à une sonde à ondes évanescentes (EMP pour Evanescent Microwave Probe en anglais), afin de réaliser un microscope champ proche, opérant à fréquence fixe. Cette architecture s'est avérée très efficace y compris dans le cas des défauts enfouis.

Les dispositifs développés ont été mis en œuvre dans une utilisation en Contrôle Non Destructif (CND). Ainsi, la réalisation des différents dispositifs nous a permis d'envisager de manière plus optimiste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des contrôles hors laboratoire. Les domaines d'applications de ces techniques sont très nombreux. Aussi, plutôt que d'aborder de manière générale les possibilités de mise en œuvre dans des thématiques extrêmement variées, nous avons choisi un exemple particulier qui peut servir d'élément de base pour une démonstration des possibilités offertes par ce type de procédés. Nous avons examiné en particulier les potentialités procurées par une technique de mesure en espace libre pour apporter des réponses à un problème concret posé dans le milieu industriel. Le choix de cette technique est principalement motivé par des avantages tels que le caractère sans contact du procédé et la non nécessité d'une cellule de mesure pour le conditionnement du matériau sous test [WAN 07, HAD 09\_a]. Une partie de ces travaux a été réalisée en partenariat avec la société Gigacomm, start-up de l'IEMN. Une étude détaillée est fournie en ANNEXE B.

Nous nous sommes également intéressés au secteur des télécommunications numériques et notamment au domaine de la radio-logicielle. Nous avons proposé une nouvelle architecture de récepteur, basée sur un corrélateur quatre-port, qui présente des avantages conséquents en regard des récepteurs cinq-port et six-port existants [HAD 10].

Nous avons adressé des applications dans le domaine du RADAR. En particulier, la mesure de distances en espace libre dans les bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques a fait l'objet d'études qui ont permis de mettre en avant les potentialités de la technique multi-port pour ces applications [HAD 09\_b, HAD 09\_c].

Quant aux perspectives, un de nos autres objectifs est d'offrir à terme une instrumentation spécialisée pour la caractérisation électromagnétique locale de nano-objets. En effet, les propriétés exceptionnelles des nano-objets permettent d'envisager des applications dans une multitude de domaines. La caractérisation locale des propriétés électromagnétiques telles que la conductivité ou la permittivité complexe ( $\epsilon'$  et  $\epsilon''$ ) s'avère

nécessaire tant pour la compréhension que l'analyse ou la prédiction du comportement du nano-objet. Les techniques de mesure conventionnelles (espace libre, structures guidées) qui présentent des résolutions spatiales de l'ordre de la longueur d'onde d'utilisation sont mal adaptées à une caractérisation locale. En conséquence, l'approche basée sur l'utilisation des ondes évanescentes apparaît comme une solution prometteuse pour adresser ce type de caractérisation. Un autre champ d'investigation concerne la réalisation d'un microscope micro-onde champ proche en transmission (voire réflexion/transmission simultanées). En effet, si l'on s'intéresse au signal électromagnétique émis par la sonde, une partie de ce dernier est confinée dans la zone champ proche, une autre partie est réfléchiée par l'objet sous test tandis qu'une dernière partie est absorbée par le matériau. En microscopie classique, le coefficient de réflexion mesure une information globale sur ces trois grandeurs. Aussi, la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission devrait offrir davantage de possibilités d'analyse quantitative. L'ensemble de ces études englobe naturellement les problématiques liées au développement de modèles d'interaction entre la sonde et le matériau sous test nécessaires à l'extraction des grandeurs quantitatives intrinsèques au matériau.

**BIBLIOGRAPHIE CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES**

- [HAD 09\_a]** K. HADDADI, MM. WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI  
“Contactless microwave technique based on a spread-loss model for dielectric materials characterization”  
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n°1, pp 33-35, January 2009.
- [HAD 09\_b]** K. HADDADI, MM.WANG, D. GLAY and T. LASRI  
“A new range finder based on a four-port junction”  
IEEE Sensors Journal, vol. 9, n°6, pp. 697-698, June 2009.
- [HAD 09\_c]** K. HADDADI, MM.WANG, D. GLAY and T. LASRI  
“A 60 GHz six-port distance measurement system with sub-millimeter accuracy”  
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, no. 10, pp. 644-646, October 2009.
- [HAD 10]** K. HADDADI, MM.WANG, C. LOYEZ, D. GLAY and T. LASRI  
“Four-port communication receiver with digital IQ-regeneration”  
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, no. 1, pp. 58-60, January 2010.
- [WAN 07]** MM. WANG, K. HADDADI, D. GLAY and T. LASRI  
“Technique de mesure bistatique en espace libre s’affranchissant du filtrage temporel et des antennes à faisceaux focalisés”  
15ièmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2007), Mai 2007, Toulouse.

---

## ANNEXE A

---

### TECHNIQUE DE CALIBRAGE EXPLICITE BASEE SUR UN DEVELOPPEMENT HARMONIQUE

---

#### Sommaire

---

A.1 INTRODUCTION .....	136
A.2 PROCEDURE DE CALIBRAGE .....	136
A.3 CONCLUSION .....	143

---

## A.1 INTRODUCTION

Cette annexe apporte les développements mathématiques relatifs au calibrage de l'analyseur de réseaux multi-port.

## A.2 PROCEDURE DE CALIBRAGE

Nous donnons ci-dessous le synoptique de l'analyseur de réseaux six-port.

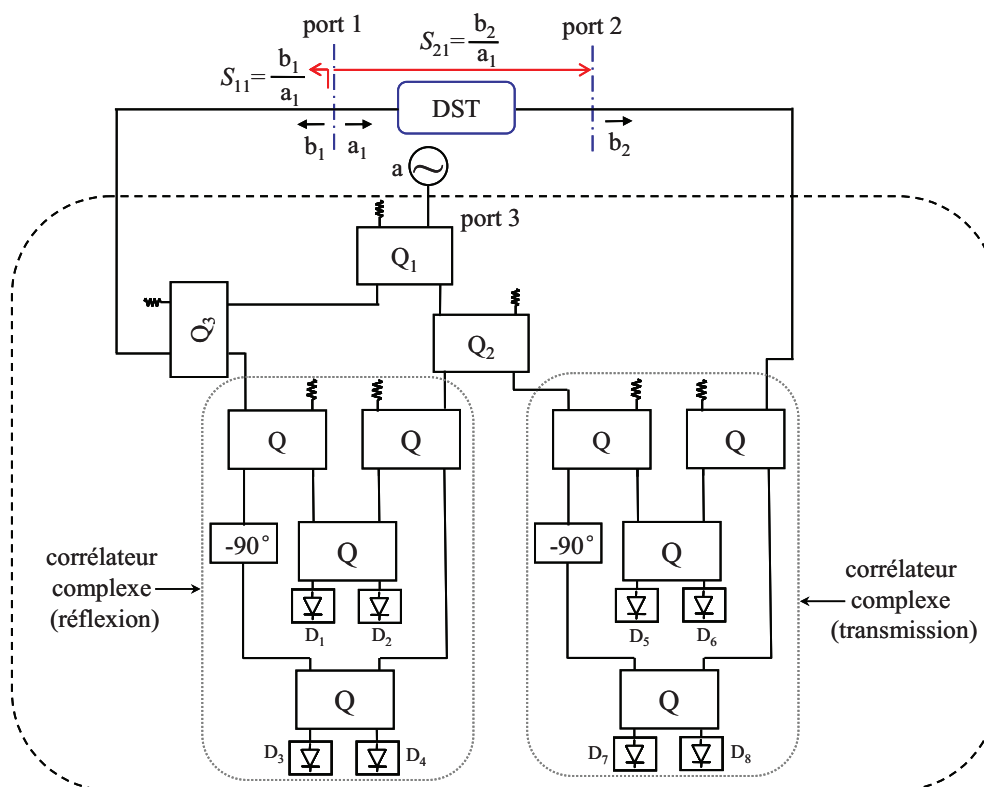


Figure A-1 : Structure du double réflectomètre six-port.

Les tensions de sortie des détecteurs de tensions sont exprimées dans les modèles (A.1) et (A.2) qui incluent les termes de Fourier du second ordre ( $a_{i4}$  et  $a_{i5}$ ) et du troisième ordre ( $a_{i6}$  et  $a_{i7}$ ) :

$$\begin{aligned}
 V_i = & a_{i0} + a_{i1}|S_{11}|^2 + a_{i2}|S_{11}|\sin(\Phi_{11}) + a_{i3}|S_{11}|\cos(\Phi_{11}) \\
 & + a_{i4}|S_{11}|^2 \sin(2\Phi_{11}) + a_{i5}|S_{11}|^2 \cos(2\Phi_{11}) \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4 \quad (\text{A.1}) \\
 & + a_{i6}|S_{11}|^3 \sin(3\Phi_{11}) + a_{i7}|S_{11}|^3 \cos(3\Phi_{11})
 \end{aligned}$$

avec  $\Phi_{11} = \arg(S_{11})$

$$\begin{aligned}
V_i = & a_{i0} + a_{i1}|S_{21}|^2 + a_{i2}|S_{21}|\sin(\Phi_{21}) + a_{i3}|S_{21}|\cos(\Phi_{21}) \\
& + a_{i4}|S_{21}|^2 \sin(2\Phi_{21}) + a_{i5}|S_{21}|^2 \cos(2\Phi_{21}) \quad \text{pour } i=5,\dots,8 \quad (\text{A.2}) \\
& + a_{i6}|S_{21}|^3 \sin(3\Phi_{21}) + a_{i7}|S_{21}|^3 \cos(3\Phi_{21})
\end{aligned}$$

avec  $\Phi_{21} = \arg(S_{21})$

Les modèles (A.1) et (A.2) décrivent les dépendances entre les tensions détectées et les paramètres  $S$  du DST au travers de 8 paramètres réels  $a_{ij}$  ( $i = 1,\dots,8$  et  $j = 0,\dots,7$ ). Ces équations doivent être vérifiées pour toutes les valeurs de  $S_{11}$  ou  $S_{21}$ . Nous verrons dans la suite du manuscrit que la qualité du calibrage est généralement contrôlée au travers de ces équations.

Nous considérons dans la suite de cette étude les parties réelles et imaginaires de  $S_{11}$  et de  $S_{21}$  données par les formulations suivantes :

$$I_1 = |S_{11}|\cos(\Phi_{11}) \quad Q_1 = |S_{11}|\sin(\Phi_{11}) \quad (\text{A.3})$$

$$I_2 = |S_{21}|\cos(\Phi_{21}) \quad Q_2 = |S_{21}|\sin(\Phi_{21}) \quad (\text{A.4})$$

En se basant sur les lois de trigonométrie suivantes :

$$\sin(3\Phi) = 3\sin(\Phi)\cos^2(\Phi) - \sin^3(\Phi)$$

$$\cos(3\Phi) = -3\sin^2(\Phi)\cos(\Phi) + \cos^3(\Phi)$$

$$\sin(2\Phi) = 2\sin(\Phi)\cos(\Phi)$$

$$\cos(2\Phi) = \cos^2(\Phi) - \sin^2(\Phi)$$

Il est alors possible de reformuler les modèles précédents par :

$$\begin{aligned}
V_i = & b_{i0} + b_{i1}I_1 + b_{i2}Q_1 + b_{i3}I_1^2 + b_{i4}Q_1^2 + b_{i5}I_1Q_1 \quad \text{pour } i = 1,\dots,4 \quad (\text{A.5}) \\
& + b_{i6}(I_1^3 - 3I_1Q_1^2) + b_{i7}(Q_1^3 - 3I_1^2Q_1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_i = & b_{i0} + b_{i1}I_2 + b_{i2}Q_2 + b_{i3}I_2^2 + b_{i4}Q_2^2 + b_{i5}I_2Q_2 \quad \text{pour } i = 5,\dots,8 \quad (\text{A.6}) \\
& + b_{i6}(I_2^3 - 3I_2Q_2^2) + b_{i7}(3I_2^2Q_2 - Q_2^3)
\end{aligned}$$

Cette formulation permet d'aboutir à une forme polynomiale plus élégante du problème où les termes  $b_{ij}$  représentent des constantes de calibrage ne dépendant que des termes  $a_{ij}$ . Nous donnons ci-dessous les relations entre les coefficients  $a_{ij}$  et  $b_{ij}$ .

$$\begin{aligned}
 b_{i0} &= a_{i0} \\
 b_{i2} &= a_{i2} \\
 b_{i1} &= a_{i3} \\
 b_{i3} &= a_{i1} + a_{i5} \\
 b_{i4} &= a_{i1} - a_{i5} \\
 b_{i5} &= 2a_{i4} \\
 b_{i6} &= a_{i7} \\
 b_{i7} &= -a_{i6}
 \end{aligned}
 \quad \Longrightarrow \quad
 \begin{aligned}
 a_{i1} &= \frac{b_{i3} + b_{i4}}{2} \\
 a_{i5} &= \frac{b_{i3} - b_{i4}}{2}
 \end{aligned}$$

L'avantage d'utiliser un tel développement est d'affecter les mêmes domaines de variation aux deux grandeurs d'intérêt ( $I_1, I_2 \in [-1, 1]$  et  $Q_1, Q_2 \in [-1, 1]$ ) que nous cherchons à déterminer. En effet, compte tenu de la forme des expressions, il apparaît que l'inversion de celles-ci nécessite la mise en œuvre d'une résolution numérique à deux dimensions.

Les coefficients de calibrage permettent également d'évaluer les taux de distorsions harmoniques d'ordre 2 et 3 par rapport à l'harmonique fondamental. A cet effet, nous donnons ci-dessous les formules permettant de calculer les taux de distorsion  $T_{2,1}$  et  $T_{3,1}$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) respectivement d'ordre 2 et d'ordre 3 à partir des coefficients de calibrage.

$$T_{2,1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{b_{i3} - b_{i4}}{2}\right)^2 + \left(\frac{b_{i5}}{2}\right)^2}}{\sqrt{b_{i1}^2 + b_{i2}^2}} \quad \text{et} \quad T_{3,1} = \frac{\sqrt{b_{i6}^2 + b_{i7}^2}}{\sqrt{b_{i1}^2 + b_{i2}^2}} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (\text{A.7})$$

Dans la suite de ce travail, nous nous appuyons sur un formalisme matriciel pour décrire les équations données en (A.5) et (A.6). Nous donnons ci-après l'intérêt d'un tel développement. Rappelons que ces équations permettent d'exprimer les grandeurs d'intérêt ( $I_1, I_2, Q_1$  et  $Q_2$ ) en fonction des tensions mesurées sur chacun des détecteurs ( $V_1$  à  $V_8$ ). Ces deux types de grandeurs sont liés par les constantes de calibrage du réflectomètre. Le



calibrage du réflectomètre consiste en la résolution des équations du modèle (A.5) et (A.6) en considérant des charges connues et en relevant les tensions mesurées pour ces charges étalons. L'intérêt d'utiliser un formalisme matriciel pour la résolution du système (A.5) et (A.6) réside dans la simplicité des opérations matricielles (addition, multiplication, inversion). Aussi, le formalisme matriciel peut être implémenté facilement sur une unité de traitement numérique. Les entrées correspondent alors à une matrice des tensions mesurées appelée  $V_M$  tandis que la matrice résultat regroupe les termes  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $Q_1$  et  $Q_2$ . Les constantes de calibrage sont regroupées dans deux matrices appelées  $B_M$  et  $B_0$ .

Nous nous intéressons d'abord au corrélateur en réflexion où les quatre équations du modèle (A.5) forment un système linéaire de huit variables. Nous adoptons une écriture du type  $V_R = B_R \cdot \Gamma_R + B_{R0}$  avec :

$$V_R = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad B_R = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} & b_{16} & b_{17} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} & b_{26} & b_{27} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} & b_{36} & b_{37} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} & b_{46} & b_{47} \end{bmatrix} \quad \Gamma_R = \begin{bmatrix} I_1 \\ Q_1 \\ I_1^2 \\ Q_1^2 \\ I_1 Q_1 \\ I_1^3 - 3I_1 Q_1^2 \\ Q_1^3 - 3I_1^2 Q_1 \end{bmatrix} \quad B_{R0} = \begin{bmatrix} b_{10} \\ b_{20} \\ b_{30} \\ b_{40} \end{bmatrix}$$

avec :  $V_R$  matrice des tensions détectées sur le corrélateur en réflexion,

$\Gamma_R$  matrice contenant les grandeurs d'intérêt  $I_1$  et  $Q_1$ ,

$B_R$  matrice des coefficients de calibrage des grandeurs  $I_1$  et  $Q_1$ ,

$B_{R0}$  matrice des composantes continues des tensions  $V_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ),

La connaissance des matrices  $B_R$  et  $B_{R0}$  associée à la mesure des quatre tensions  $V_1$  à  $V_4$  permet la détermination de  $I_1$  et  $Q_1$  par inversion du système matriciel précédent par :

$$\Gamma_R = B_R^{-1} (V_R - B_{R0}) \quad (\text{A.8})$$

De la même manière, pour le corrélateur en transmission, les quatre équations du modèle (A.6) forment un système linéaire de huit variables. Nous adoptons une écriture du type  $V_T = B_T \cdot \Gamma_T + B_{T0}$  avec :

$$V_T = \begin{bmatrix} V_5 \\ V_6 \\ V_7 \\ V_8 \end{bmatrix} \quad B_T = \begin{bmatrix} b_{51} & b_{52} & b_{53} & b_{54} & b_{55} & b_{56} & b_{57} \\ b_{61} & b_{62} & b_{63} & b_{64} & b_{65} & b_{66} & b_{67} \\ b_{71} & b_{72} & b_{73} & b_{74} & b_{75} & b_{76} & b_{77} \\ b_{81} & b_{82} & b_{83} & b_{84} & b_{85} & b_{86} & b_{87} \end{bmatrix} \quad \Gamma_T = \begin{bmatrix} I_2 \\ Q_2 \\ I_2^2 \\ Q_2^2 \\ I_2 Q_2 \\ I_2^3 - 3I_2 Q_2^2 \\ Q_2^3 - 3I_2^2 Q_2 \end{bmatrix} \quad B_{T0} = \begin{bmatrix} b_{50} \\ b_{60} \\ b_{70} \\ b_{80} \end{bmatrix}$$

avec :  $V_T$  matrice des tensions détectées sur le corrélateur en transmission,

$\Gamma_T$  matrice contenant les grandeurs d'intérêt  $I_2$  et  $Q_2$ ,

$B_T$  matrice des coefficients de calibrage des grandeurs  $I_2$  et  $Q_2$ ,

$B_{T0}$  matrice des composantes continues des tensions  $V_i$  ( $i = 5, \dots, 8$ ).

La connaissance des matrices  $B_T$  et  $B_{T0}$  associée à la mesure des quatre tensions  $V_5$  à  $V_8$  permet la détermination de  $I_2$  et  $Q_2$  par inversion du système matriciel précédent par :

$$\Gamma_T = B_T^{-1}(V_T - B_{T0}) \quad (\text{A.9})$$

Notons que chaque corrélateur complexe est entièrement caractérisé par la connaissance de 32 coefficients de calibrage. Nous proposons dans la suite une méthode de calibrage explicite consistant à calibrer indépendamment chacun des corrélateurs complexes. La procédure comportant trois étapes de calibrage est détaillée dans la suite.

Dans cette première étape, nous considérons que les accès 1 et 2 du double réflectomètre six-port (figure A-1) sont fermés par des charges adaptées ( $I_1 = Q_1 = I_2 = Q_2 = 0$ ). Les systèmes matriciels résultants, notés  $V_{R0}$  et  $V_{T0}$ , s'écrivent de la manière suivante :

$$V_{R0} = B_{R0} \quad \text{avec} \quad V_{R0} = \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \\ V_{40} \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$V_{T0} = B_{T0} \quad \text{avec} \quad V_{T0} = \begin{bmatrix} V_{50} \\ V_{60} \\ V_{70} \\ V_{80} \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

où les termes de  $V_{R0}$  et de  $V_{T0}$  représentent les huit tensions résultantes. La mesure de celles-ci permet donc de déterminer les coefficients  $b_{i0}$  ( $i = 1, \dots, 8$ ).

Dans une deuxième étape, nous nous intéressons à la détermination des coefficients de la matrice  $B_R$ . En observant les formes (A.5), chacune des tensions détectées requière la connaissance de sept coefficients de calibrage  $b_{ij}$  ( $i = 1, \dots, 4$  et  $j = 1, \dots, 7$ ) en plus des termes constants  $b_{i0}$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) déterminés dans l'étape 1 de la procédure de calibrage.

Une manière de procéder est de connecter successivement sept charges étalons et de mesurer pour chacune de ces charges connues les quatre tensions détectées associées. Aussi, pour chacun des détecteurs  $D_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ), nous relevons sept tensions correspondant à la mesure de sept charges étalons. Mathématiquement nous disposons, pour chacun des détecteurs, d'un système de sept équations à sept inconnues de la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{i1} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,1} + b_{i2}Q_{1,1} + b_{i3}I_{1,1}^2 + b_{i4}Q_{1,1}^2 + b_{i5}I_{1,1}Q_{1,1} + b_{i6}(I_{1,1}^3 - 3I_{1,1}Q_{1,1}^2) + b_{i7}(Q_{1,1}^3 - 3I_{1,1}^2Q_{1,1}) \\ V_{i2} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,2} + b_{i2}Q_{1,2} + b_{i3}I_{1,2}^2 + b_{i4}Q_{1,2}^2 + b_{i5}I_{1,2}Q_{1,2} + b_{i6}(I_{1,2}^3 - 3I_{1,2}Q_{1,2}^2) + b_{i7}(Q_{1,2}^3 - 3I_{1,2}^2Q_{1,2}) \\ V_{i3} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,3} + b_{i2}Q_{1,3} + b_{i3}I_{1,3}^2 + b_{i4}Q_{1,3}^2 + b_{i5}I_{1,3}Q_{1,3} + b_{i6}(I_{1,3}^3 - 3I_{1,3}Q_{1,3}^2) + b_{i7}(Q_{1,3}^3 - 3I_{1,3}^2Q_{1,3}) \\ V_{i4} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,4} + b_{i2}Q_{1,4} + b_{i3}I_{1,4}^2 + b_{i4}Q_{1,4}^2 + b_{i5}I_{1,4}Q_{1,4} + b_{i6}(I_{1,4}^3 - 3I_{1,4}Q_{1,4}^2) + b_{i7}(Q_{1,4}^3 - 3I_{1,4}^2Q_{1,4}) \\ V_{i5} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,5} + b_{i2}Q_{1,5} + b_{i3}I_{1,5}^2 + b_{i4}Q_{1,5}^2 + b_{i5}I_{1,5}Q_{1,5} + b_{i6}(I_{1,5}^3 - 3I_{1,5}Q_{1,5}^2) + b_{i7}(Q_{1,5}^3 - 3I_{1,5}^2Q_{1,5}) \\ V_{i6} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,6} + b_{i2}Q_{1,6} + b_{i3}I_{1,6}^2 + b_{i4}Q_{1,6}^2 + b_{i5}I_{1,6}Q_{1,6} + b_{i6}(I_{1,6}^3 - 3I_{1,6}Q_{1,6}^2) + b_{i7}(Q_{1,6}^3 - 3I_{1,6}^2Q_{1,6}) \\ V_{i7} = b_{i0} + b_{i1}I_{1,7} + b_{i2}Q_{1,7} + b_{i3}I_{1,7}^2 + b_{i4}Q_{1,7}^2 + b_{i5}I_{1,7}Q_{1,7} + b_{i6}(I_{1,7}^3 - 3I_{1,7}Q_{1,7}^2) + b_{i7}(Q_{1,7}^3 - 3I_{1,7}^2Q_{1,7}) \end{array} \right.$$

$$i = 1, \dots, 4 \quad (A.12)$$

où :  $\Gamma_k = I_k + jQ_k$  ( $k = 1, \dots, 7$ ) représentent les sept charges étalons,

$V_{ik}$  ( $i = 1, \dots, 4$  et  $k = 1, \dots, 7$ ) sont les tensions mesurées sur le détecteur  $D_i$  pour la charge  $\Gamma_k$ .

Sous forme matricielle, le système d'équations précédent s'écrit  $V_{Ri} = B_{Ri} \cdot \Gamma_{Ri}$  avec :

$$V_{Ri} = \begin{bmatrix} V_{i0} \\ V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \\ V_{i4} \\ V_{i5} \\ V_{i6} \\ V_{i7} \end{bmatrix} \quad B_{Ri} = \begin{bmatrix} b_{i0} \\ b_{i1} \\ b_{i2} \\ b_{i3} \\ b_{i4} \\ b_{i5} \\ b_{i6} \\ b_{i7} \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_{Ri} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ I_{i,1} & I_{i,2} & I_{i,3} & I_{i,4} & I_{i,5} & I_{i,6} & I_{i,7} \\ Q_{i,1} & Q_{i,2} & Q_{i,3} & Q_{i,4} & Q_{i,5} & Q_{i,6} & Q_{i,7} \\ I_{i,1}^2 & I_{i,2}^2 & I_{i,3}^2 & I_{i,4}^2 & I_{i,5}^2 & I_{i,6}^2 & I_{i,7}^2 \\ Q_{i,1}^2 & Q_{i,2}^2 & Q_{i,3}^2 & Q_{i,4}^2 & Q_{i,5}^2 & Q_{i,6}^2 & Q_{i,7}^2 \\ I_{i,1}Q_{i,1} & I_{i,2}Q_{i,2} & I_{i,3}Q_{i,3} & I_{i,4}Q_{i,4} & I_{i,5}Q_{i,5} & I_{i,6}Q_{i,6} & I_{i,7}Q_{i,7} \\ I_{i,1}^3 - 3I_{i,1}Q_{i,1}^2 & I_{i,2}^3 - 3I_{i,2}Q_{i,2}^2 & I_{i,3}^3 - 3I_{i,3}Q_{i,3}^2 & I_{i,4}^3 - 3I_{i,4}Q_{i,4}^2 & I_{i,5}^3 - 3I_{i,5}Q_{i,5}^2 & I_{i,6}^3 - 3I_{i,6}Q_{i,6}^2 & I_{i,7}^3 - 3I_{i,7}Q_{i,7}^2 \\ Q_{i,1}^3 - 3I_{i,1}^2Q_{i,1} & Q_{i,2}^3 - 3I_{i,2}^2Q_{i,2} & Q_{i,3}^3 - 3I_{i,3}^2Q_{i,3} & Q_{i,4}^3 - 3I_{i,4}^2Q_{i,4} & Q_{i,5}^3 - 3I_{i,5}^2Q_{i,5} & Q_{i,6}^3 - 3I_{i,6}^2Q_{i,6} & Q_{i,7}^3 - 3I_{i,7}^2Q_{i,7} \end{bmatrix}$$

$i = 1, \dots, 4$

où :  $V_{Ri}$  matrice des tensions détectées sur le détecteur  $D_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ),

$\Gamma_{Ri}$  matrice contenant les valeurs des sept charges étalons  $I_k$  et  $Q_k$  ( $k = 1, \dots, 7$ ),

$B_{Ri}$  matrice des coefficients de calibrage relatifs au détecteur  $D_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ).

Nous disposons donc de quatre systèmes matriciels  $V_{Ri}$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) permettant de déterminer les coefficients de calibrage  $b_{ik}$  ( $i = 1, \dots, 4$  et  $k = 1, \dots, 7$ ) par l'opération suivante :

$${}^t B_{Ri} = {}^t V_{Ri} \Gamma_{Ri}^{-1} \quad i = 1, \dots, 4 \quad (\text{A.13})$$

Ainsi, à l'issue des deux étapes de cette procédure de calibrage, la connaissance des coefficients  $b_{i0}$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) et  $b_{ik}$  ( $i = 1, \dots, 4$  et  $k = 1, \dots, 7$ ) permet d'aboutir à quatre relations permettant de déterminer les grandeurs  $I_1$  et  $Q_1$ .

La troisième étape de calibrage consiste en la détermination des coefficients de la matrice  $B_T$ . Le protocole adopté est identique à celui de la deuxième étape en considérant sept charges étalons en transmission.

Le choix des étalons de calibrage va conditionner la précision de mesure sur la détermination des paramètres  $S$ . Nous optons pour une configuration 'court-circuit' décalé. Ainsi, dans l'étape 2 de la procédure de calibrage, nous considérons des charges de calibrage uniformément réparties sur le pourtour de l'abaque de Smith. Les détecteurs n'ont une réponse quadratique qu'à de faibles niveaux de puissances. La mesure de forts coefficients de réflexion requière quant à elle l'excursion maximale des détecteurs de puissances et donc une réponse non quadratique. Aussi, les modèles (A.5) et (A.6) permettent de prendre en compte ces effets au travers des termes de calibrage de second et troisième ordre. Généralement, les étalons de calibrage seront réalisés à l'aide d'un piston de court-circuit variable. Pour les mêmes raisons, nous utiliserons un déphaseur en transmission pour le calibrage en

transmission afin de travailler à de forts niveaux de coefficients de transmission et prendre ainsi en compte les non-linéarités.

### **A.3 CONCLUSION**

Cette annexe a pour vertu essentielle de donner les développements mathématiques nécessaires au calcul des coefficients de calibrage.

Le calcul considère un ordre  $n = 3$  pour la construction du modèle mais il peut facilement se généraliser. L'implémentation sur machine (ordinateurs, microcontrôleurs, DSP, etc) est aisée.



---

## ANNEXE B

---

### CARACTERISATION DES MATERIAUX DU BATIMENT

---

#### Sommaire

---

<b>B.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>146</b>
<b>B.2 CARACTERISATION DES MATERIAUX DU BATIMENT .....</b>	<b>148</b>
<b>B.3 CONCLUSION .....</b>	<b>159</b>
<b>BIBLIOGRAPHE.....</b>	<b>160</b>

---

## B.1 INTRODUCTION

Pendant ma thèse j'ai eu l'opportunité de travailler en entreprise. En effet, en qualité de doctorante-conseil durant l'année universitaire 2007-2008, j'ai accompli une mission au sein de l'entreprise Gigacomm. Celle-ci est un bureau d'études spécialisé dans l'aide à l'implantation de réseaux sans fil haut débit en milieux complexes. Elle intervient également sur des projets d'optimisation de réseaux sans fil pour assurer un échange d'information fiable et continue par onde radio pour le compte d'entreprises privées ou publiques.

L'objet de cette étude est de construire un pont entre les travaux de recherche dans le laboratoire et les aspects industriels au sein de l'entreprise. Ainsi, les travaux de recherche entrepris durant les travaux doctoraux sont appliqués plus ou moins directement à une problématique industrielle.

Tout déploiement de réseau nécessite des études préalables, afin de maximiser l'implantation des points d'accès. Gigacomm assure l'ensemble des phases de tests, mesures et simulations afin d'obtenir une couverture optimale des locaux et environnements concernés. Elle exploite le logiciel 'SimuEM 3D' [GIGA] qui permet de simuler la propagation des ondes électromagnétiques hautes fréquences à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments. Différent des autres logiciels existants, 'SimuEM 3D' prend en compte la réalité tridimensionnelle des bâtiments et la nature des matériaux de construction qui les constituent.

Pour augmenter la précision de ce logiciel, il est nécessaire d'améliorer la connaissance de la forme et de la nature physique (permittivité complexe) des objets (murs, plafond, portes, aménagements, ameublement,...) situés autour des éléments rayonnants du réseau. L'expérience acquise par la société Gigacomm tout au long de son activité commerciale a montré que la nature des matériaux constitutifs d'un bâtiment variait peu d'un endroit à l'autre. Ainsi, l'établissement d'une bibliothèque contenant la nature physique des matériaux de construction communs, notamment la permittivité complexe ou le développement d'une méthode de contrôle en temps réel permettant la mesure des propriétés diélectriques des matériaux est nécessaire. Une étude bibliographique approfondie a révélé que peu de travaux dans le contexte industriel avaient été effectués sur ce sujet.

Au sein du groupe MITEC, nous nous intéressons depuis quelques années aux techniques micro-ondes appliquées au contrôle non destructif (CND) [GLA 01, MAA 05\_b, BEN 08, HAD 09]. Dans nos études, nous nous intéressons aux tests électromagnétiques et



spécialement à ceux utilisant les micro-ondes comme techniques de caractérisation. Ainsi, la réalisation des différents dispositifs (SPR, D-SPR, FPR et D-FPR), présentés dans les précédents chapitres, nous permet d'envisager de manière plus optimiste l'utilisation des techniques micro-ondes et millimétriques pour des contrôles hors laboratoire. Aussi, proposons-nous dans cette étude une technique de mesure en espace libre, compatible avec nos systèmes, qui présente des avantages tels que le faible coût, le peu encombrement et les mesures en temps réel.

En particulier, pour ce travail, nous associons le dispositif FPR (FPR pour Four-Port Reflectometer en anglais) réalisé au laboratoire (§ II.3.2) à une antenne cornet de manière à mesurer les propriétés électromagnétiques des matériaux de construction. Les mesures sont effectuées à deux fréquences,  $F=2.45$  GHz et  $F=5$  GHz. Ces deux fréquences sont spécifiées pour des utilisations dans les systèmes WLAN sous les standards IEEE 802.11. Une modélisation est développée pour faire le lien entre le coefficient de réflexion mesuré et la permittivité du matériau sous test. D'après les données de mesure, la permittivité peut être extraite en utilisant un processus d'inversion.

## B.2 CARACTERISATION DES MATERIAUX DU BATIMENT

### Introduction

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe précédent, le logiciel 'Simu EM 3D' permet de réaliser des études électromagnétiques dans des environnements très hétérogènes. Considérant que les données sur la géométrie du bâtiment peuvent être facilement obtenues, il est par contre difficile d'obtenir des informations sur les propriétés diélectriques du matériau. Le procédé le plus courant semble limité à l'application de la méthode des moindres carrés pour aboutir à des modèles de propagation élémentaires dans le but de minimiser l'écart entre prédiction et mesures [MUD 02, JEM 05]. Cependant, les résultats sont discutables et causent des imprécisions sur la simulation des imprécis.

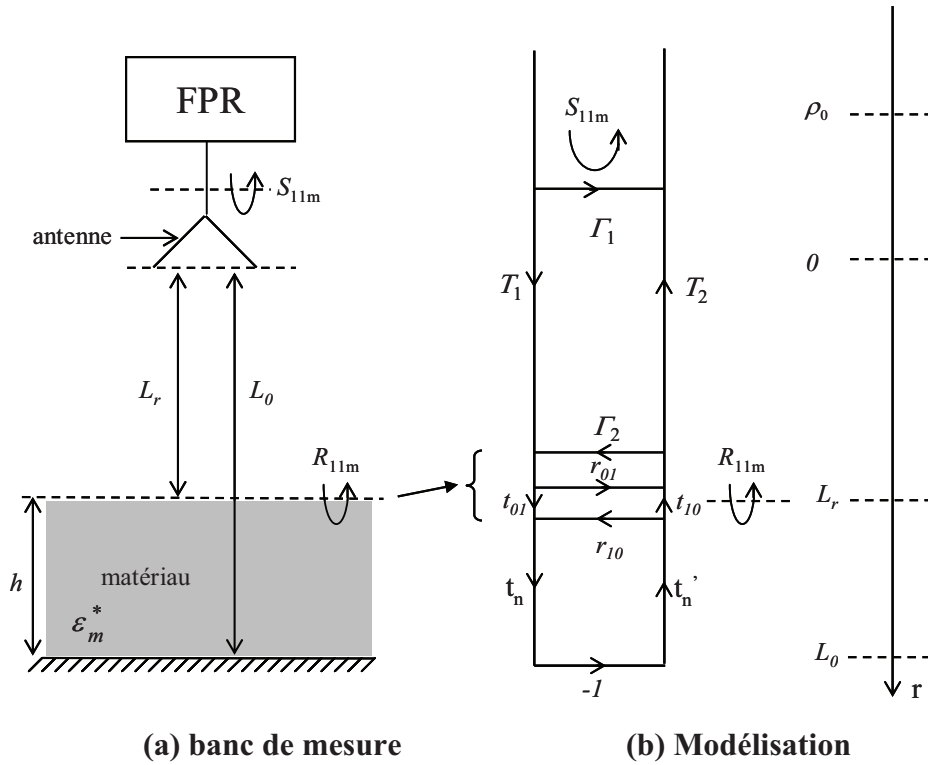
Ainsi, la volonté de ce travail est de proposer des instruments d'intégration de ressources matérielles et logicielles pour les nouveaux développements dans les domaines de la caractérisation industrielle. Dans une étude précédente [HAD 08], un dispositif réflectomètre quatre-port (FPR) fonctionnant dans la bande 1-10 GHz pour la mesure des coefficients de réflexion complexe  $\Gamma$  a été décrit. Aussi, proposons-nous dans cette étude une technique de mesure, compatible avec ce système (FPR), qui permet une caractérisation sans contact et non destructive et en temps-réel.

Nous présentons dans un premier temps la technique de mesure basée sur une modélisation liant le coefficient de réflexion mesuré à la permittivité du matériau sous test. A partir des relevés de mesure, la permittivité complexe peut être extraite en utilisant un processus d'inversion. En utilisant cette méthode, nous caractérisons trois matériaux de construction communs fournis par Gigacomm. Nous comparons les résultats obtenus avec celles relevées dans la littérature.

### Technique de mesure

#### *Principe de mesure*

Le principe de mesure retenu dans cette étude est représenté par le synoptique donné en figure B-1. Dans cette configuration, le dispositif de mesure FPR est associé à une antenne cornet pour réaliser la mesure du coefficient de réflexion  $S_{11m}$  d'un matériau déposé sur une plaque métallique située à une distance  $L_0$  de l'antenne. Nous avons opté pour une configuration de mesure en réflexion, dite monostatique. La présence de la plaque métallique permet de n'utiliser qu'une seule antenne fonctionnant à la fois en émission et en réception.



**Figure B-1 : Synoptique et graphe de fluence associé de mesure.**

La permittivité complexe de l'échantillon sous test est défini comme suit:

$$\varepsilon_m^* = \varepsilon_m' - j\varepsilon_m'' \quad (\text{B.1})$$

Nous faisons également apparaître, sur cette figure, le graphe de fluence représentant la propagation des ondes électromagnétiques (figure B-1(b)), là que :

➤  $\Gamma_1, \Gamma_2, T_1, T_2$  respectivement le coefficient de réflexion et de transmission qui prennent en compte d'une part de l'antenne dans son environnement et d'autre part de l'espace compris entre l'antenne et le plan de mesure du matériau,

➤  $r_{ij}$  et  $t_{ij}$  se présentent respectivement le coefficient de réflexion et de transmission des dioptries air-matériau (matériau-air), située à une distance  $L_r$  du matériau sous test. En appliquant les conditions aux limites à l'interface air-échantillon, les paramètres du dioptrie air-matériau (matériau-air) s'écrivent :

$$r_{01} = -r_{10} = 1 + t_{10} = 1 - t_{01} = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_m^*}}{1 + \sqrt{\varepsilon_m^*}} \quad (\text{B.2})$$

➤  $t_n$  et  $t'_n$  se présentent le coefficient de transmission dans le matériau.

Signalons que dans le cas usuel, antennes cornets utilisant des lentilles sont généralement employées, qui produit un faisceau localisé à la surface de l'échantillon. Au point focal, l'onde électromagnétique se propageant possède les propriétés des ondes planes. De plus, l'utilisation de lentilles pour focaliser le faisceau étant peu compatible avec des mesures hors laboratoire, nous optons alors pour l'utilisation d'antennes non directives. Afin de s'affranchir du mécanisme de focalisation, dans notre cas, nous choisissons volontairement d'opérer à une distance antenne-matériau relativement proche pour minimiser les effets de diffraction sur les bords de l'échantillon. Celui-ci également augmente le rapport signal/bruit. Mais en raison des pertes de la propagation, nous considérons une onde sphérique plutôt qu'une onde plane se propageant dans le matériau. Ainsi, le rapport entre les deux champs électriques  $\vec{E}(P)$  (au point de référence  $P$ ) et  $\vec{E}(Q)$  (au point d'observation  $Q$ ) est donnée par l'expression suivante:

$$\frac{|\vec{E}(Q)|}{|\vec{E}(P)|} = \frac{\rho_0}{\rho_0 + r} e^{-\gamma r} \quad (\text{B.3})$$

où  $r$  est la distance entre la pointe de référence,  $P$  et la pointe d'observation,  $Q$ ,  
 $\rho_0$  est le rayon de courbure de la surface d'onde au point d'abscisse,

La constante de propagation du milieu considéré  $\gamma$  est liée la permittivité du matériau  $\varepsilon_m^*$  sous test par la relation suivante :

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\text{Ou } \alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2} \left( |\varepsilon_m^*| - \varepsilon'_m \right)} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2} \left( |\varepsilon_m^*| + \varepsilon'_m \right)} \quad (\text{B.4})$$

L'analyse de cette équation montre que l'onde s'atténue au fur et à mesure qu'elle se propage. Le facteur de divergence  $\frac{\rho_0}{\rho_0 + r}$  dans l'équation (B.3), qui traduit l'atténuation dans le milieu permet de prendre en compte la nature des ondes. Nous proposons en conséquence un formalisme basé sur les règles de Mason, mais où nous ajoutons des éléments nouveaux pour tenir compte de ces effets de pertes de propagation [HAD 09].

Nous montrons que le coefficient de réflexion  $S_{11m}$  mesuré dans le plan de l'appareil de mesure est alors donné par la relation suivante :

$$S_{11m} = \Gamma_1 - T_1 T_2 R_{11m} \quad \text{avec} \quad R_{11m} = f(h, \varepsilon_m^*, L_r, L_0, \rho_0, \Gamma_2) \quad (\text{B.5})$$

L'équation (B.5) définit la relation entre la permittivité complexe  $\varepsilon_m^*$  et le coefficient de réflexion  $S_{11m}$  mesuré par le FPR. Ainsi, à partir des relations au-dessus et par inversion de l'équation (B.5), nous sommes capables, connaissant l'épaisseur  $h$  du matériau, d'en déterminer sa permittivité relative  $\varepsilon_m^*$ . Réciproquement, la connaissance de la permittivité du matériau suffit à la détermination de son épaisseur.

Remarquons que l'inversion de cette équation (B.5) ne peut se faire de façon analytique puisque la grandeur  $R_{11m}$  est une fonction non linéaire aussi bien de la permittivité que de l'épaisseur du matériau. Nous utilisons donc une technique numérique à base d'un algorithme basé sur la méthode de Newton-Raphson [ANG 72] pour la détermination de la permittivité relative complexe en fonction de la mesure du coefficient de réflexion.

### *Étalonnage de la structure de mesure*

Avant de mesurer le coefficient de réflexion, une technique d'étalonnage de la structure de mesure, détaillée dans [HAD 09], doit être effectuée afin de déterminer les trois termes complexes,  $\Gamma_1$  et  $\Gamma_2$ , et  $T_1 T_2$  et le terme réel  $\rho_0$ . L'étalonnage de la structure consiste à remplacer l'échantillon par l'air. Le synoptique de la mesure est donné sur la figure B-2.

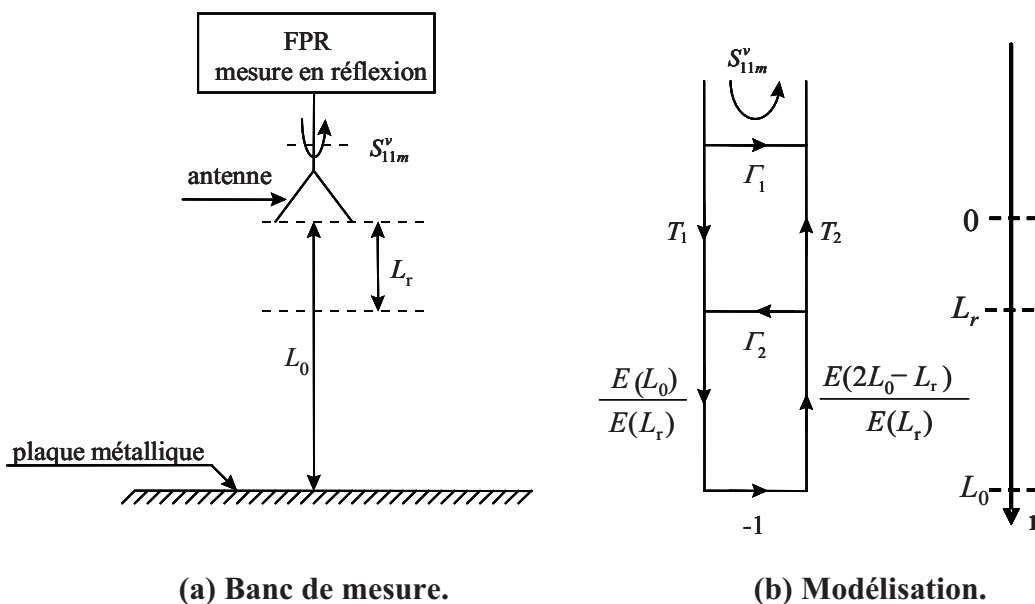


Figure B-2: Synoptique et graphe de fluence associé de l'étalonnage du dispositif de mesure.

L'établissement du graphe de fluence de la structure de la mesure en espace libre en prenant en compte des pertes de la propagation permet de calculer le coefficient de réflexion  $S_{11m}^v$  (l'exposant 'v' indiquant une mesure à vide) dans l'expression suivante :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - T_1 T_2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (\Gamma_2)^{n-1} \frac{\rho_0 + L_r}{\rho_0 + 2nL - (2n-1)L_r} e^{-2n\gamma_0(L-L_r)}$$

$$\gamma_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$$
(B.6)

Compte tenu de la nature transcendante de l'équation (B.6), nous limitons volontairement le développement de  $S_{11m}^v$  à un ordre  $n = 3$ . Nous verrons dans le cadre des applications abordées que cet ordre est généralement suffisant pour rendre compte de manière satisfaisante de la grandeur mesurée. Le modèle s'écrit alors :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - T_1 T_2 \sum_{n=1}^3 (-1)^n (\Gamma_2)^{n-1} \frac{\rho_0 + L_r}{\rho_0 + 2nL - (2n-1)L_r} e^{-2n\gamma_0(L-L_r)}$$
(B.7)

L'étalonnage de la structure consiste alors en la détermination des paramètres  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  et  $T_1 T_2$  ainsi que du terme réel  $\rho_0$ . Un moyen d'opérer est de considérer la mesure du coefficient de réflexion à vide pour quatre positions distinctes  $L_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) de la plaque métallique de façon à procéder au calcul des quatre inconnues  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $T_1 T_2$  et  $\rho_0$ . Cependant, la nature transcendante du modèle (B.7) ne permettant pas une résolution analytique du système d'équations obtenu pour les quatre mesures, nous mettons en œuvre une méthode de résolution numérique.

Afin d'augmenter la précision de mesure sur la détermination des termes d'erreurs sur la plage de coordonnées  $[L_r, L_0]$ , nous considérons  $n$  (et non quatre) mesures du coefficient de réflexion correspondant à  $n$  positions de la plaque métallique et résolvons le système d'équations ainsi obtenu par la méthode des moindres carrés.

Dans la partie suivante, nous vérifions la validité de ce modèle au travers d'un exemple traité à la fréquence de 2.45 GHz et de 5 GHz. Les deux fréquences sont spécifiées pour une utilisation dans les systèmes WLAN sous les standards IEEE 802.11. Pour éviter les effets de diffraction sur les arêtes de la plaque métallique, nous utilisons une plaque métallique assez

grande, une carrée de surface  $50 \times 50 \text{ cm}^2$ . (plus grande que deux fois de la distance maximale entre l'antenne et la plaque métallique [HAD 09] ).

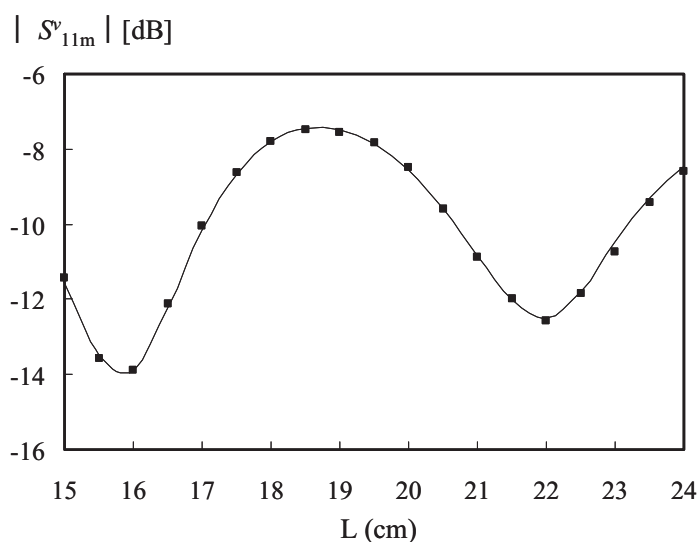
Afin de confronter notre modèle à des données expérimentales, il nous faut maintenant déterminer les paramètres du modèle ( $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $T_1 T_2$  et  $\rho_0$ ). Les résultats obtenus à la fréquence d'intérêt (F=2.45 GHz et F=5 GHz) sont consignés dans le tableau suivant :

	F = 2.45 GHz	F = 5 GHz
$L_r$	15 cm	15 cm
$\Gamma_1$	-9.9 dB/53.5°	-10.8 dB/12.3°
$\Gamma_2$	-14.7 dB/139.4°	-23.5 dB/148.6°
$T_1 T_2$	-10.7dB/-45.7°	-19.5 dB/-68.3°
$\rho_0$	10.9 cm	14.1 cm

**Tableau B-1 : Paramètres caractéristiques de la structure à 2.45 GHz et à 5 GHz.**

Notons qu'un moyen rapide de vérifier la valeur de  $\Gamma_1$  est de remplacer la plaque métallique par une absorbante micro-onde. Nous obtenons des mesures 'directe' de  $\Gamma_1 = S_{11m}^v = -9.9 \text{ dB} \angle 53.7^\circ$  à 2.45 GHz et  $\Gamma_1 = S_{11m}^v = -10.8 \text{ dB} \angle 12.1^\circ$  à 5 GHz conforme à la valeur obtenue par le modèle (Tableau B-1).

En figure B-3 est présentée la confrontation entre les données du modèle et celles obtenues par la mesure à F=2.45 GHz.



**(a) Module du coefficient de réflexion  $S'_{11m}$ .**

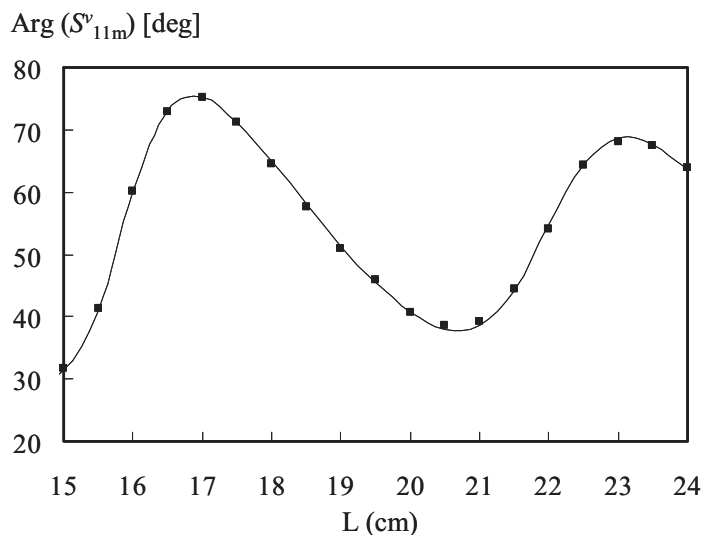
(b) Phase du coefficient de réflexion  $S^v_{11m}$ .

Figure B-3 : Comparaison entre la mesure et la modélisation de  $S^v_{11m}$  ( $F=2.45$  GHz).  
 (■ mesures FPR — modèle Eq. (B.13))

Nous pouvons noter l'efficacité du modèle sur toute la dynamique de mesure (9 cm). Afin d'apprécier la performance de la modélisation de propagation développée, nous présentons les relevées en partie réelle et en partie imaginaire en fonction de la distance L en figure B-4.

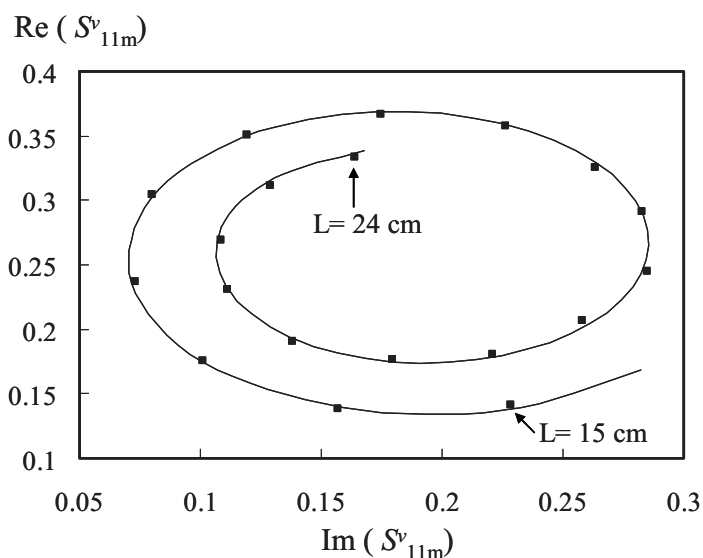
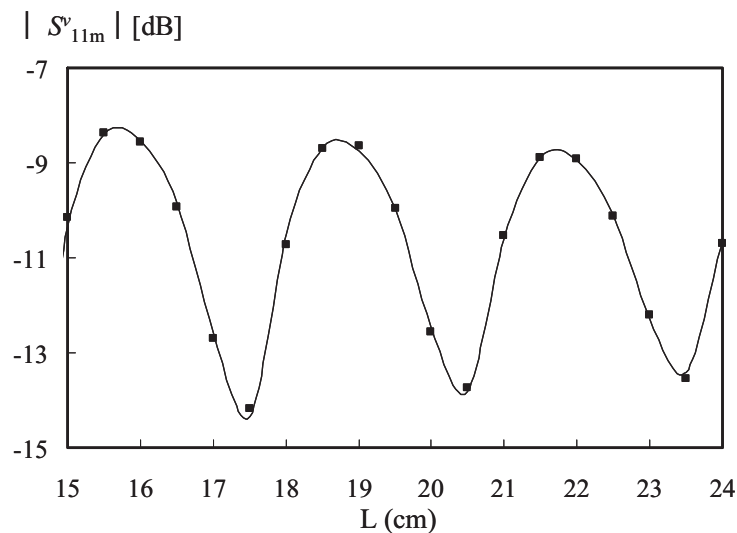
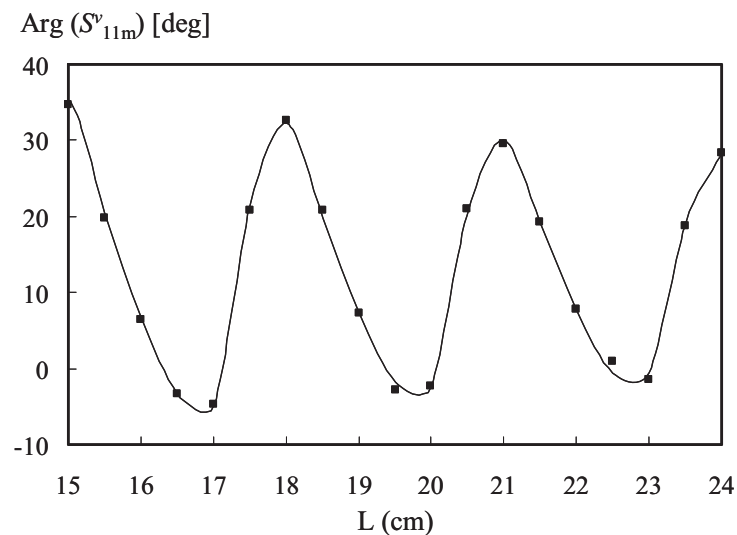


Figure B-4 : Comparaison entre la mesure et la modélisation de  $S^v_{11m}$  ( $F=2.45$  GHz).  
 (■ Mesures FPR — Modèle Eq. (B.13))

Nous voyons une décroissance du coefficient de réflexion  $S^v_{11m}$  en fonction de la distance qui traduit des pertes de propagation en espace libre, appréhendées par le modèle. Nous traçons également en figure B-5 les résultats obtenus à 5 GHz.



(a) Module du coefficient de réflexion  $S_{11m}^v$ .(b) Phase du coefficient de réflexion  $S_{11m}^v$ .

**Figure B-5 : Comparaison entre la mesure et la modélisation de  $S_{11m}^v$  ( $F= 5$  GHz).  
 (■ mesures FPR — modèle Eq. (B.13))**

Ces relevés montrent clairement l'impact du facteur de divergence sur les mesures traduisant ainsi l'effet des pertes en espace libre. Nous constatons effectivement un affaiblissement du coefficient de réflexion en module et en phase au fur et à mesure que la distance  $L$  augmente qui est correctement pris en compte par le modèle développé.

### Caractérisation d'un matériau sous test

Après avoir étalonné la structure à vide pour différentes distances, des études expérimentales ont été menées pour caractériser les matériaux de construction. Gigacomm nous a fourni trois matériaux plus courant qui constituent un bâtiment. En figure B-6 est présentée les détails de ces trois matériaux.



(a) Plâtre  
(50×70 × 50 cm<sup>3</sup>)



(b) béton cellulaire  
(50×60× 4.8 cm<sup>3</sup>)



(c) Bois  
(50×70×1.7 cm<sup>3</sup>)

Figure B-6 : Photo des matériaux sous test.

Nous plaçons à présent le matériau à tester sur la plaque métallique située à une distance  $L_0$  de l'antenne comme illustré en figure B-1 et mesurons les relevés du coefficient de réflexion  $S_{11m}$ . La connaissance des paramètres ( $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $T_1T_2$ ,  $\rho_0$ ) dans le tableau B-1 permet ensuite de calculer le coefficient de réflexion  $R_{11m}$  dans le plan du matériau sous test d'après l'équation B.11. Parce que l'épaisseur de matériau est connue, en inversant le modèle B.10, nous pouvons remonter la permittivité relative complexe du matériau sous test. Dans le tableau B-2, nous présentons les résultats obtenus.

F=2.45 GHz	$S_{11m}$	$R_{11m}$	$\varepsilon_m^*$
Plâtre	-10.4 dB/69.2°	-3.4 dB/-79.5°	2.85-j0.0099
Béton	-12.5 dB/43.2°	-2.1 dB/-82.3°	1.96-j0.021
Bois	-9.1 dB/72.4°	-1.8 dB/-73.0°	2.11-j0.06

(a) F = 2.45 GHz

F=5 GHz	$S_{11m}$	$R_{11m}$	$\varepsilon_m^*$
Plâtre	-12.8 dB/29.3°	-0.7 dB/-142.8°	2.89-j0.018
Béton	-9.0 dB/18.1°	-3.4 dB/110.4°	1.91-j0.05
Bois	-13.3 dB/25.7°	-1.0 dB/-131.5°	2.01-j0.17

(b) F = 5 GHz

Tableau B-2 : Détermination de la permittivité complexe du matériau à 2.45 GHz et à 5 GHz.

A partir de ces grandeurs, la permittivité relative complexe peut être extraite par l'inversion de modèle B.10. Pour confirmer les résultats, nous effectuons les mesures à deux autres distances  $L_r = 5$  cm et  $L_r = 10$  cm à  $F=2.45$  GHz et  $F=5$  GHz respectivement. De même manière, nous déduisons les résultats dans le tableau B-3. Notons que, à la distance  $L_r$  différente, la surface effective illuminée par l'antenne est différente. Les valeurs de la permittivité publiée dans la littérature sont également données.

F = 2.45 GHz				valeur publiée
$L_r$	5 cm	10 cm	15 cm	
Plâtre	2.85-j0.0099	2.90-j0.01	2.87-j0.011	2.89-j0.05 [SUG 07]
Béton	1.96-j0.021	1.96-j0.022	1.92-j0.022	1.5~2.1 [RF CAFE]
Bois	2.11-j0.06	2.16-j0.04	2.14-j0.04	2.0-j0.1 [DAI 06]

(a) F = 2.45 GHz

F = 5 GHz				valeur publiée
$L_r$	5 cm	10 cm	15 cm	
Plâtre	2.88-j0.02	2.90-j0.019	2.89-j0.018	2.5~6 [RF CAFE]
Béton	1.91-j0.04	1.93-j0.06	1.91-j0.05	1.5~2.1 [RF CAFE]
Bois	1.98-j0.18	2.05-j0.2	2.01-j0.17	2.08-j0.18@8.2GHz [VID 10]

(b) F = 5 GHz

**Tableau B-3 : Comparaison de la permittivité complexe du matériau.**

Nous notons une relative bonne concordance entre les permittivités obtenues pour les trois distances  $L_r$ . Ces résultats mettent en évidence la capacité de la méthode proposée pour la caractérisation micro-onde de matériaux.

## Conclusion

Dans ce paragraphe, nous nous sommes attachés à montrer une méthode de caractérisation de matériaux compatible avec des applications industrielles. La configuration de choix dans ce type d'exercice est une mesure en espace libre. Nous avons donc proposé une technique de mesure du coefficient de réflexion, en mode monostatique et sans contact. Nous avons également présenté un modèle permettant d'estimer la permittivité effective du matériau sous test, qui s'est avéré efficace pour l'exemple retenu, les trois échantillons fournis par Gigacomm. Enfin, pour illustrer le bon fonctionnement cette méthode, nous comparons les résultats obtenus à différentes distances entre l'antenne et l'échantillon sous test ainsi que

les valeurs déjà publiées. Nous trouvons que ces résultats sont très proches. Cette comparaison met en évidence la capacité de la méthode proposée.

### **B.3 CONCLUSION**

Dans ce travail, nous avons proposé une technique de caractérisation de matériaux dans le domaine de fréquences micro-ondes. Celle-ci est basée sur une technique de mesure du coefficient de réflexion, dans une configuration monostatique et sans contact. Ce type de mesure emploie un dispositif faible coût (dispositif de mesure FPR + antenne cornet) associé à une modélisation permettant d'estimer la permittivité effective du matériau sous test à partir du coefficient de réflexion mesuré. Les résultats obtenus ont permis de valider la technique.

D'un point de vue plus personnel, cette étude aussi été l'occasion pour moi d'avoir une expérience industrielle où j'ai pu appliquer une partie de mes recherche à un problème concret.

**BIBLIOGRAPHIE ANNEXE B**

- [ANG 72]** A. ANGOT  
“Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications”  
Masson & Cie, Paris, 1972.
- [BOS 10]** O.V. BOSSOU, J. R. MOSIG and J-F. ZURCHER  
“Dielectric measurements of tropical wood”  
ELSEVIER, Journal of the International Measurement Confederation, vol. 43, pp 400-405, 2010.
- [DAI 06]** G. DAIAN, A.TAUBE, A. BIRNBOIM, M. DAIAN and Y. SHRAMKOV  
“Modeling the dielectric properties of wood”  
Wood Science and Technology, DOI 10.1007/s00226-005-0060-7, vol. 40, pp 237–246, 2006.
- [GIGA]** GIGACOMM  
“GIGACOMM”  
<http://www.gigacomm.fr/>
- [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.
- [HAD 08]** K. HADDADI, MM.WANG, K. NOURI, D. GLAY and T. LASRI  
“Calibration and performance of two new ultra wide-band four-port Based systems”  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, n°12, pp. 3137-3142, December 2008.
- [HAD 09]** K. HADDADI, MM. WANG, O. BENZAIM, D. GLAY and T. LASRI  
“Contactless microwave technique based on a spread-loss model for dielectric materials characterization”  
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, n°1, pp 33-35, January 2009.
- [JEM 05\_a]** J. JEMAI and T. KURNER  
“Determination of the permittivity of building materials through WLAN measurements at 2.4 GHz”  
IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 1, pp 589-593, 11-14 September, 2005.
- [JEM 05\_b]** J. JEMAI, R. PIESIEWICZ and T. KURNER  
“Calibration of an indoor radio propagation prediction model at 2.4 GHz by measurements of the IEEE 802.11b preamble”  
IEEE 61st Semiannual Vehicular Technology Conference, vol. 1, pp 111-115, 30 June, 2005.

- [RF CAFE]** RF CAFE'S [COMPONENT DIRECTORY](#)  
“Dielectric Constant, Strength, & Loss Tangent”  
<http://www.rfcafe.com/references/electrical/dielectric-constants-strengths.htm>
- [SUG 07]** H. SUGIMOTO and T.SATO  
“Experimental results of 2.45, 3.5, 5 and 10GHz radio propagation characteristics”  
Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th, pp 339-343,  
April, 2007





## **LISTE DES TRAVAUX PERSONNELS**



<b>PUBLICATIONS</b>
---------------------

O. Benzaim, K. Haddadi, M. Maazi, **MM. Wang**, D. Glay and T. Lasri  
*“Scanning near-field mm-wave microscope: Application to a vector coding technique”*  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 57, no. 11, pp. 2392-2397,  
 November 2008.

K. Haddadi, **MM. Wang**, K. Nouri, D. Glay and T. Lasri  
*“Calibration and performance of two new ultra wide-band four-port Based systems”*  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 12, pp. 3137-3142,  
 December 2008.

K. Haddadi, **MM. Wang**, O. Benzaim, D. Glay and T. Lasri  
*“Contactless microwave technique based on a spread-loss model for dielectric materials  
 characterization”*  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, no. 1, pp. 33-35, January 2009.

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay and T. Lasri  
*“A new range finder based on a four-port junction”*  
 IEEE Sensors Journal, vol. 9, no. 6, pp. 697-698, June 2009.

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay and T. Lasri  
*“A 60 GHz six-port distance measurement system with sub-millimeter accuracy”*  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, no. 10, pp. 644-646, October  
 2009.

K. Haddadi, **MM. Wang**, C. Loyez, D. Glay and T. Lasri  
*“Four-port communication receiver with digital IQ-regeneration”*  
 IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, no. 1, pp. 58-60, January 2010.

<b>CONGRES INTERNATIONAUX AVEC COMITE DE SELECTION ET ACTES</b>
---

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay and T. Lasri  
*“Ultra wide-band four-port reflectometer using only two quadratic detectors”*  
 Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 379-382, Atlanta,  
 USA, June 2008.

**MM. Wang**, K. Haddadi, O. Benzaim, D. Glay and T. Lasri  
*“Six-port based near-field millimeter-wave microscope using a slit scanning probe”*  
 4<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization & Imaging  
 (ICONIC 2009), Taipei, Taiwan, June 2009.

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay and T. Lasri  
*“Free-space microwave moisture content evaluation by means of a low-cost four-port based  
 reflectometer”*  
 8<sup>th</sup> International Conference on Electromagnetic Wave Interaction with Water and Moist  
 Substances (ISEMA 2009), Helsinki, Finland, June 2009.

**MM. Wang**, K. Haddadi, D. Glay, T. Lasri

*“Compact Near-Field Microwave Microscope based on the Multi-Port Technique”*

40<sup>th</sup> European microwave week, CNIT, Paris, France, 26 September through 1 October 2010.

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay, K. Ziouche and T. Lasri

*“Miniature Dual Six-Port Millimeter-Wave Network Analyzer on Alumina Ceramic Substrate ”*

40<sup>th</sup> European microwave week, CNIT, Paris, France, 26 September through 1 October 2010.

<b>CONGRES NATIONAUX AVEC COMITE DE SELECTION ET ACTES</b>
--

K. Haddadi, **MM. Wang**, O. Benzaim, D. Glay and T. Lasri

*“Développement d’une technique de calibrage pour la mesure bistatique en espace libre sans filtrage temporel ”*

Colloque TELECOM 2007 & 5<sup>èmes</sup> Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA 2007), Mars 2007, Fès, Maroc.

O. Benzaim, K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay and T. Lasri

*“Evaluation non destructive micro-onde à base de réseaux de neurones artificiels ”*

Colloque TELECOM 2007 & 5<sup>èmes</sup> Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA 2007), Mars 2007, Fès, Maroc.

**MM. Wang**, K. Haddadi, D. Glay and T. Lasri

*“Technique de mesure bistatique en espace libre s’affranchissant du filtrage temporel et des antennes à faisceaux focalisés”*

15<sup>èmes</sup> Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2007), Mai 2007, Toulouse.

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay, K. Ziouche and T. Lasri

*“Analyseur de réseaux millimétrique six-port et calibrage associé”*

Colloque TELECOM 2007 & 6<sup>èmes</sup> Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA 2007), Mars 2009, Agadir, Maroc.

**MM. Wang**, O. Benzaim, K. Haddadi, D. Glay and T. Lasri

*“Technique d’imagerie à ondes évanescentes basée sur la réflectométrie six-port à 35 GHz”*

16<sup>èmes</sup> Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2009), Mai 2009, Grenoble.

K. Haddadi, **MM. Wang**, D. Glay, K. Ziouche and T. Lasri

*“Double réflectomètre millimétrique six-port”*

16<sup>èmes</sup> Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2009), Mai 2009, Grenoble.

---

**RESUME en français :**

Les techniques de microscopies hyperfréquences à balayage en champ proche connaissent un intérêt grandissant. Ces méthodes offrent des possibilités de caractérisations surfaciques et sub-surfaciques de matériaux par une mesure sans contact, non invasive et non destructive. Elles permettent également de lever les restrictions concernant la résolution spatiale limitée des méthodes classiques de caractérisation hyperfréquence.

Néanmoins, l'instrumentation qui est associée usuellement à ce type de caractérisation, généralement un analyseur de réseaux conventionnel, s'avère surdimensionné pour des applications hors laboratoire.

Dans ce travail de thèse, nous proposons une instrumentation complète combinant les techniques multi-port et les techniques de microscopie champ proche. Les étapes de conception et de réalisation de systèmes multi-port opérant en gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques sont décrites. Les travaux menés s'inscrivent dans la volonté de proposer des instruments intégrant les ressources matérielles et logicielles.

Les potentialités de ces systèmes sont illustrées au travers de la mise en œuvre de bancs automatisés permettant d'effectuer des mesures du coefficient de réflexion en une ou deux dimensions. La démonstration de l'apport de la technique multi-port est faite au travers d'exemples traitant du cas de défauts de nature métallique ou diélectrique, débouchant ou non débouchant en surface d'un échantillon.

Ces dispositifs ont pour ambition de sortir des laboratoires de recherche afin d'adresser des applications dans le domaine de l'Evaluation Non Destructive (END).

---

**MOTS-CLES :**

Systèmes micro-ondes, systèmes millimétriques, six-port, Evaluation Non destructive (END), Microscopie micro-ondes champ proche, résolution spatiale

---

**TITRE en anglais :**

Contribution to the conception and the realization of near-field microscopes in microwave and millimeter-wave frequency bands – application to Non Destructive Testing

---

**RESUME en anglais :**

Scanning near-field microwave microscopy (SNMM) techniques have become important tools in the imaging of materials. These methods offer the possibility of characterizing surface and subsurface materials in a non-contact, non-invasive, and non-destructive way. In comparison with conventional microwave characterization techniques, the spatial resolution has been improved in a large extent with the development of the SNMM.

Nevertheless, these techniques generally require the use of an automatic network analyzer that is oversized for applications outside the laboratory.

In this work, we propose a new instrumentation that combines the multi-port technique and microscopy techniques. The design and realization of multi-port systems in the microwave and millimeter-wave frequency bands are described. The investigations are driven by the will to propose instruments integrating the hardware and software resources.

The potentialities of the systems proposed are illustrated through applications in the Non Destructive Testing field in both microwave and millimeter-wave frequency bands. The validity of the approach proposed is applied for 1-D and 2-D crack detection.

It is demonstrated that these systems present a viable and promising alternative to the costly heterodyne principles.

---

**KEYWORDS :**

Microwave systems, millimeter systems, six-port, Non-Destructive Evaluation, scanning near-field microscopy, spatial resolution

---

**DISCIPLINE :**

MICRO ET NANO TECHNOLOGIES, ACOUSTIQUE ET TELECOMMUNICATIONS

---

**ADRESSE :** Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie, Avenue Poincaré, BP 60069, Cité Scientifique, 59652 Villeneuve d'Ascq.