

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

Faculté des Sciences et Techniques de Limoges

Année : 2011

Thèse N° [23-2011]

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : «Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes»

Présentée et soutenue par

Hussain ALAAEDDINE

le 31 août 2011

CONTRIBUTION A LA CARACTERISATION DE MATERIAUX DIELECTRIQUES PAR RESONATEURS SUBMILLIMETRIQUES EN TECHNOLOGIES PLANAIRE ET LTCC

Thèse dirigée par Olivier TANTOT et Serge VERDEYME

Jury :

T. MONEDIERE	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Président
B. FLECHET	Professeur à l'Université de Savoie – IMEP - LAHC	Rapporteur
B. SAUVIAC	Professeur à l'Université Jean Monnet – LT2C	Rapporteur
M. BAILLEUL	Chargé de Recherche à l'IPCMS - DMONS	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
O. TANTOT	Maître de conférences à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur

A ma chère famille...

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et microondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, à l'Université de Limoges.

Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur **Dominique CROS**, directeur du laboratoire, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

J'adresse particulièrement mes plus sincères remerciements à Monsieur **Serge VERDEYME** et Monsieur **Olivier TANTOT**, respectivement Professeur et maître de conférences à l'Institut de Recherche XLIM de Limoges, pour avoir dirigé mes travaux de thèse de doctorat. Je les remercie pour leur encadrement, leurs expériences, leur disponibilité, leur aide, leur soutien et leurs conseils précieux et avisés tout au long de cette thèse.

Je suis très reconnaissant à Monsieur **Thierry MONEDIERE**, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de juger ces travaux ainsi que de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

J'exprime ma sincère gratitude à Monsieur **Bernard FLECHET**, Professeur à l'Université de Savoie, IMEP, LAHC et à Monsieur **Bruno SAUVIAC**, Professeur à l'Université Jean Monnet, LT2C, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de les rapporter.

Je remercie sincèrement Monsieur **Matthieu BAILLEUL**, Chargé de Recherche à l'IPCMS - DEMONS, d'avoir accepté d'examiner ce rapport et d'assister à la soutenance de ces travaux.

Mes remerciements s'adressent spécialement à Monsieur **Michel AUBOURG**, de m'avoir souvent apporté des solutions dans les études et la conception des composants.

Je remercie **Stéphane BILA**, **Nicolas DELHOTE** et **Aurélien PERIGAUD** qui ont su par leur expérience m'aider à avancer dans ces travaux à divers moments.

Je remercie également Madame **Marie-Laure GUILLAT**, secrétaire du département MINACOM, pour son aide précieuse.

Je remercie Monsieur **Damien PASSERIEUX**, qui m'a apporté sa précieuse participation lors des manipulations.

Je remercie Monsieur **Frédéric SIDOR** et Monsieur **Patrick FRUGIER**, pour leur aide et leur compétence technique dans la fabrication des circuits.

Une thèse ne saurait être réduite à son aspect scientifique. Ce sont aussi des années de vie, au long desquelles l'amitié fut pour moi un carburant indispensable. De ce point de vue, je voudrais exprimer du fond du cœur mon immense joie de pouvoir compter sur mon frère **Rabih** qui m'a aidé et m'a supporté à traverser la thèse sans trop de séquelles. Merci pour ton aide, ta disponibilité et tes conseils.

Je suis très reconnaissant à mon frère **Hussein MELHEM** qui m'a aidé à surmonter les nombreuses phases de disette d'hébergement. Je ne sais pas vraiment comment te remercier pour tout ce que je te dois.

Je tiens à remercier mes collègues **Hassan** et **Ali KHALIL**, pour l'aide qui m'ont rapporté pendant cette thèse, ainsi que tous les anciens thésards avec qui j'ai passé de bons moments et tous les autres que j'ai pu oublier. Je salue également **Abdallah, Ali kassem, Alia, Chakaroun, Georges, Hadia, Hassan MEHDI, Kanso, Oussama, Raghida, Rim** et **Zoughbi**, en souhaitant bon courage à ceux qui me suivent.

Je dédie cette thèse à mes parents, mes frère et mes sœurs, pour leur soutient tout au long de ces années, en leur souhaitant des jours les plus beaux...

Introduction générale..... 1

Chapitre I. Méthodes de caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques..... 5

I.1.	Introduction	7
I.2.	Les résonateurs ouverts	8
I.2.1	Résonateurs ouverts pour des échantillons épais	8
I.2.1.1	Principe et conditions de fonctionnement	8
I.2.1.2	Conclusion.....	10
I.2.2	Résonateur ouvert pour des échantillons minces	10
I.2.2.1	Principe et conditions de fonctionnement	10
I.2.2.2	Conclusion.....	12
I.3.	Sondes coaxiales	12
I.3.1	Principe et conditions de fonctionnement	13
I.3.2	Conclusion.....	14
I.4.	Guide d'ondes chargé.....	15
I.4.1	Principe et conditions de fonctionnement	15
I.4.2	Conclusion.....	16
I.5.	Ligne de transmission chargée	17
I.5.1	Principe et conditions de fonctionnement	17
I.5.2	Conclusion.....	18
I.6.	Guide d'onde intégré dans le substrat	18
I.6.1	Principe et conditions de fonctionnement	18
I.6.2	Conclusion.....	19
I.7.	Spectroscopie THz dans le domaine temporel	19
I.7.1	Principe et conditions de fonctionnement	20
I.7.2	Conclusion.....	21
I.8.	Espace Libre	22
I.8.1	Principe et conditions de fonctionnement	22
I.8.2	Conclusion.....	24
I.9.	Cavité résonante fendue (split-cylinder resonator)	24
I.9.1	Principe et conditions de fonctionnement	24
I.9.2	Conclusion.....	26
I.10.	Tableau de synthèse des méthodes de caractérisation à très hautes fréquences.....	26
I.11.	Conclusion.....	28
I.12.	Références du chapitre I.....	29

Chapitre II. Etudes et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences..... 37

II.1.	Introduction	39
II.2.	Étude théorique du résonateur.....	40
II.2.1	Principe de fonctionnement et géométrie.....	41
II.2.2	Description général de la structure.....	41
II.2.3	Système d'excitation	42
II.3.	Facteur de qualité	43
II.4.	Etude électromagnétique de la structure	45
II.4.1	Etude électromagnétique en deux dimensions	45

Table des matières

II.4.1.1	Choix du mode de résonance	45
II.4.1.2	Choix du rayon de démétallisation et du substrat	46
II.4.1.3	Vérification du mode de résonance	48
II.4.2	Etude électromagnétique en trois dimensions	49
II.4.2.1	Etude de différentes structures et des systèmes d'excitation	49
II.4.2.2	Etude de positionnement du système d'excitation	54
II.4.2.3	Etude de l'influence du boîtier	55
II.4.2.4	Facteur de qualité de la structure	57
II.4.2.5	Etude large bande	58
II.4.2.6	Vérification des champs EM dans le substrat	59
II.4.2.7	Etude d'un capteur basé sur le résonateur démétallisé	60
II.4.2.8	Influence du rayon du guide évanescent	63
II.5.	Partie expérimentale	63
II.5.1	Réalisation du résonateur démétallisé	64
II.5.2	Matériaux utilisés	64
II.5.2.1	Métallisations	64
II.5.2.2	Matériau diélectrique	65
II.5.3	Caractéristiques géométriques du résonateur	65
II.5.4	Fabrication	66
II.5.4.1	Procédure de mesures sous pointes	67
II.5.4.2	Première série de fabrication	67
II.5.4.3	Interprétation des résultats	70
II.5.4.4	Deuxième série de fabrication	74
II.6.	Conclusion	79
II.7.	Références du chapitre II	81

Chapitre III. Conception et Réalisation de résonateurs en technologie

LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences 87

III.1.	Introduction	89
III.2.	La Technologie Multicouche LTCC	91
III.2.1	Introduction	91
III.2.2	Procédé de fabrication	92
III.3.	Matériaux utilisés	92
III.4.	Résonateurs Rectangulaires Mode TE_{101}	93
III.5.	Cavité rectangulaire bi-mode	99
III.6.	Cavité rectangulaire mode TM_{115}	102
III.7.	Résonateur Cylindrique	104
III.7.1	Résonateur en vias	105
III.7.2	Résonateur en anneaux	105
III.7.2.1	Etude de sensibilité de la largeur des anneaux métalliques :	109
III.7.2.2	Nouveau système d'excitation :	110
III.7.2.3	Résonateur en anneaux avec nouvelles méthode d'excitation	112
III.7.3	Capteur avec un iris affleurant	114
III.7.4	Capteur avec un iris en retrait	116
III.7.5	Lignes de transmission	120
III.8.	Partie expérimentale	121
III.8.1	Caractérisation du matériau Ferro A6M de 10 à 94 GHz par cavités résonantes 122	
III.8.1.1	Introduction	122

Table des matières

III.8.1.2	Caractérisation de Ferro A6M par un guide rayonnant.....	127
III.8.1.3	Conclusion.....	129
III.8.2	Lignes de transmission	129
III.8.3	Résonateur en anneaux	133
III.8.3.1	Blindage par vias métallisés.....	134
III.8.4	Résonateurs rectangulaires mode TE_{101}	136
III.8.5	Résonateur rectangulaire bi-modes, mode TM_{112} et TE_{301}	139
III.8.6	Résonateur rectangulaire fonctionnant sur le mode TM_{115}	140
III.8.7	Capteurs Miniatures LTCC	142
III.9.	Conclusion.....	149
III.10.	Références du chapitre III	151
Conclusion générale		155
ANNEXES		161

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Depuis quelques années, de nombreuses applications aux longueurs d'onde millimétriques sont apparues dans des domaines variés tels que la médecine, l'automobile et l'aérospatiale. Le développement des circuits pour les fréquences en question impose de fortes contraintes de dimensions et de coût tout en conservant ou améliorant les performances des matériaux utilisés et fonctions réalisées.

En parallèle, de nouveaux procédés d'élaboration de matériaux sont développés où les fréquences d'utilisation choisies sont plus élevées. Il devient alors nécessaire de caractériser ces matériaux pour en connaître les propriétés diélectriques et magnétiques ou bien d'obtenir ces propriétés à très hautes fréquences.

De nombreuses méthodes destructives ou non destructives, résonantes ou large bande permettent de caractériser les matériaux diélectriques et magnétiques aux longueurs d'ondes millimétriques.

L'objectif principal des travaux de recherche présentés dans ce mémoire de thèse est l'étude et le développement de nouvelles méthodes de caractérisation résonantes et non destructives de matériaux diélectriques fonctionnant aux très hautes fréquences microondes (150 GHz), et permettant de caractériser les échantillons sous forme de substrat dans leur contexte, sans aucun traitement préalable.

Deux technologies sont utilisées pour développer ces méthodes de caractérisation. La première technique est de type planaire, la simplicité et le bas coût de la fabrication ainsi que la facilité des mesures sous pointes sont les raisons qui nous guident à choisir cette technique.

La deuxième technique est le procédé de fabrication LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). Les performances de la technologie LTCC ont considérablement évolué ces dernières années. Nous allons, au cours de nos travaux de recherche, caractériser les propriétés diélectriques du matériau A6M de Ferro utilisé dans cette technologie développée par VTT. Nous souhaitons également étudier les possibilités qu'elle offre pour la conception et la réalisation d'une nouvelle méthode de caractérisation non destructive des matériaux à une fréquence proche de 150 GHz.

Ce manuscrit est organisé en trois chapitres distincts :

Le premier chapitre, présente et compare les différentes méthodes de caractérisation de matériaux à très hautes fréquences. Ces méthodes sont décrites d'une façon permettant de distinguer leur principe de fonctionnement, les points forts et les points faibles de chaque technique, leur domaine de validité diélectrique, leur tolérances de caractérisation de la

Introduction générale

permittivité et de la tangente de pertes, leur pertinence à très hautes fréquences (> 100 GHz) ainsi que les conditions nécessaires imposées sur les échantillons.

Le deuxième chapitre, propose une nouvelle méthode de caractérisation à très hautes fréquences (150 GHz) basée sur la résonance d'épaisseur d'un substrat démétallisé. Dans un premiers temps, nous allons présenter une description générale de la théorie d'un résonateur démétallisé, une vue rapide sur le mode de résonance choisi (TE_{01}) et son système d'excitation. Ce mode a été choisi pour plusieurs raisons : d'une part, le mode TE_{01} possède une symétrie de révolution et montre un meilleur facteur de qualité par rapport aux autres modes de résonance à la même fréquence, et d'autre part, ce mode est peu sensible aux problèmes de contacts et de discontinuités électriques. Des études électromagnétiques et paramétriques sont présentées dans ce chapitre afin de détailler le principe de fonctionnement du résonateur démétallisé. Les résultats des simulations et mesures préliminaires qui ont été faites sur les premières versions du capteur démétallisé ont permis d'orienter des études complémentaires afin d'améliorer son fonctionnement.

Le dernier chapitre est consacré à la conception de résonateurs volumiques en technologies LTCC. Les objectifs sont de caractériser le matériau A6M utilisé dans le procédé LTCC de VTT à 150 GHz et de développer une nouvelle méthode de caractérisation de matériaux diélectriques à 150 GHz. La première partie concerne la conception de résonateurs volumiques de section rectangulaires fonctionnant sur plusieurs modes de résonance pour la caractérisation du matériau A6M de la technologie LTCC. Un résonateur volumique original en anneaux fonctionnant sur le mode TE_{011} est présenté avec plusieurs types d'excitation afin de développer une méthode de caractérisation basée sur ce nouveau résonateur. Les capteurs en technologie LTCC sont réalisés en deux configurations, soit avec iris affleurant, soit avec iris en retrait, afin de maîtriser la lame d'air entre l'iris et l'échantillon à caractériser. La dernière partie de ce chapitre est dédiée aux résultats expérimentaux des mesures sous pointes de toutes les pièces fabriquées. Dans un premier temps, le matériau A6M a fait l'objet d'une campagne de caractérisation à l'aide de plusieurs méthodes de caractérisation (cavités classiques, Fabry-Pérot et guide d'ondes) de 10 à 94 GHz.

Ensuite, plusieurs techniques de caractérisation, telles que des lignes de transmission et des résonateurs volumiques ont été utilisés pour déterminer in situ les propriétés diélectriques des matériaux ainsi que la conductivité des métallisations à 150 GHz. Enfin les performances des capteurs réalisés en technologie LTCC ont été évaluées en mesures sous pointes avec plusieurs types d'échantillon.

**CHAPITRE I. METHODES DE
CARACTERISATION DES
MATERIAUX AUX LONGUEURS
D'ONDES MILLIMETRIQUES ET
SUBMILLIMETRIQUES**

I.1.Introduction

La connaissance précise des propriétés diélectriques des matériaux est extrêmement importante, d'une part parce qu'elles font parties de l'ensemble de connaissances des propriétés spécifiques de la matière, d'autre part parce qu'elles doivent être maîtrisées dans la perspective d'applications. Pour des applications dans le domaine des télécommunications, les propriétés diélectriques des matériaux doivent être déterminées le plus précisément possible aux fréquences d'utilisation.

La caractérisation diélectrique des matériaux nécessite l'utilisation d'une méthode de caractérisation et d'un modèle permettant l'extraction des paramètres de conductivité, de permittivité, et de perméabilité. Il existe plusieurs méthodes de mesure qui diffèrent selon un ensemble de paramètres. La fréquence de détermination est un de ces paramètres mais le niveau des pertes diélectriques et magnétiques de l'échantillon, la dimension de l'échantillon disponible, l'état solide, liquide ou gazeux de celui-ci, le caractère destructif ou non destructif de la méthode sont autant de paramètres déterminants du choix de la méthode. Pour chaque méthode, il existe différents modèles plus ou moins complexes pour représenter le dispositif de mesure et l'échantillon testé.

Pour mesurer la permittivité et la perméabilité complexes d'un matériau, on prélève un échantillon de matière et on le place sur le trajet d'une onde électromagnétique progressive, soit dans l'espace libre, soit à l'intérieur d'une structure de propagation (guide d'onde, lignes de transmission,...). On peut également positionner l'échantillon dans le ventre d'un champ électrique ou d'un champ magnétique d'une onde stationnaire, par exemple dans une cavité résonante (fermée, ouverte), etc. Les coefficients de réflexion et de transmission du dispositif expérimental dépendent directement des propriétés électromagnétiques du matériau. A partir de la mesure de ces coefficients, réalisée à l'aide d'un analyseur de réseaux, et de l'analyse électromagnétique des effets créés par l'échantillon, on remonte à la permittivité et à la perméabilité de l'échantillon.

Ce chapitre est consacré à une présentation générale des différentes méthodes et techniques de caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques.

I.2. Les résonateurs ouverts

Les composants quasi-optiques à ondes millimétriques comme, les lentilles des récepteurs d'ondes millimétriques, les antennes compactes de test ..., ont besoin de matériaux diélectriques de haute qualité et à faibles pertes. Un des problèmes dans ce domaine est de trouver des matériaux à faibles pertes [I-1] et de connaître leurs propriétés diélectriques d'une manière précise. Ces propriétés diélectriques peuvent varier entre les échantillons, du fait d'une provenance de différents fournisseurs ainsi que des procédés d'élaboration différents où évoluant dans le temps.

Aux très hautes fréquences et dans le domaine des ondes millimétriques, les facteurs de qualité des résonateurs métalliques deviennent trop faibles, c'est pourquoi la technique du résonateur ouvert, qui a un facteur de qualité élevé, s'est imposée comme un outil puissant pour mesurer la permittivité et la tangente de pertes de matériaux à très faibles pertes.

I.2.1 Résonateurs ouverts pour des échantillons épais

La théorie du résonateur ouvert est bien établie dans plusieurs références [I-2]-[I-5] et [I-36].

I.2.1.1 Principe et conditions de fonctionnement

Un résonateur ouvert est constitué de deux miroirs concaves (confocal) (Figure I-1-a) ou un miroir concave et un miroir plan (hémisphérique) (Figure I-1-b).

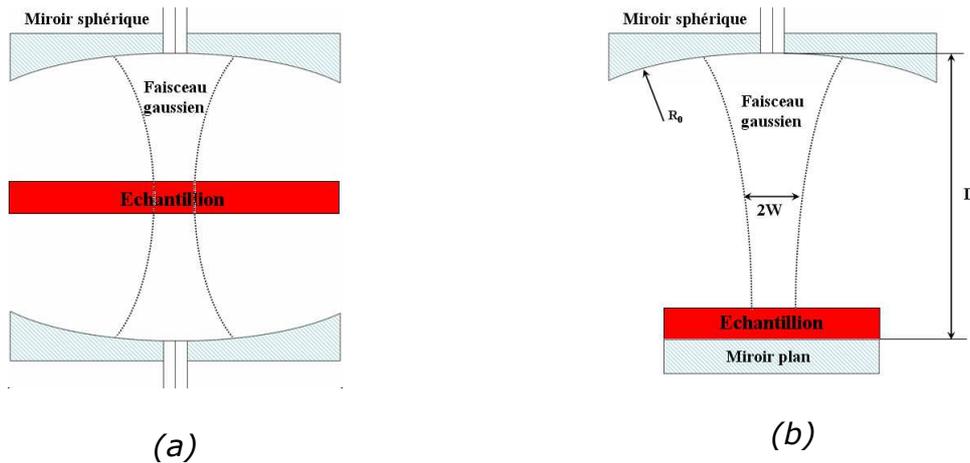


Figure I-1 : Résonateur confocal (a), Résonateur hémisphérique (b).

Dans le cas où le résonateur ouvert est confocal, la mesure est dite mesure en transmission. L'échantillon à caractériser est placé au foyer commun de deux miroirs concaves, un miroir est utilisé pour l'excitation du résonateur, et l'autre pour la mesure.

Dans le cas où le résonateur ouvert est hémisphérique, la mesure est dite en réflexion. L'échantillon à caractériser est positionné sur le miroir plan à la distance focale d'un miroir concave. Le miroir concave est utilisé pour l'excitation du résonateur et pour la mesure à la fois.

La théorie suppose que la surface de l'échantillon est légèrement convexe pour correspondre au front de phase du faisceau gaussien. Pratiquement, les échantillons sont généralement plans. Cela signifie qu'un faible volume de l'échantillon n'est pas pris en compte par le modèle théorique (Figure I-2).

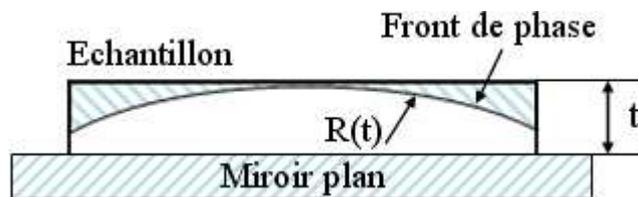


Figure I-2 : faible volume d'un échantillon.

Ce petit volume provoque un décalage de fréquence supplémentaire qui peut être déterminé par des équations bien détaillées dans [I-8] :

Une méthode alternative de correction de cet effet est donnée en [I-5] qui consiste à modifier l'épaisseur de l'échantillon pour la même fréquence de résonance. Dans les deux cas, le résultat de la permittivité est le même.

La méthode du résonateur ouvert pour des échantillons épais est très utilisée comme méthode de mesure de ϵ'_r et de $\tan\delta$ dans la bande millimétrique [I-2] et [I-7] à [I-9].

I.2.1.2 Conclusion

Les avantages de cette méthode sont nombreux : une tangente de pertes très faible ($\tan\delta \approx 10^{-5}$) est mesurable [I-6], la fréquence de résonance et donc de détermination est ajustable par la modification de la distance entre les miroirs du résonateur. L'insertion des échantillons est aisée du fait de l'absence de cloison latérale du résonateur.

Cette méthode s'accompagne néanmoins d'inconvénients : il est impossible, avec ce formalisme, de mesurer des échantillons ayant des épaisseurs très fines, car elle nécessite une épaisseur de l'échantillon multiple entier de $\lambda/2$. Une autre contrainte est la dimension de l'échantillon qui doit être suffisamment grande (> 2 pouces) afin d'éviter les diffractions sur les bords de celui-ci. La fréquence de caractérisation est une fréquence discrète qui dépend fortement de l'épaisseur et de la permittivité de l'échantillon et qui peut être éloignée de la fréquence désirée.

I.2.2 Résonateur ouvert pour des échantillons minces

L'échantillon à mesurer par l'utilisation de la méthode du résonateur ouvert nécessite une épaisseur de l'ordre de $\lambda/2$ et plus. Un échantillon ayant une épaisseur inférieure à $\lambda/2$ ne peut être mesuré par la méthode du résonateur ouvert précédente.

La méthode de perturbation par l'utilisation d'un résonateur ouvert permet de mesurer la permittivité complexe pour des échantillons d'épaisseurs comprises entre 10 et 100 μm . L'utilisation de la méthode de perturbation permet de caractériser les permittivités complexes pour des échantillons ultra minces [I-37].

I.2.2.1 Principe et conditions de fonctionnement

Normalement une méthode de perturbation est utilisée avec une cavité fermée [I-10]-[I-12] pour mesurer la permittivité et la perméabilité complexes pour des échantillons ayant des épaisseurs très minces aux fréquences microondes dans la bande [1-10] GHz.

Dans la bande millimétrique, le large décalage de fréquence de résonance dû à l'insertion d'un échantillon ne satisfait pas les conditions de perturbations. L'objectif est de concevoir une méthode de caractérisation de matériaux par l'utilisation de la méthode de perturbation avec un résonateur ayant une hauteur de cavité très importante devant l'épaisseur de l'échantillon, dans le but d'obtenir de petits décalages fréquentiel.

Ce système peut être utilisé pour mesurer la permittivité complexe dans une bande de fréquence [18-110] GHz en modifiant la distance entre les miroirs sphériques. Les déplacements d'un miroir et du support de l'échantillon sont pilotés.

Le système de composition du résonateur est bien détaillé dans la Figure I-3.

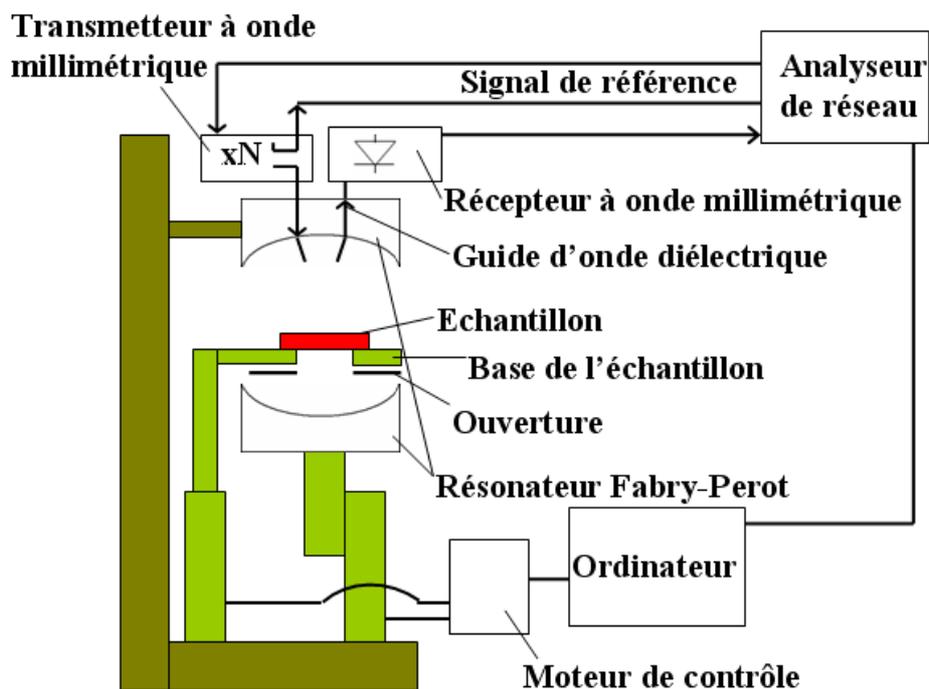


Figure I-3 : système de composition du résonateur.

L'excitation du résonateur ouvert se fait en utilisant des guides d'ondes diélectriques qui possèdent de meilleures performances en atténuation et dont les extrémités sont usinées sous forme conique pour un couplage optimal. L'onde EM dans la structure à la forme d'un faisceau gaussien dont le faisceau se réduit fortement au centre des deux miroirs. Le diamètre de ce faisceau se caractérise par la grandeur W_{0a} qui correspond au rayon pour lequel l'amplitude du champ E est égal au maximum du champ, au centre du faisceau, divisé par e (E_{\max}/e) :

$$\text{Equation I-1 : } W_{oa} = \frac{8.21}{\sqrt{f}} \left\{ D \left(R_0 - \frac{D}{2} \right) \right\}^{\frac{1}{4}}$$

avec f , la fréquence mesurée (GHz).

D : la distance entre les miroirs sphériques (mm).

R_0 : le rayon de courbure des miroirs sphériques (mm).

La taille d'échantillon doit être égale à cinq fois W_{oa} ou plus grande. De manière générale, le volume de l'échantillon doit être inférieur à 1/500 (0,02%) du volume du résonateur pour satisfaire la condition de la perturbation. Dans le cas d'un résonateur ouvert, l'épaisseur de l'échantillon doit être inférieure à 1/500 de la distance D entre les sommets des miroirs sphériques.

Les formules utilisées pour le calcul de la permittivité par l'utilisation de la méthode de perturbation dans le domaine microonde ont été largement publiées [I-10]-[I-12].

I.2.2.2 Conclusion

La méthode des résonateurs ouverts permet la caractérisation des matériaux sous formes de substrats, épais et minces avec des dimensions latérales d'au moins 50 mm, ayant des permittivités supérieures à 2. Ces méthodes sont pertinentes aux très hautes fréquences jusqu'à 143 GHz et pour un domaine de tangente de pertes allant de 10^{-5} à 10^{-3} . Pour assurer des mesures précises, il est essentiel que l'échantillon soit placé exactement au centre du résonateur et que sa planéité et son état de surface soient les meilleurs possible.

Les erreurs constatées pour les échantillons épais ou minces sont autour de 3 % pour ϵ'_r et de 14 % pour $\tan\delta$, dans les mêmes conditions de mesure.

I.3.Sondes coaxiales

La caractérisation des propriétés diélectriques précise et non destructive des tissus ou des milieux biologiques est importante pour le diagnostic médical ou pour l'estimation des champs induits dans le corps humain par les sources de champs électromagnétiques [I-38].

Les permittivités des tissus biologiques diminuent avec l'augmentation de la fréquence du fait de la relaxation diélectrique [I-13]. Les erreurs sur les valeurs des propriétés diélectriques peuvent trouver leur origine à chaque étape de la caractérisation. Les sondes

coaxiales sont largement utilisées pour la caractérisation des milieux semi-solides ou liquides et sont bien adaptées à la nature des milieux biologiques qui présentent des pertes diélectriques élevées de par leur nature fortement aqueuse [I-14].

I.3.1 Principe et conditions de fonctionnement

La méthode de caractérisation non destructive par sonde coaxiale est actuellement l'une des techniques la plus utilisée pour la mesure de la permittivité complexe des matériaux à température ambiante ou température élevée. Des mesures en très large bande de fréquences sont possibles grâce au mode d'excitation TEM du guide coaxial. Les matériaux doivent être isotropes et homogènes sous forme liquide ou de poudre, de milieux mous ou solides. La configuration de la sonde coaxiale est montrée dans la Figure I-4.

La sonde coaxiale de diamètre du conducteur interne de 3 mm n'est utilisable que pour la mesure jusqu'à 44 GHz, en raison de l'excitation des modes supérieurs qui devient possible au delà. La mesure jusqu'à 110 GHz par cette méthode est possible par l'utilisation d'une sonde coaxiale ouverte de diamètre du conducteur interne de 1 mm.

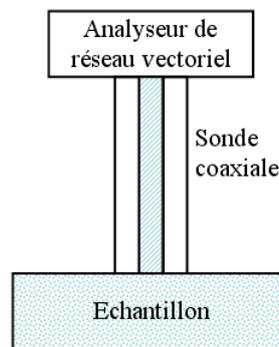


Figure I-4 : Configuration de la sonde coaxiale.

Cette méthode de caractérisation est basée sur la détermination du coefficient de réflexion d'une discontinuité entre la sonde coaxiale et l'échantillon à caractériser. La détermination de la permittivité complexe est effectuée par la mesure du coefficient de réflexion de la discontinuité à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel sur une large bande de fréquence. La représentation de la discontinuité à partir d'un schéma électrique (Figure I-5) équivalent permet de déterminer simplement la permittivité du matériau.

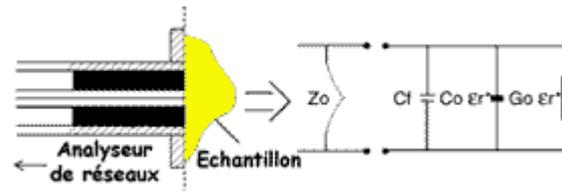


Figure I-5 : schéma électrique équivalent.

C'est essentiellement l'effet capacitif à l'extrémité de la sonde qui est modifié par la présence de l'échantillon en contact de la sonde. L'épaisseur de celui-ci est à prendre en compte : soit il est nécessaire de respecter un critère d'épaisseur minimale pour considérer le milieu semi-infini soit le modèle théorique tient compte de la nature mono ou multicouche du milieu. La zone de champ EM concernée par la mesure est généralement de l'ordre de grandeur du diamètre de la sonde coaxiale [I-15].

I.3.2 Conclusion

L'échantillon doit être homogène et suffisamment épais de sorte que le champ EM à l'extrémité de la sonde coaxiale soit confiné dans l'échantillon et que la surface en contact avec la sonde soit plane.

Le domaine de validité de ce modèle s'étend jusqu'à la fréquence d'apparition du premier mode supérieur, c'est à dire autour de 110 GHz. Une procédure d'étalonnage est nécessaire pour compenser les erreurs de mesures liées aux défauts des éléments en amont de la terminaison de la sonde coaxiale (câble d'alimentation...).

La méthode de caractérisation par une sonde coaxiale est valide dans le domaine de permittivité inférieure à 100 et d'une tangente de pertes supérieure à 0,05, en deçà, les incertitudes de caractérisation sont très élevées. Cette méthode est bien adaptée aux tissus biologiques avec une précision de 5 % dans la permittivité et de 10 % dans la tangente de pertes.

I.4. Guide d'ondes chargé

La montée en fréquences des circuits en technologie SiGe ainsi que le packaging à faible coût nécessitent de développer des méthodes de caractérisation utilisant ces technologies [I-15] [I-16] et [I-39].

I.4.1 Principe et conditions de fonctionnement

Pour effectuer les mesures des caractéristiques diélectriques d'un matériau par la méthode d'un guide d'onde chargé, l'échantillon doit être placé à l'intérieur du guide d'ondes. Le mode dominant d'un guide d'onde rectangulaire est le mode TE₁₀, qui ne peut se propager qu'à partir de la fréquence de coupure du guide :

$$\text{Equation I-2 : } f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\mu_0\epsilon_0\epsilon_r}}$$

La précision des résultats peut légèrement se dégrader en fin de bande de fréquence de mesure, en raison de l'existence de modes supérieurs dans la section chargée par l'échantillon.

Aux très hautes fréquences, des lames d'air entre les flasques des guides ou un défaut d'alignement entre des guides peuvent influencer sur la précision et conduire à des erreurs et des effets notables [I-17].

Les plans de référence, définis pour la mesure, sont les plans d'accès du tronçon de guide qui sert de porte échantillon (Figure I-6). Si l'échantillon n'est pas de la même longueur que le porte échantillon (ℓ_1 et ℓ_2 non nuls), il est nécessaire de tenir compte du déphasage introduit. Si l'échantillon est homogène et isotrope, les défauts de surface des échantillons peuvent être partiellement éliminés en moyennant les paramètres S entre eux (S_{11} moyenné avec S_{22} et S_{21} moyenné avec S_{12}) [I-18] et [I-19].

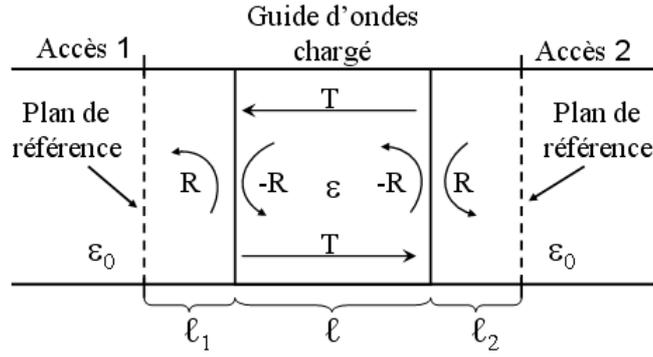


Figure I-6 : guide d'ondes chargé.

Deux méthodes différentes pour extraire les propriétés diélectriques des matériaux à partir des mesures des paramètres S du guide d'ondes chargé sont disponibles.

La première méthode où le guide est bien rempli par le matériau, avec deux surfaces planes confondues avec les plans de référence ($\ell_1=\ell_2=0$) et dont les mesures permettent de remonter à la permittivité et perméabilité complexe grâce aux équations données en [I-20] et [I-21]. En cas d'instabilité des résultats pour des épaisseurs d'échantillon proches de $\lambda/2$, des solutions permettent de réduire cette instabilité, soit en fixant la perméabilité relative à 1 pour les matériaux purement diélectriques soit par une autre méthode basée sur une autre approche itérative [I-19].

I.4.2 Conclusion

Le domaine de validité de cette méthode s'étend jusqu'à la fréquence d'apparition des autres modes de résonance d'ordre supérieur. Pour le plus petit guide d'onde rectangulaire en bande W, dont les dimensions permettent encore un usinage de l'échantillon, la fréquence maximale de caractérisation est de 110 GHz. Les inconvénients de cette méthode sont la nécessité d'usiner l'échantillon et une très grande sensibilité aux lames d'air entre le guide et l'échantillon qui peuvent alors introduire un facteur d'erreur important.

Cette méthode est valide dans un large domaine de permittivité et dans un domaine de tangente de pertes de $[10^{-4} - 10^{-3}]$. Les incertitudes de mesures sont autour de 0,1 pour la partie réelle de la permittivité et mieux que 0,01 pour la tangente de pertes.

I.5. Ligne de transmission chargée

La technique de la ligne de transmission permet de caractériser des matériaux de différentes formes (liquide, granules, plaquettes, etc.) avec une bonne précision sur la permittivité et sur une très large bande de fréquence grâce au mode quasi TEM qui se propage sur ce type de ligne.

I.5.1 Principe et conditions de fonctionnement

La caractérisation des matériaux par cette méthode est basée sur la mesure de la constante de propagation d'une ligne de transmission chargée par un échantillon à caractériser [I-22] et [I-39].

Tout d'abord, la mesure est faite en transmission à vide, avec la ligne non chargée afin d'étalonner les paramètres du modèle théorique, et ensuite, on procède à la mesure avec échantillon. A partir du coefficient de transmission, on remonte à la constante de propagation linéique de la ligne en charge. Puis, à partir d'un modèle théorique de la ligne reliant la constante de propagation et la permittivité du matériau, on détermine les propriétés diélectriques du matériau. La Figure I-7 montre la configuration de la ligne de transmission.

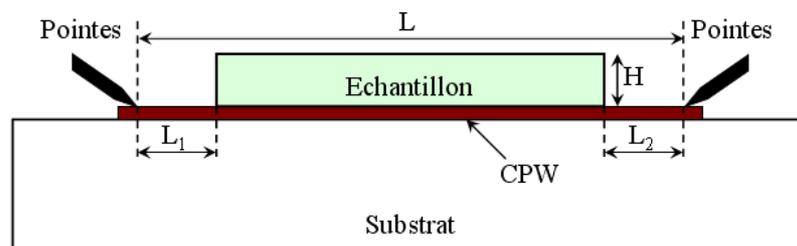


Figure I-7 : Configuration de mesure par une ligne de transmission.

Dans le cas considéré, la hauteur de l'échantillon doit être aux moins deux fois la distance masse à masse de la ligne coplanaire pour que le champ soit en majorité dans le matériau et le substrat.

I.5.2 Conclusion

Cette méthode est très utilisée pour caractériser les matériaux dans une très large bande de fréquence. Elle est également très utilisée pour caractériser des films minces déposés sur la surface de la ligne microruban ou coplanaire. Dans ce cas la méthode devient destructive mais reste incontournable pour les matériaux en couche mince.

Le domaine de validité de la tangente de pertes est compris dans l'intervalle $[10^{-4} - 10^{-3}]$. Pour cette méthode où l'échantillon est déposé sur la ligne de transmission, une limite fréquentielle est fixée à 90 GHz [I-39].

I.6. Guide d'onde intégré dans le substrat

Les modules émetteur-récepteur à ondes millimétriques sont classiquement conçus en technologie planaire et blindés par boîtier. Au-delà de 100 GHz, les pertes des lignes de transmission deviennent très élevées. Un guide d'onde intégré dans un substrat est considéré comme une alternative technologique intéressante pour la réalisation des sous-systèmes à ondes millimétriques [I-40].

Wu [I-23] a montré que des guides d'ondes pouvaient être intégrés dans un substrat diélectrique utilisé pour les lignes microruban. Il a été démontré que la technologie à couches épaisses photosensibles peut être utilisée pour réaliser ces guides d'onde jusqu'à 90 GHz [I-24] et [I-25]. Ces guides d'onde intégrés dans le substrat possèdent de meilleures performances que les lignes microruban en termes de pertes et peuvent être également utilisés comme méthode de caractérisation de matériaux diélectriques à faible permittivité. Selon la technologie de fabrication utilisée, la fréquence maximale peut atteindre 220 GHz.

I.6.1 Principe et conditions de fonctionnement

Le guide d'onde, les lignes d'étalonnage et les autres composants ont été fabriqués dans un même substrat par l'utilisation du « processus hybride du film épais photosensible » [I-27]. Ce processus permet de définir des lignes fines et les dimensions précises pour le guide d'onde millimétrique.

Par impression successives de couches diélectriques d'épaisseur 10 μm , on atteint la hauteur nécessaire du guide d'onde intégré. La dernière étape dans cette procédure de fabrication est la gravure de la paroi supérieure du guide ainsi que du conducteur central de la ligne d'excitation microruban et des autres composants Figure I-8.

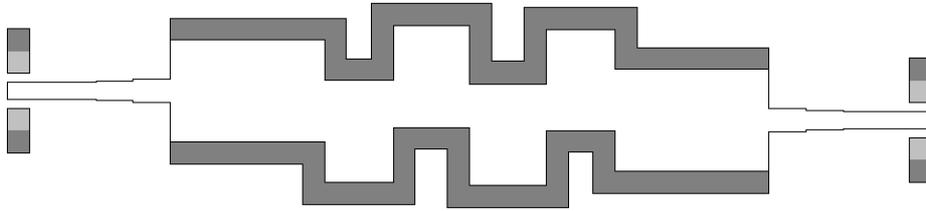


Figure I-8 : Guide d'ondes et un filtre intégrés dans un substrat.

I.6.2 Conclusion

Cette méthode destructive consiste à fabriquer un guide d'onde intégré dans un substrat à caractériser. La méthode est adaptée aux matériaux à faible permittivité et capable de caractériser les matériaux jusqu'à 220 GHz avec une précision de 0,03 sur ϵ'_r . Les caractéristiques de l'échantillon doivent être connues aux basses fréquences pour permettre de fabriquer le guide dans le substrat aux très hautes fréquences. Les dimensions latérales de l'échantillon sont très petites de l'ordre de 60 μm , et l'épaisseur est de l'ordre de 10 μm .

I.7.Spectroscopie THz dans le domaine temporel

Les applications dans les systèmes récents aux fréquences THz utilisent des matériaux à faibles pertes diélectriques et à permittivités élevées. L'intérêt de ces matériaux est croissant pour la conception de composants de circuits et d'éléments quasi-optiques. Les développements les plus fréquents dans ce domaine, sont la réalisation et l'amélioration des sources THz, comme des détecteurs, des mélangeurs et des composants similaires. La conception de ces systèmes passe donc par une meilleure connaissance des matériaux faibles pertes, à ces fréquences, utilisés pour ces dispositifs [I-42]. Les progrès de la spectroscopie

THz dans le domaine temporel ont fortement contribué au développement des méthodes de caractérisations à ces fréquences.

I.7.1 Principe et conditions de fonctionnement

L'idée générale de la spectroscopie THz [I-27] à [I-29] est basée sur l'utilisation d'impulsions électromagnétiques ultra-brèves d'une durée de l'ordre de la picoseconde. Le spectre associé à ces impulsions et appartient donc au domaine THz. Ces impulsions permettent de caractériser des matériaux par des méthodes fonctionnant en transmission et/ou réflexion.

Le principe de caractérisation en transmission est donné sur la Figure I-9.

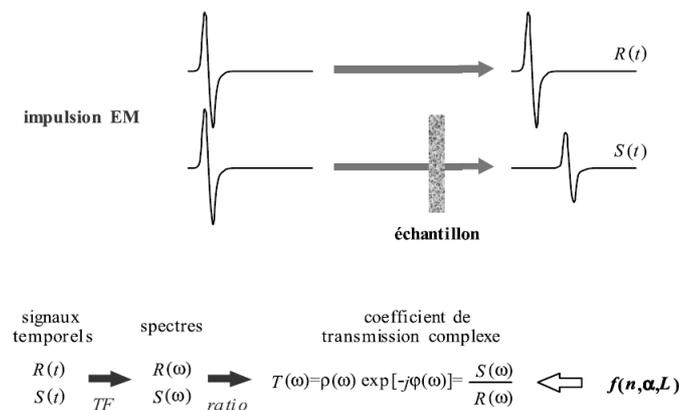


Figure I-9 : Principe de la caractérisation de matériaux par spectroscopie THz dans le domaine temporel.

Dans le cadre de l'étude [I-42] présentée Figure I-10, il est utilisé un laser d'impulsion ultra courte pour exciter un émetteur térahertz. L'impulsion THz émise est focalisée sur l'échantillon par une paire de miroirs paraboliques qui permettent d'éviter les dispersions usuelles introduites par l'utilisation de lentilles. Les champs électriques transmis sont guidés et concentrés sur le détecteur, par une deuxième paire des miroirs paraboliques. Ce détecteur reçoit également l'impulsion de référence retardée. La corrélation des impulsions d'excitation et de détection, permet la mesure de l'amplitude du champ électrique dans le domaine temporel. A partir des enregistrements temporels des impulsions THz obtenues avec et sans échantillon à caractériser, on obtient par transformée de Fourier, les amplitudes des champs électriques dans le domaine spectral (en module et en phase) de ces impulsions THz.

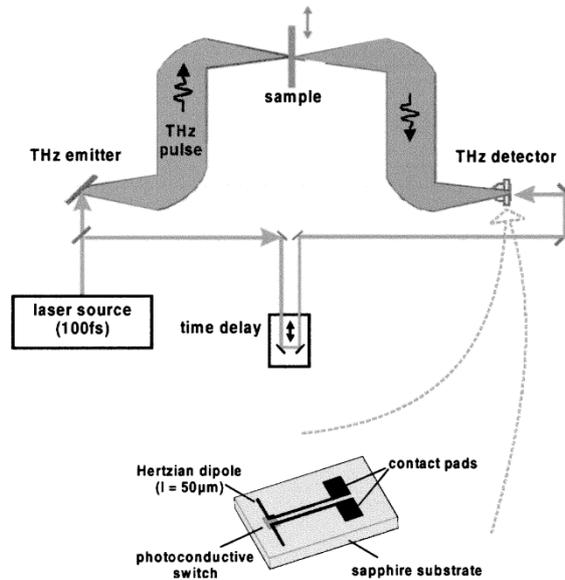


Figure I-10 : schéma de la spectroscopie THz dans le domaine temporel.

Le ratio de ces amplitudes complexes du champ électrique avec l'échantillon et celui du champ de référence, permet de calculer le coefficient de transmission, nécessaire pour déterminer l'indice de réfraction complexe n du matériau dans le domaine fréquentiel.

I.7.2 Conclusion

La caractérisation de matériaux dans la bande de fréquence s'étendant des ondes millimétriques à plusieurs dizaines de TéraHertz est devenue aisée et précise [I-30]-[I-33].

L'élimination des réflexions parasites des ondes THz dans la structure est nécessaire. Par contre, l'analyse de celles dans l'échantillon peut améliorer grandement la connaissance de son épaisseur avec une précision de $\lambda/1000$ [I-35].

Comme pour les méthodes à fréquences centimétriques et millimétriques, l'échantillon à caractériser doit être d'état de surface et de parallélisme de ses faces, les meilleurs possibles [I-34].

La détermination de la permittivité et de la perméabilité se fait à travers celle de l'indice de réfraction n et de l'atténuation α , eux mêmes extrait de la mesure térahertz. La précision de n est comprise entre 10^{-3} et 10^{-2} et celle de α à $0,5 \text{ cm}^{-1}$ près [I-41].

I.8.Espace Libre

Parmi les techniques de mesure disponibles, de nombreux articles ont été publiés sur la méthode de caractérisation en espace libre. Cette méthode fait partie des méthodes de caractérisation non destructives et sans contact [I-43] à [I-45].

Bien que les principes de base et les paramètres mesurés soient les mêmes, chaque méthode a ses propres originalités, précisions, limites et domaines de validité. Cette technique de mesure est classiquement utilisée pour des mesures jusqu'en bande W (≤ 110 GHz) [I-20], [I-44] mais à fait l'objet d'études jusqu'à 760 GHz [I-43].

I.8.1 Principe et conditions de fonctionnement

Dans cette méthode, l'échantillon est placé entre deux antennes, l'une pour l'émission et la deuxième pour la réception, l'atténuation et le déphasage du signal sont mesurés en bistatique.

Cette méthode n'exige pas de préparation spéciale de l'échantillon. Les résultats sont utilisés pour extraire les propriétés diélectriques et magnétiques des matériaux sur une large bande de fréquence.

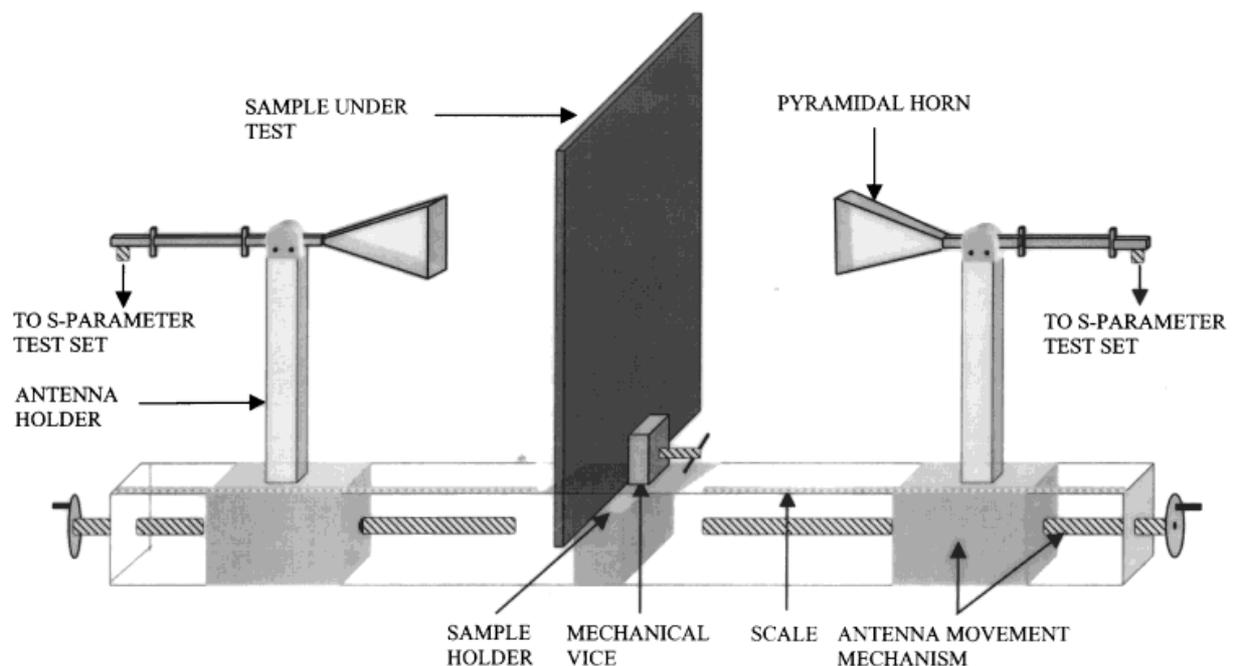


Figure I-11 : Schéma d'un banc de mesure en espace libre.

Chapitre 1 : Méthodes de caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques

La Figure I-11 représente le schéma d'un banc de mesure de la technique en espace libre.

La première hypothèse de cette méthode est que l'onde incidente sur la surface plane de l'échantillon est une onde plane uniforme à polarisation rectiligne.

L'échantillon est préférentiellement placé de manière perpendiculaire à l'onde incidente. Afin de réduire les effets de diffraction aux bords de l'échantillon, des lentilles de focalisation peuvent être placées en sortie des cornets antennes [I-43], [I-44]. Ceci permet d'avoir des dimensions latérales d'échantillons plus faibles ($\geq 5\lambda$) [I-45] que pour un banc non focalisé [I-45] tout en respectant l'hypothèse simplificatrice d'un échantillon infiniment grand latéralement. Cette focalisation évite l'utilisation d'une chambre anéchoïque et les réflexions multiples parasites peuvent être traitées par filtrage temporel [I-43], [I-44] des mesures. L'étalonnage pratiqué est de type TRL en espace libre et permet d'éliminer les réflexions multiples entre les antennes et la surface de l'échantillon ainsi que l'atténuation et le déphasage entre l'analyseur et les plans de mesure des paramètres S.

Le matériau peut être multicouche pour caractériser notamment des milieux liquides qui seront contenus par deux fines lames de matériaux et connus [I-20]. La détermination de la permittivité et de la perméabilité complexes se fait par calcul direct et non itératif sur une large bande de mesure à partir des paramètres S_{ij} filtrés temporellement. Toutefois il convient d'utiliser plusieurs jeux de transitions et de cornets pour réaliser des mesures dans de très larges bandes de fréquences.

Une des limitations de cette méthode est liée au problème de résonance d'épaisseur dans le matériau qui peut se résoudre simplement pour les matériaux diélectriques purs en fixant $\mu_r = 1$, ou bien par l'utilisation d'un matériau avec une épaisseur différente [I-20], [I-44]. Cette technique permet la mesure d'échantillon en température de -160° à 800°C à des fréquences de 6 à 110 GHz [I-44]. Avec l'augmentation de la fréquence, ces résonances s'élargissent et constituent un réel problème.

L'autre limitation de cette méthode est le domaine de validité des tangentes de pertes diélectriques qui doivent être élevées pour des précisions correctes ($< 10\%$).

I.8.2 Conclusion

Cette méthode est particulièrement adaptée aux mesures de matériaux diélectriques et magnétiques à pertes et non homogènes dans l'axe de propagation.

Les sources des erreurs principales de cette méthode sont généralement les effets de diffraction aux bords des échantillons et les réflexions multiples. Pour améliorer les précisions, des précautions sont à prendre sur le type d'étalonnage et de filtrage des paramètres S ainsi que sur le contrôle de l'alignement des antennes et du positionnement de l'échantillon.

I.9. Cavité résonante fendue (split-cylinder resonator)

La méthode de la cavité résonante fendue est ancienne, mais reste la plus précise (avec d'autres méthodes résonantes) pour déterminer la permittivité de matériau à très faible pertes [I-46] à [I-49].

Limitée par une mesure mono fréquence fixée par les caractéristiques de la cavité et du matériau, cette méthode non destructive nécessite un échantillon avec une planéité et un parallélisme les meilleurs où l'incertitude sur l'épaisseur conditionnera l'incertitude de détermination de la partie réelle de la permittivité. Des mesures à la fréquence de 98 GHz ont été réalisées avec de bonnes précisions de détermination [I-48].

I.9.1 Principe et conditions de fonctionnement

Cette technique permet une mesure précise d'un échantillon sous forme de substrat sans aucune préparation particulière.

L'échantillon homogène et isotrope est inséré entre deux demi-cavités cylindriques (Figure I-12) formant une cavité qui est excitée avec les modes TE_{012q+1} . A vide, les dimensions de la cavité ($\phi_c = 4,82$ mm et $H_c = 7,12$ mm) permettent la résonance du mode TE_{013} à 98,7 GHz [I-48]. L'échantillon doit couvrir la section de la cavité et doit être d'épaisseur inférieure à 0,3 mm. En utilisant deux des modes TE_{011} , TE_{013} ou TE_{015} , le champ

électrique qui possède une seule composante azimutale E_ϕ est parallèle au plan de l'échantillon diélectrique. Le champ électrique est quasiment nul au niveau de la fente de la cavité et des parois de celle-ci. Ainsi, le champ EM, une fois l'échantillon inséré dans la cavité, pourra être négligé dans la fente pour des échantillons d'épaisseurs inférieures au millimètre. Pour des échantillons de quelques millimètres d'épaisseur, il devient nécessaire de tenir compte du champ EM qui s'étend, dans l'échantillon, au delà de la section de la cavité avec un modèle numérique approprié [I-47].

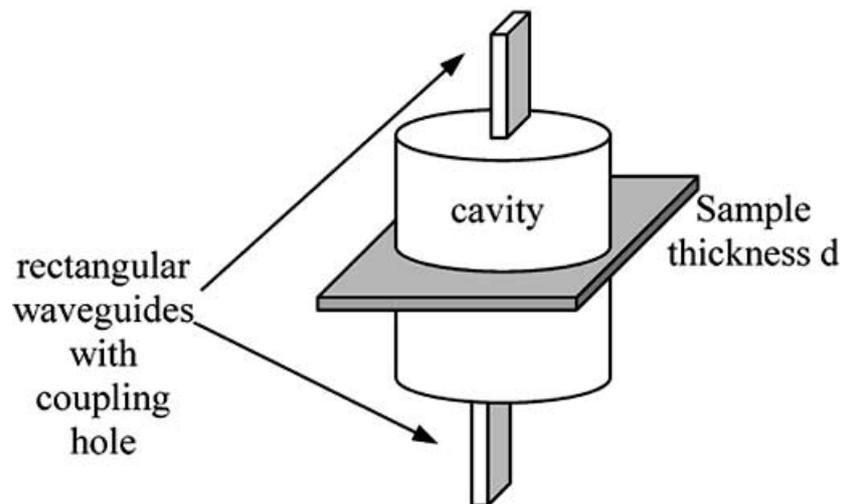


Figure I-12 : Cavité résonante fendue

Dans une telle configuration, la fréquence de résonance et le facteur de qualité des modes TE_{012q+1} peuvent être calculés aisément. Grâce à un processus itératif, la permittivité complexe d'un échantillon peut être déterminée à partir de la fréquence de résonance et du facteur de la cavité chargée.

Dans un premier temps, la mesure de la fréquence de résonance de deux modes TE_{012q+1} avec $q=1,2$ ou 3 est nécessaire afin d'ajuster les dimensions intérieures de la cavité à prendre en compte lors des calculs EM. Le facteur de qualité de l'un de ces modes est utilisé pour déterminer les pertes métalliques de la structure dues aux parois métalliques.

Ensuite, la mesure de la fréquence de résonance et du facteur de qualité d'un des trois modes de la cavité chargée par un échantillon permet de remonter à la permittivité complexe de celui-ci [I-46].

Le calcul d'incertitude tient compte d'un ensemble de paramètres tels que l'incertitude sur l'épaisseur de l'échantillon, qui est du même ordre de grandeur que celle sur la partie réelle de la permittivité.

I.9.2 Conclusion

Cette méthode non destructive permet la caractérisation précise d'échantillon de faible dimensions mais avec des tolérances d'épaisseur et de planéité exigeantes.

La limitation du facteur de qualité du résonateur à ces fréquences (de l'ordre de 10000 à 98 GHz) réduit la précision de détermination de la tangente de pertes pour les matériaux à très faibles pertes. De plus, pour des matériaux à fortes pertes, la résonance disparaît et ne permet plus la caractérisation de ce type de matériau.

Il est à noter que cette méthode a fait l'objet d'une commercialisation récente par Agilent [I-49] dans la bande X.

I.10. Tableau de synthèse des méthodes de caractérisation à très hautes fréquences

Afin de comparer les différentes méthodes de caractérisation aux très hautes fréquences abordées dans ce chapitre, un tableau de synthèse est proposé avec les caractéristiques des futurs capteurs décrits dans les chapitres II et III (Figure I-13). L'intérêt de ces capteurs est surtout des dimensions latérales d'échantillon faibles et sans contrainte particulière d'épaisseur contrairement aux méthodes en cavité ouverte où l'épaisseur et la permittivité influe très fortement sur la fréquence de résonance et aux cavités fermées qui imposent des plages d'épaisseurs pour une détermination fiable.

Chapitre 1 : Méthodes de caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques

Méthodes à très hautes fréquences	Résonateurs ouverts (couche épaisses)	Résonateurs ouverts (couches minces)	Sondes coaxiales	Guide d'ondes chargé	Lignes de transmission chargée	Guide d'ondes intégré dans le substrat	Spectroscopie THz dans le domaine temporel	Espace Libre	Cavité fermée XLIM	Capteurs LTCC	Capteur démétallisé
Destructive	Non	Non	Non	Oui	Oui	Oui	Non	Non	Non	Non	Non
Pertinence HF > 100 GHz	Oui	Oui	Non	Non	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Matériau	substrat		liquide, matériau souple	substrat							
Domaine ϵ'	≥ 2	≥ 2	< 100	≥ 2	≥ 2	faible ϵ	< 100	< 150	< 40	?	?
Très faibles pertes $\tan\delta < 10^{-4}$	Oui	Oui	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non	Non
Faibles pertes $10^{-4} < \tan\delta < 10^{-2}$	Oui	Oui	forte incertitude	forte incertitude	forte incertitude	Oui	Oui	incertitude élevée	Oui	$> 5 \cdot 10^{-3}$	$> 5 \cdot 10^{-3}$
à pertes $\tan\delta > 10^{-2}$	Non	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Non	Oui	Oui
Dimensions latérales échantillons	2" x 2"	2" x 2"	$\phi 5\text{mm}$	$< 2,54 \times 1,27 \text{ mm}^2$	$< 15 \times 1,2 \text{ mm}^2$	60 μm	sans contrainte	$> 5 \lambda$	9 x 9 mm^2	$> \phi 4\text{mm}$	$> \phi 2\text{mm}$
Epaisseur échantillon	$n \lambda/2$	$< \lambda/2$	sans contrainte	$n \lambda/2$	$> 234 \mu\text{m}$	10 μm	sans contrainte	sans contrainte	$< 0,3 \text{ mm}$ @ 90 GHz	sans contrainte	sans contrainte
Fréq. Max GHz	143	143	110	110	90	220	43 THz	760	98	150	150
Précision $\Delta\epsilon'/\epsilon'$	0,02-0,04	0,02-0,04	$\pm 5 \%$	0,1	-	0,03	$\pm 2 \%$	$\pm 5 \%$ à 110 GHz	$\approx \pm 1 \%$?	?
Précision $\Delta\tan\delta/\tan\delta$	$6-40 \cdot 10^{-6}$	$6-40 \cdot 10^{-6}$	$\pm 10 \%$	0,01	-	-	$\geq 10\%$?	$\approx \pm 3 \%$?	?

Figure I-13 : synthèse des caractéristiques des méthodes de caractérisation à très hautes fréquences

I.11. Conclusion

Une étude bibliographique a permis de présenter les méthodes de caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques avec leurs différentes caractéristiques, domaines de validité, précisions et contraintes.

Notre objectif est la caractérisation de matériaux à 150 GHz d'échantillons de faibles dimensions, non destructive et sensible à des matériaux à faibles pertes.

Parmi les méthodes proposées, la méthode du résonateur ouvert est celle qui répond le mieux en termes de sensibilité aux faibles pertes mais requiert un échantillon de 2''x 2''. De plus, l'épaisseur et la permittivité impose la fréquence de résonance qui peut être éloignée de celle choisie.

La méthode qui s'approche le plus de nos critères est la méthode en cavité fendue. Pour considérer le champ électrique négligeable dans la fente d'insertion du matériau, il est nécessaire de limiter l'épaisseur maximale du substrat à caractériser. Pour la cavité à 90 GHz, l'épaisseur maximale est de 0,3 mm. En extrapolant à 150 GHz, on obtient une épaisseur maximale de 0,17 mm. Cette contrainte est trop forte devant les substrats qui sont utilisés pour les dispositifs conçus pour une fréquence de fonctionnement de 150 GHz.

Tout ceci nous conduit à vouloir développer des nouvelles méthodes de caractérisation à 150 GHz de type résonant et à faible taille d'échantillon mais sans contrainte en s'appuyant sur l'expérience de conception de méthodes de caractérisation à plus basse fréquence du laboratoire XLIM.

Les chapitres suivants présentent les dispositifs étudiés pour répondre à ces exigences.

I.12. Références du chapitre I

[I-1] J. R. BIRCH AND R. HEIDINGER,

« The dielectric properties of CaF₂ and Li Fat mm- and submm-wavelengths, »
in 15th Int. Conf. Infrared and millimeter Waves, 1990, pp. 464-466.

[I-2] A.L. CULLEN AND P.K. YU,

« The accurate measurement of permittivity by means of an open resonator, »
in Proc. Royal Soc. London, vol. A325, 1971, pp. 493-509.

[I-3] A.L. CULLEN AND P.K. YU,

« Measurement of permittivity by means of an open resonator. I. Theoretical, »
Proc. Royal Soc. London, vol. A380, 1982, pp. 49-71.

[I-4] A.L. CULLEN, P. NAGENTHIRAM, AND A.D. WILLIAMS,

« Improvement in open resonator permittivity measurement , »
Electron. Lett., vol. 8, no 23, pp. 577-579, 1972.

[I-5] R. G. JONES,

« Precise dielectric measurement at 35 GHz using an open microwave resonator, »
Proc. IEE, vol. 123, no. 4, pp. 285-290, 1976.

[I-6] M. N. AFSAR, X. LI, AND H. CHI,

« an automated 60 GHz open resonator system for precision dielectric measurement, »
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, no 12, pp. 1845-1853, 1990.

[I-7] J. R. COOK ET AL.,

« Comparison of cavity and open-resonator measurements of permittivity and loss angle at 35 GHz, »
IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-23, no. 4, pp. 438-442, Dec. 1974.

[I-8] T. H. HIRVONEN ET AL.,

« Measurement of dielectrics at 100 GHz with open resonator connected to a network analyzer, »
IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 4, pp. 780-786, Aug. 1996.

[I-9] R. K. MONGIA AND R. K. ARORA,

« Equivalent circuit parameters of an aperture coupled open resonators cavity, »

IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 41, no. 8, pp. 1245-1250, Aug. 1993.

[I-10] A GUIDE TO THE CHARACTERIZATION OF DIELECTRIC MATERIALS AT RF AND MICROWAVE FREQUENCIES, NAT. PHYS. LAB., LONDON, U.K., 2003. 101 pp.

[I-11] R. J. COOK,

« MICROWAVE CAVITY METHODS, »

IN HIGH FREQUENCY DIELECTRIC MEASUREMENT, J. CHAMBERLAIN AND G. W. CHANTRY, EDS. GUILDFORD, U.K. : IPC SCI. TECHNOL., 1972 , pp 12-27.

[I-12] M. N. MCPHUN AND MEHMET,

« Microwave cavity methods, »

in Thin Film Dielectric Measurements. Guildford, U.K. : IPC Sci. Technol., pp 60-68.

[I-13] SVERRE GRIMNES AND ØRJAN G. MARTINSEN. BIOIMPEDANCE AND BIOELECTRICITY BASICS, ACADEMIC, 2000, PP. 83-85 AND CH4.

[I-14] M. A. STUCHLY AND S.S. STUCHLY,

« Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies- A review. »

IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-29, pp. 176-183, 1980.

[I-15] O. TANTOT, K. RADA, I. NOBIRON, P. LEPRAT, R. JULIEN, P. GUILLON

«Caractérisation en Guide Coaxial Rayonnant de Milieux Liquides par la Méthode des Eléments Finis»,

4èmes Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux (J.C.M.M), Avril 1996, Chambéry.

[I-16] B. GAUCHER, T. BEUKEMA, S. REYNOLDS, B. FLOYD, T. ZWICK, U. PFEIFFER, D. LIU, AND J. CRESSLER,

« MMW_transceivers using SiGe HBT technology,»

in IEEE Silicon Monolithic Integr. Circuits RF Syst. Top. Meeting, Atlanta, GA, Sep. 2004, pp. 81-84.

[I-17] C. OLESON AND A. DENNING,

« Measurement wave vector analysis calibration and measurement problems caused by common wave guide irregularities, »

in 56th Meas. Metrol. Test RF Telecommun. Conf., Boulder, CO, Nov. 2000.

[I-18] J. BAKER-JARVIS, M. D. JANEZIC, B. RIDDLE, C. L. HOLLOWAY, N. G. PAULTER, AND J. E. BLENDELL,

« Dielectric and conductor-loss characterization and measurements on electronic packaging materials, »

NIST, Boulder, CO, Tech, Rep. 1520, Jul. 2001.

[I-19] J. BAKER-JARVIS, E. J. VANZURA, AND W. A. KISSICK,

« Improved technique for determining complex permittivity with transmission/reflection method, »

IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 38, no. 8, pp. 1096-1103, Aug. 1990.

[I-20] D. K. GHODGAONKAR, V. V. VARADAN, AND V. K. VARADAN,

« Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies, »

IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 39, no. 2, pp. 387-394, Apr. 1990.

[I-21] « MEASURING THE DIELECTRIC CONSTANT OF SOLIDS WITH THE HP 8510 NETWORK ANALYZER, »

Hewlett-Packard, Tech. Product Note 8510-3, Aug. 1985.

[I-22] A. CHANDRASEKHAR, S. BREBELS, S. STOUKATCH, E. BEYNE, W. DE READT, AND B. NAUWELAERS,

« The influence of packaging materials on RF performance, »

in Microelectronics Reliability Journal. New York : Elsevier, 2003, Vol. 43, pp. 351-357.

[I-23] D. DESLANDES AND K. WU,

“Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,”

IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 11, no. 2 pp. 68-70, Feb 2001.

[I-24] M. S. AFTANASAR, P. R. YOUNG, I. D. ROBERTSON, J. MINGALGIENE, S. LUCYSZYN,

“Photoimageable thick-film millimeter-wave metal-pipe rectangular waveguides,”

Electron. Lett. Vol 37. no. 18, pp. 1122-1123, Aug 2001.

[I-25] M. S. AFTANASAR, P. R. YOUNG, I. D. ROBERTSON,

- “Rectangular waveguide filters using photoimageable thick-film processing”,
The 32nd European Microwave Conference, Sept. 2002.
- [I-26] J. MINALGIENE, V. BALTRUSHAITIS AND S. MUCKETT,
“Very fine line photoimageable thick film: process and applications”,
Proc. Int. Conf. on electronics technologies, Bracknell, UK ISHM Microelectron Soc., 1994,
pp. 49-55.
- [I-27] D. E. SPENCE, P. N. KEAN, AND W. SIBBET,
“60-fsec pulse generation from a self-mode-locked Ti : sapphire laser,”
Opt. Lett., vol. 16, pp. 42–4, 1991.
- [I-28] D. H. AUSTON AND K. P. CHEUNG,
“Coherent time-domain far-infrared spectroscopy,”
J. Opt. Soc. Amer. B, Opt. Phys., vol. 2, pp. 606–12, 1985.
- [I-29] D. GRISCHKOWSKY, S. KEIDING, M. VAN EXTER, AND C. FATTINGER,
“Far-infrared time-domain spectroscopy with terahertz beams of dielectrics and
semiconductors,”
J. Opt. Soc. of Amer. B, Opt. Phys., vol. 7, pp. 2006–15, 1990.
- [I-30] Q. WU AND X.-C. ZHANG,
“Free-space electro-optics sampling of midinfrared pulses,”
Appl. Phys. Lett., vol. 71, pp. 1285–6, 1997.
- [I-31] P. Y. HAN AND X.-C. ZHANG,
“Coherent, broadband midinfrared terahertz beam sensors,”
Appl. Phys. Lett., vol. 73, pp. 3049–51, 1998.
- [I-32] A. LEITENSTORFER, S. HUNSCHE, J. SHAH, M. C. NUSS, AND W. H. KNOX,
“Detectors and sources for ultrabroadband electro-optic sampling: Experiment and theory,”
Appl. Phys. Lett., vol. 74, pp. 1516–8, 1999.
- [I-33] L. DUVILLARET, F. GARET, J.-L. COUTAZ,
“Reliable method for extraction of material parameters in THz time-domain spectroscopy,”
IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., Vol. 2, pp. 739–746 (1996).
- [I-34] L. DUVILLARET, F. GARET, J.-L. COUTAZ,

“Influence of noise on the characterization of materials by terahertz time-domain spectroscopy,”

J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 17, pp. 452–461 (2000).

[I-35] L. DUVILLARET, F. GARET, J.-L. COUTAZ,

“Highly precise determination of optical constants and sample thickness in terahertz time-domain spectroscopy,”

Appl. Opt., Vol. 38, pp. 409–415 (1999).

[I-36] TAAVI M. HIVRONEN, PERTTI VAINIKAINEN ANDRZEJ LOZOWSKI, AND ANTII V. RÄISÄNEN,

« Measurement of Dielectrics at 100 GHz with an Open Resonator Connected to a Network Analyzer, »

IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 4, pp. 780-786, Aug. 1996.

[I-37] HIROSUKE SUZUKI AND TOSHIO KAMIJO

« Millimeter-Wave Measurement of Complex Permittivity by Perturbation Method Using Open Resonator, »

IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 57, no. 12, pp. 2868-2873, Dec. 2008.

[I-38] HYEONSEOK HWANG, JOUNGHWAN YIM, JEI-WON CHO, CHANGYUL CHEON, AND YOUNGWOON KWON,

« 110 GHz Broadband Measurement of Permittivity on Human Epidermis Using 1mm Coaxial Probe, »

IEEE MTT-S Digest pp. 399-402, 2003.

[I-39] THOMAS ZWICK, ARUN CHANDRASEKHAR, CHRISTIAN W. BAKS, ULLRICH R. PFEIFFER, STEVEN BREBELS, AND BRIAN P. GAUCHER,

« Determination of the complex permittivity of Packaging Materials at Millimeter-Wave Frequencies, »

IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 3, pp. 1001-10103, March. 2006.

[I-40] D. STEPHENS, P. R. YOUNG, AND I. D. ROBERTSON,

« Design and Characterization of 180 GHz Filters in Photoimageable Thick-Film Technology, »

IEEE, vol. 1, pp. 451-454, 2005.

[I-41] L. DUVILLARET, F. GARET, J.-L. COUTAZ

« Caractérisation de matériaux et autres applications de la spectroscopie térahertz dans le domaine temporel »

LES ONDES TERAHERTZ, REE N° 1, Janvier 2003

[I-42] PETER HARING BOLIVAR, MARTIN BRUCHERSEIFER, JAIME GÓMEZ RIVAS, RAMÓN GONZALO, IÑIGO EDERRA, ANDREW L. REYNOLDS, M. HOLKER, AND PETER DE MAAGT,

«Measurement of the Dielectric Constant and Loss Tangent of High Dielectric-Constant Materials at Terahertz Frequencies, »

IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 51, no. 4, pp. 2868-2873, Apr. 2003.

[I-43] P. GOY, M. GROSS

« Free space vector Transmission-Reflection from 18 to 760 GHz »,

European Microwave Conference 1994. 24th, Vol 2 Oct. 1994 pp. 1973-1978.

[I-44] D.LEMAIRE, D. CROS, H. JALLAGEAS, P. GUILLON,

« Material characterisation from-160 up to 800C° in centimeter and millimeter frequency band,»

Conference on Precision Electromagnetic Measurement (CPEM), Braunschweig, Germany, June 1996.

[I-45] S. BIJU KUMAR, U. RAVEENDRANATH, P. MOHANAN, K. T. MATHEW, M. HAJIAN, AND L. P. LIGTHART,

« A simple free-space method for measuring the complex permittivity of single and compound dielectric materials, »

Microwave And Optical Technology Letters / Vol. 26, No. 2, pp. 117-119, July 20 2000.

[I-46] P. GUILLON, Y. GARAUULT

« Complex permittivity measurement of MIC substrate,»

AEU, Band 35, Heft 3, pp. 102-104, (1981).

[I-47] MICHAEL D. JANEZIC, AND JAMES BAKER-JARVIS,

« Full-Wave Analysis of a Split-Cylinder Resonator for Nondestructive Permittivity Measurements, »

IEEE MTT, vol. 47, No.10, pp. 2014 -2020, Octobre, (1999).

Chapitre 1 : Méthodes de caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques

[I-48] DANE C. THOMPSON, OLIVIER TANTOT, HUBERT JALLAGEAS, GEORGE E. PONCHAK, MANOS M. TENTZERIS, AND JOHN PAPAPOLYMEROU,

« Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates from 30 to 110 GHz, »

IEEE MTT, vol. 52, No. 4, April 2004

[I-49] 85072A 10-GHz SPLIT CYLINDER RESONATOR,

Agilent Technologies, Tech. Product Note, Feb. 2008.

**CHAPITRE II. ETUDES ET
REALISATIONS D'UN
RESONATEUR DEMETALLISE
POUR LA CARACTERISATION DE
MATERIAUX DIELECTRIQUES A
TRES HAUTES FREQUENCES**

II.1. Introduction

La conception des composants passifs et des circuits pour les télécommunications exige une connaissance préliminaire des caractéristiques diélectriques des matériaux utilisés. Aux fréquences élevées, diverses méthodes peuvent être utilisées pour la caractérisation des matériaux, des méthodes destructives et non destructives, des méthodes résonnantes mono fréquence [II-19] à [II-34], ou des méthodes en réflexion/transmission large bande [II-4] à [II-18], plus ou moins précises sur la détermination de permittivité et sur la tangente de pertes. Dans le premier chapitre nous avons présenté de manière non exhaustive des méthodes utilisées pour la caractérisation des matériaux aux longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques.

Parmi ces techniques de caractérisation, nous avons choisi une méthode résonante parce qu'elle permet de mesurer d'une façon relativement précise la partie réelle de la permittivité diélectrique d'un échantillon sous test, ainsi qu'une meilleure détermination des tangentes de pertes à faibles valeurs.

Nous présentons dans un premier temps dans ce chapitre, une description générale de la structure étudiée, ainsi que son étude théorique. Le système d'excitation de la structure résonante, basé sur une ligne coplanaire court-circuitée a fait également l'objet d'une étude approfondie. Les effets des variations géométriques du résonateur démétallisé ont été également étudiées afin d'optimiser la sensibilité du facteur de qualité et de la fréquence de résonance nécessaires à la détermination de la permittivité complexe des matériaux.

Le principe de fonctionnement du résonateur démétallisé, les études électromagnétiques en 2D et 3D, les problèmes rencontrés lors des simulations ainsi que les solutions proposées constituent la deuxième partie de ce chapitre.

Dans l'étape suivante, les étapes de fabrication des structures sont exposées ainsi que le dispositif expérimental.

La structure étudiée a été choisie pour être compatible avec une station sous pointes. La procédure de mesure de cette structure est détaillée et les résultats des mesures ont été discutés.

Toutes les structures présentées dans ce chapitre ont été modélisées et ont fait l'objet de simulations électromagnétiques 3D grâce au logiciel EMXD développé au sein du laboratoire XLIM par Michel AUBOURG et basé sur la méthode des éléments finis (MEF) appliquée dans le domaine fréquentiel [II-1]. Enfin, les différentes validations expérimentales ont été réalisées au laboratoire XLIM

II.2. Étude théorique du résonateur

L'objet de cette étude est de réaliser un capteur résonant qui permet la caractérisation non destructive de matériaux à très hautes fréquences (autour de 150 GHz) pour des dimensions de matériaux réduites.

Aux fréquences millimétriques et submillimétriques l'encombrement des cavités résonantes est faible et nécessite des échantillons de faibles dimensions. La contre partie est un facteur de qualité de quelques milliers, ce qui peut réduire la sensibilité aux tangentes de pertes des matériaux diélectriques.

Les circuits planaires résonants, facilement réalisables et également d'encombrement faible à ces fréquences, ne possèdent pas de facteur de qualité suffisant pour l'application visée.

L'un des défauts des cavités résonantes classiques à très hautes fréquences est que les dimensions sont faibles, ce qui pose problème lors de la fabrication de ces cavités.

Les méthodes en cavité ouverte de type Fabry-Pérot [II-25] - [II-28] peuvent résoudre ces problèmes avec des dimensions compatibles avec les techniques d'usinage classiques. Les facteurs de qualité sont très élevés, ce qui améliore la précision de détermination des tangentes de pertes. L'inconvénient est une dimension latérale des échantillons élevée, ce qui est en contradiction avec l'objectif visé.

La solution retenue est un compromis des deux technologies précédentes puisqu'il s'agit de faire résonner dans l'épaisseur d'un substrat diélectrique un mode à symétrie de révolution dont les conditions limites sont imposées par des métallisations en surface de ce substrat.

Dans ce futur capteur, les variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité induites par le matériau permettent de remonter à la permittivité complexe du matériau à caractériser.

II.2.1 Principe de fonctionnement et géométrie

Le principe de fonctionnement de ce résonateur est basé sur la résonance d'épaisseur d'un substrat démétallisé, dont l'avantage est de concentrer le champ EM dans un faible volume du substrat et d'obtenir des dimensions de résonateur à 150GHz de l'ordre du millimètre.

La structure à l'étude est coplanaire pour permettre la compatibilité avec les stations de mesure sous pointes. La ligne coplanaire est composée de trois conducteurs déposés sur le niveau supérieur du substrat et un plan de masse est présent au-dessous du substrat.

Afin d'éliminer le mode pair qui est un des deux modes quasi-TEM qui peut se propager dans ce type de guide d'onde, les deux plans de masse de part et d'autre du conducteur central sont mis à la même masse. Seul le mode impair est à même de se propager.

L'impédance de 50 Ohms nécessaire pour la station sous pointes ainsi que l'espacement de 75 μm des pointes de mesure imposent des dimensions transverses de la ligne coplanaire. Cependant, cette impédance dépend également de la permittivité du substrat, cela implique que le substrat à caractériser devra être déjà connu à des fréquences plus basses et extrapolé aux fréquences élevées.

II.2.2 Description général de la structure

Le résonateur diélectrique a été réalisé à partir d'un substrat diélectrique démétallisé sur la surface supérieure et limité par une paroi métallique inférieure (Figure II-1). Ce résonateur sera sensible à l'environnement proche de la démétallisation supérieure et c'est dans le volume de hauteur HC qu'un matériau pourra être placé afin de perturber le champ rayonné et ainsi faire varier la fréquence de résonance et le facteur de qualité associé

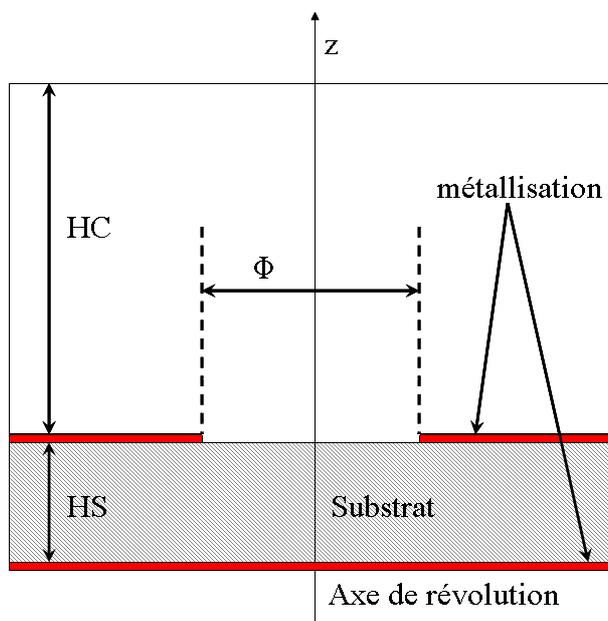


Figure II-1: Résonateur démétallisé.

Un procédé chimique classique a été utilisé pour réaliser la démétallisation sur la surface supérieure d'un substrat d'épaisseur HS . La face supérieure possède une forme circulaire de démétallisation de diamètre Φ .

Un mode hybride ou un mode à symétrie de révolution peuvent être excités dans ce type de résonateur démétallisé. Dans notre cas, le mode de résonance qui est recherché dans ce résonateur est le mode que nous noterons TE_{01} . Les avantages de ce mode seront discutés par la suite.

II.2.3 Système d'excitation

Depuis quelques années les solutions de type coplanaire sont utilisées pour plusieurs raisons :

- simplification du procédé de fabrication (les plans de masse étant situés sur une même surface, dans notre cas un plan de masse supplémentaire inférieur non-connecté).
- réduction du coût de fabrication (le fait que les plans de masses soient situés sur le même plan diminue le nombre d'étapes technologiques de fabrication).

- Mesures facilitées par technique sous pointes (tous les potentiels étant sur une seule face du composant).

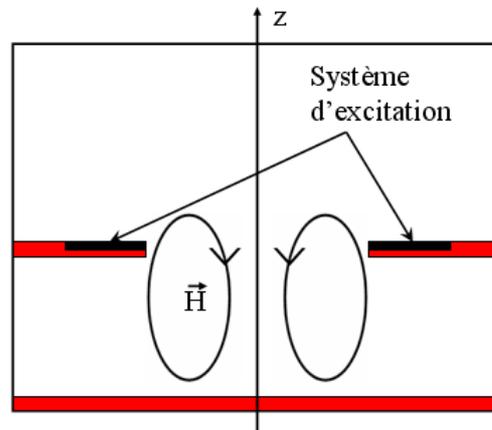


Figure II-2 : Excitation du résonateur.

Les lignes d'excitation du résonateur sont des lignes coplanaires court-circuitées à leur extrémité afin d'exciter la composante H_z du mode TE_{01} du résonateur (Figure II-2).

II.3. Facteur de qualité

Une définition générale du facteur de qualité à vide, applicable à tous les types des résonateurs, est la suivante :

$$\text{Equation II-1 : } Q_0 = \omega \frac{\text{Energie moyenne emmagasinée dans le résonateur}}{\text{Energie moyenne perdue dans le résonateur}}$$

Divers mécanismes amènent les pertes dans le résonateur. Les pertes les plus importantes sont souvent les pertes dues au substrat diélectrique, aux conducteurs métalliques et au rayonnement. Le facteur de qualité total à vide Q_0 est relié aux différentes pertes du circuit par la relation suivante :

$$\text{Equation II-2 : } \frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_r}$$

Avec Q_d qui représente les pertes diélectriques.

Q_m qui représente les pertes métalliques.

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

et Q_r , qui représente les pertes par rayonnement.

Q_d est évalué en fonction de la tangente de pertes diélectriques des matériaux diélectriques.

Pour une structure résonante avec ces deux couplages α_1 , α_2 , le facteur de qualité en charge Q_L qui inclut toutes les pertes internes du résonateur est donné par la relation suivante :

$$\text{Equation II-3 : } \frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}}$$

avec Q_{ei} le facteur de qualité extérieur associé à la ligne d'excitation i et $\alpha_i = \frac{Q_0}{Q_{ei}}$.

La sélectivité et la pureté de la résonance de fréquence centrale f_0 peuvent évoluer avec le facteur de qualité en charge Q_L .

Le coefficient Q_L du résonateur est obtenu à partir de la relation suivante :

$$\text{Equation II-4 : } Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \text{ et } Q_0 = Q_L (1 + \alpha_1 + \alpha_2)$$

si $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ c.à.d. le même couplage pour les deux accès alors, à la résonance on obtient une relation reliant $|S_{21}|_{\text{lin}}^0$ et le couplage α (ANNEXE III) soit :

$$\text{Equation II-5 : } |S_{21}|_{\text{lin}}^0 = \frac{2\alpha}{1+2\alpha}$$

et Q_0 devient :

$$\text{Equation II-6 : } Q_0 = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}|_{\text{lin}}^0}$$

f_0 et Δf_{-3dB} sont respectivement la fréquence de résonance du résonateur et la largeur de bande à -3dB par rapport au maximum de la réponse en transmission $|S_{21}|$ dB [II-35].

Afin de calculer aisément les facteurs de qualité à partir des réponses en transmission simulées ou mesurées, un code de calcul à été développé sous Agilent VEE Pro (ANNEXE III).

II.4. Etude électromagnétique de la structure

Un modèle électromagnétique de la structure, basé sur la méthode d'éléments finis développée au sein du laboratoire XLIM [II-35], a été réalisé en deux et trois dimensions.

II.4.1 Etude électromagnétique en deux dimensions

Dans un premier temps, une étude paramétrique utilisant le modèle électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis en 2D et en oscillations libres, qui ne tient pas compte des lignes d'excitation a été réalisé pour déterminer le rayon de démétallisation, la hauteur du substrat choisi ainsi que la hauteur du capot qui conduisent à une résonance à 150 GHz au mode de résonance recherché.

II.4.1.1 Choix du mode de résonance

Le mode de résonance choisi est similaire au mode $TE_{01\delta}$ dans un résonateur diélectrique. Pour simplifier la dénomination des modes de ce résonateur, le mode de résonance utilisé sera dénommé le mode TE_{01} .

Le choix du mode de résonance TE_{01} à symétrie de révolution ayant comme composante électrique E_ϕ , permet d'atteindre des facteurs de qualité plus élevés que les autres modes à fréquence similaire [II-11], ce mode étant moins sensible aux pertes métalliques, peu sensible aux problèmes de contacts et de discontinuités électriques.

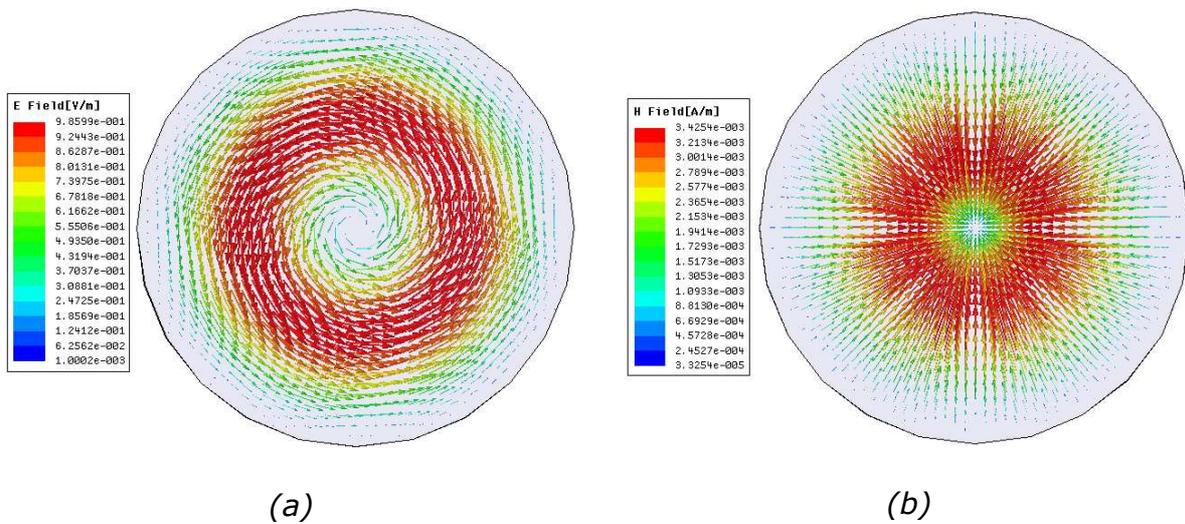


Figure II-3 : Vecteurs des champs électriques (a) et magnétiques (b) du mode TE₀₁ dans un plan de coupe perpendiculaire à l'axe de symétrie.

Les vecteurs du champ électrique du mode TE₀₁ sont à symétrie de révolution et tangentiels aux parois métalliques de la démétallisation, ce mode sera moins sensible aux défauts de fabrication de la surface démétallisée.

II.4.1.2 Choix du rayon de démétallisation et du substrat

Afin de déterminer les paramètres dimensionnels de ce résonateur en fonction de substrats standards, une étude paramétrique a été menée grâce à un modèle électromagnétique en 2D. Cette étude permet de connaître le rayon de démétallisation du résonateur fonctionnant sur le mode TE₀₁ en fonction d'une fréquence de résonance fixée. L'étude est réalisée avec deux hauteurs de substrats standards (127 μm et 254 μm) qui sont compatibles avec les fréquences souhaitées et des substrats de permittivité de 9,8 pour un matériau d'Alumine et de 11,7 pour un matériau Silicium. La structure est blindée par une condition de mur électrique parfait.

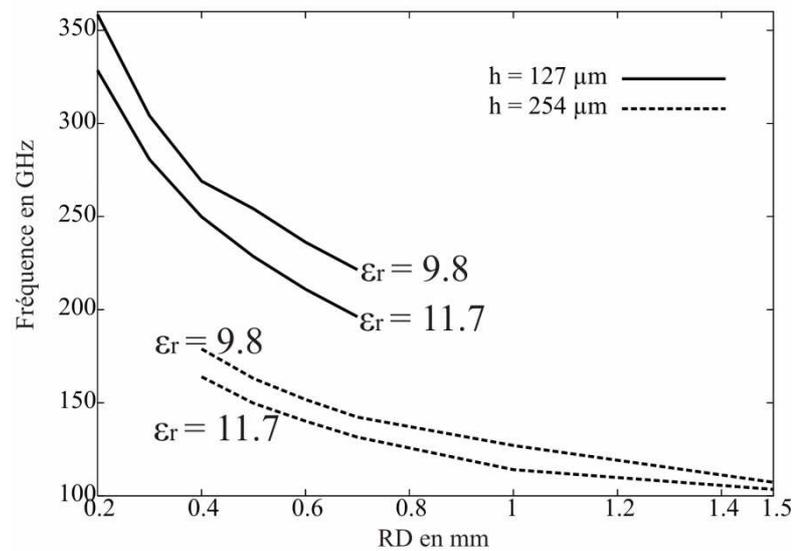


Figure II-4 : Fréquence de résonance en fonction du rayon de démétallisation.

La Figure II-4 montre que pour un substrat de hauteur de 127 μm il n'existe aucune résonance inférieure à 200 GHz pour ce mode, alors que pour un substrat de hauteur de 254 μm, la structure peut résonner à 150 GHz avec le mode TE₀₁ confiné dans le volume du substrat.

La Figure II-5 présente les isovalues du module du champ E et H et confirme la configuration du mode TE₀₁. Elle montre également que le champ EM n'est pas complètement confiné dans le volume du substrat et valide l'influence de l'environnement proche du résonateur.

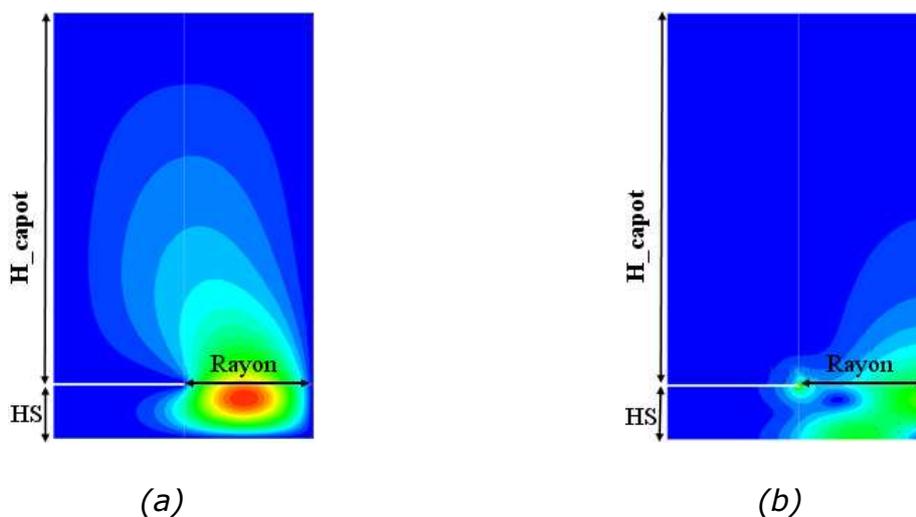


Figure II-5 : Mode TE₀₁ dans le substrat pour HS=0,254 mm, champ E (a), champ H (b).

Ces résultats de simulations ont montré la difficulté de conserver le mode de résonance souhaité à fréquence fixe en augmentant la permittivité et le rayon du résonateur pour un substrat de faible épaisseur.

L'augmentation trop importante du rayon du résonateur afin d'abaisser la fréquence de résonance n'est pas possible si l'on souhaite éviter l'altération du mode TE_{01} dans le volume de substrat délimité par la démétallisation.

L'étude s'est donc portée sur un substrat de hauteur de $254 \mu\text{m}$ et de permittivité de 9,8. Avec ces paramètres, la fréquence de résonance de 150 GHz est obtenue avec un rayon de démétallisation de $615 \mu\text{m}$.

II.4.1.3 Vérification du mode de résonance

Une étude paramétrique utilisant le modèle électromagnétique en oscillations libres pour les deux premiers modes utiles de cette structure est réalisée.

Il s'agit de comparer le facteur de qualité à vide de ces deux modes en prenant en compte les pertes diélectriques et en faisant varier la conductivité de la métallisation du substrat.

Le premier mode TE_{11} résonne autour de 118 GHz, le rayon de la démétallisation a été réduit afin de pouvoir comparer les facteurs de qualité des deux modes TE_{11} et TE_{01} à la même fréquence de résonance.

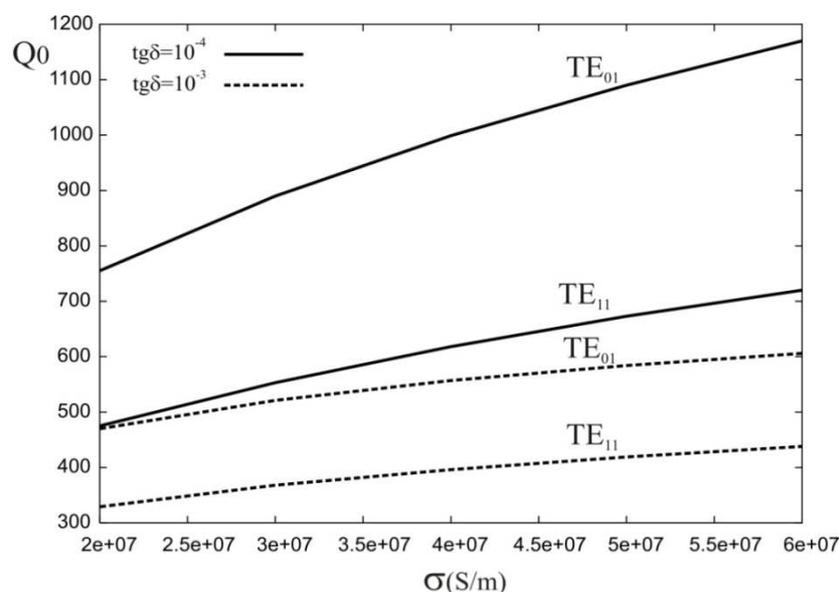


Figure II-6 : Facteur de qualité à vide en fonction de la conductivité de métallisation du substrat.

La Figure II-6 présente l'évolution du facteur de qualité pour deux tangentes de pertes différentes pour les deux modes. Pour une permittivité de 9,8 et une tangente de pertes égale à 10^{-3} et 10^{-4} , le mode de résonance TE_{01} présente un facteur de qualité à vide plus élevé que l'autre mode TE_{11} à fréquence équivalente.

II.4.2 Etude électromagnétique en trois dimensions

Ce paragraphe présente l'étude en 3D de plusieurs structures, en prenant en compte les dimensions de la structure ainsi que les conditions limites nécessaires pour la modélisation de ce dispositif.

L'étude en 3D permet de réaliser des simulations en oscillations libres et oscillations forcées. Ces deux méthodes de résolution permettent respectivement de connaître le comportement en fréquence de la structure étudiée sans et avec des contraintes d'excitation.

La résolution en oscillations libres permet d'avoir accès aux différents modes qui peuvent résonner dans la structure, aux fréquences de résonance et aux facteurs de qualité à vide, ainsi que la répartition des champs EM correspondants à ces modes. Par contre, la résolution en oscillations forcées permet de connaître l'évolution des paramètres S en fonction de la fréquence ainsi que la configuration des champs EM à une fréquence donnée.

II.4.2.1 Etude de différentes structures et des systèmes d'excitation

Dans ce paragraphe, plusieurs topologies de résonateurs démétallisés ainsi que les systèmes d'excitation pour la caractérisation microondes de matériaux aux très hautes fréquences sont présentés. Toutes ces topologies ont pour seul objectif commun, d'utiliser un résonateur démétallisé de forme originale fonctionnant sur le mode de résonance TE_{01} . Chaque système résonant est étudié et optimisé pour fonctionner à la fréquence de 150 GHz du mode TE_{01} .

La démarche a consisté à modifier géométriquement le résonateur et son système d'excitation afin d'assurer un couplage suffisant pour faire résonner le mode TE_{01} dans un faible volume du substrat démétallisé.

Différentes géométries de résonateurs ont donc été envisagées. Certaines d'entre elles sont présentées dans ce paragraphe pour permettre la comparaison des formes des structures et des performances.

Nous pouvons distinguer différentes topologies :

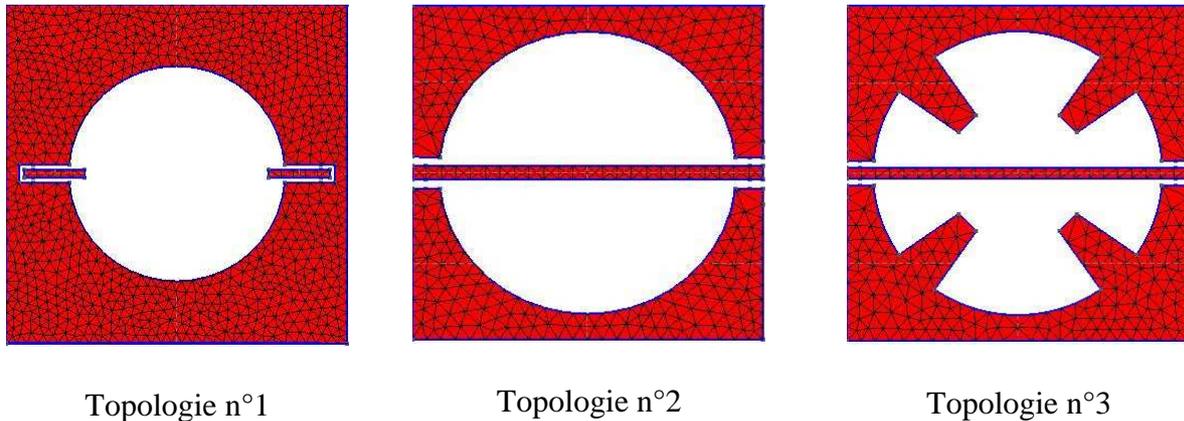


Figure II-7 : Topologies à excitations symétriques.

Dans un premier temps, nous avons simulé chacune de ces structures en oscillations libres pour déterminer la fréquence de résonance, le facteur de qualité à vide et la conformité du mode de résonance TE_{01} . Dans ces études, nous avons trouvé que le mode TE_{01} existe à une fréquence proche de 150 GHz pour toutes ces géométries de résonateurs.

Des études en 3D ont été faites en oscillations forcées pour déterminer les paramètres S, et ont fait apparaître des difficultés d'excitation du mode souhaité.

II.4.2.1.1 Etude de la ligne coplanaire

Une ligne d'excitation coplanaire est utilisée afin d'être compatible au type de mesure qui sera mis en œuvre à ces hautes fréquences et qui met en œuvre une station sous pointes.

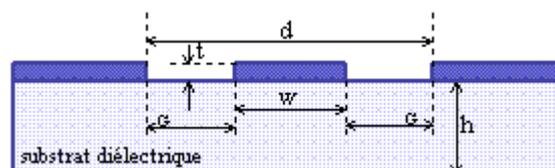


Figure II-8 : Ligne coplanaire.

Cette ligne, montrée dans la Figure II-8, est composée d'un conducteur métallique entouré par deux lignes de masse. Elle pourra avoir un plan de masse inférieur et dans ce cas s'appellera ligne coplanaire avec plan de masse. Cette structure supporte deux modes de propagation fondamentaux sans fréquence de coupure basse: un mode pair quasi-TEM encore appelé mode de fente et un mode impair quasi-TEM encore appelé mode coplanaire. Ce dernier mode nous intéresse à cause de sa faible dispersion en fréquence.

La structure possède un plan de symétrie et permet de simplifier le modèle numérique avec un plan de symétrie à caractère électrique ou magnétique et de réaliser un gain de temps de calcul.

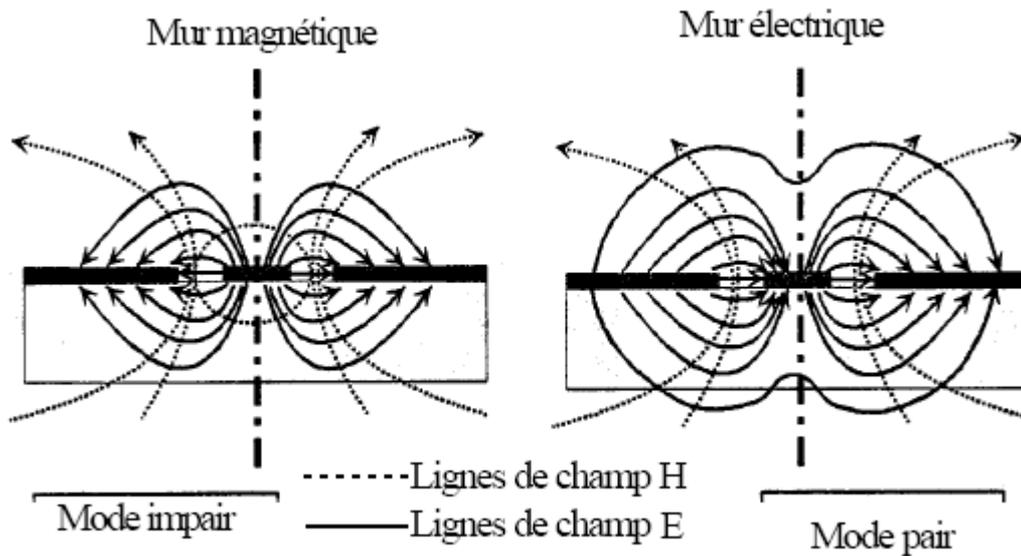


Figure II-9 : Mode impair (a), Mode pair (b).

Le plan de symétrie vertical et longitudinal coupe la ligne coplanaire en deux parties identiques. Lors du calcul électromagnétique en oscillations forcées, le plan de symétrie prendra alternativement une valeur de mur électrique et de mur magnétique. Un plan de symétrie électrique permet d'exciter le mode quasi-TEM pair, et un plan de symétrie magnétique celui le quasi-TEM impair, comme indiqué sur la Figure II-9.

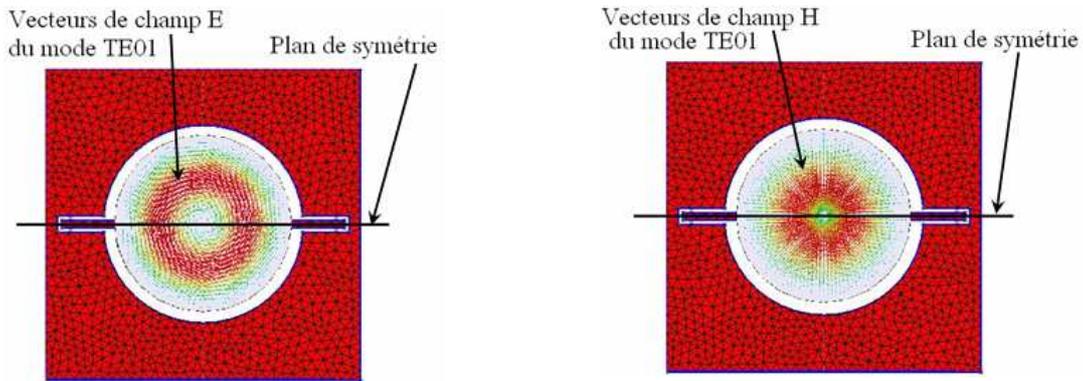


Figure II-10 : Structures avec plan de symétrie.

Afin de n'exciter que le mode quasi TEM impair dans les lignes d'excitation, il est nécessaire d'imposer un plan de symétrie avec comme condition limite un court-circuit magnétique. La Figure II-10 représente les lignes de champ E et H dans le résonateur fonctionnant sur le mode TE_{01} . Les lignes de champ H étant radiales, un plan de court-circuit magnétique imposé par l'excitation des lignes coplanaires, sera donc localement tangentiel à ces lignes de champ H et impose un champ H nul sur ce plan. Le mode TE_{01} du résonateur ne peut être excité avec des lignes coplanaires sur le mode impair quasi-TEM si un plan de court-circuit magnétique coupe l'axe longitudinal des lignes d'excitation. Il est donc nécessaire de dissymétriser l'excitation du résonateur, ce qui est proposé dans le paragraphe suivant.

D'autres topologies possédant des plans de symétrie non situés dans l'axe longitudinal des lignes coplanaires ont été étudiées (Figure II-11).

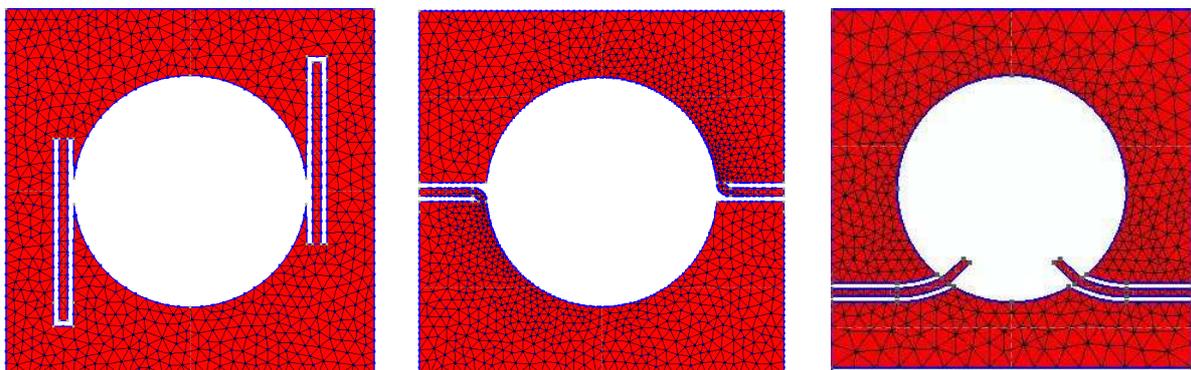


Figure II-11 : Topologies à excitations asymétriques.

Les simulations en oscillations libres ont été menées afin d'ajuster les dimensions du résonateur de manière à ce que la résonance du mode TE_{01} reste proche de 150 GHz. En

oscillations forcées les résultats obtenus sous forme de paramètres S ont montré des couplages trop importants qui rendent peu pertinent les topologies proposées.

L'étude des couplages a consisté à relier la structure à deux transformateurs d'impédance à l'entrée et à la sortie de la structure. La variation de l'impédance d'entrée/sortie a pour effet de faire varier le couplage (Figure II-12).

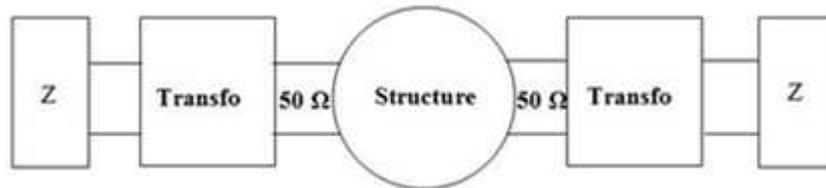


Figure II-12 : Schéma équivalent des transformateurs d'impédance.

La Figure II-13 montre clairement que pour une désadaptation très forte, le pic de résonance commence à apparaître.

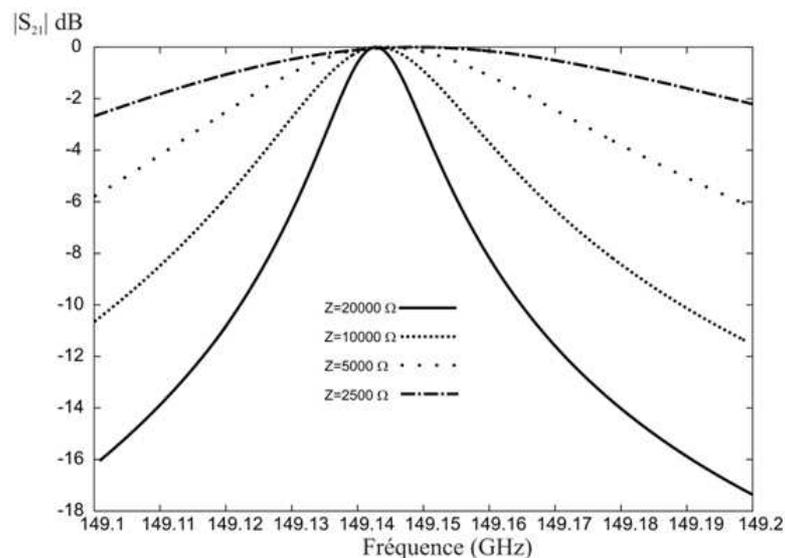


Figure II-13 : Coefficient de transmission avec différentes valeurs d'impédance d'entrée/sortie

A la suite de ces résultats, une nouvelle topologie d'excitation sous forme de ligne coplanaire court-circuitée et déportée du résonateur a été proposée avec succès (Figure II-14).

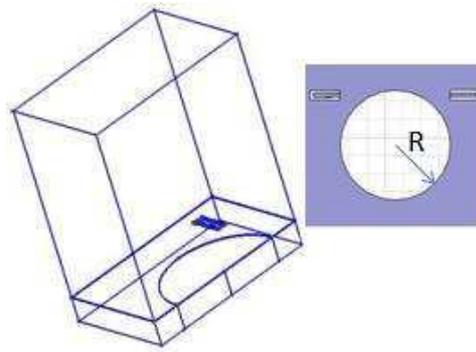


Figure II-14 : Demi structure, vue de dessus du résonateur démétallisé.

Pour limiter le domaine d'étude, un boîtier métallique vient blinder la structure et ses dimensions vont faire l'objet d'une étude de sensibilité sur la résonance du substrat. Il en est de même sur le positionnement des lignes d'excitations du dispositif.

II.4.2.2 Etude de positionnement du système d'excitation

Afin d'obtenir un pic de résonance exploitable pour une bonne mesure du facteur de qualité, les pics parasites qui pourraient rendre dissymétrique la courbe de résonance doivent être éloignés le plus possible de la fréquence de résonance. Une bonne dynamique de résonance est également nécessaire. Pour cela, une étude de positionnement du système d'excitation est réalisée. Cette étude consiste à déplacer suivant un axe vertical d'une distance « d » de la démétallisation la ligne coplanaire court-circuitée.

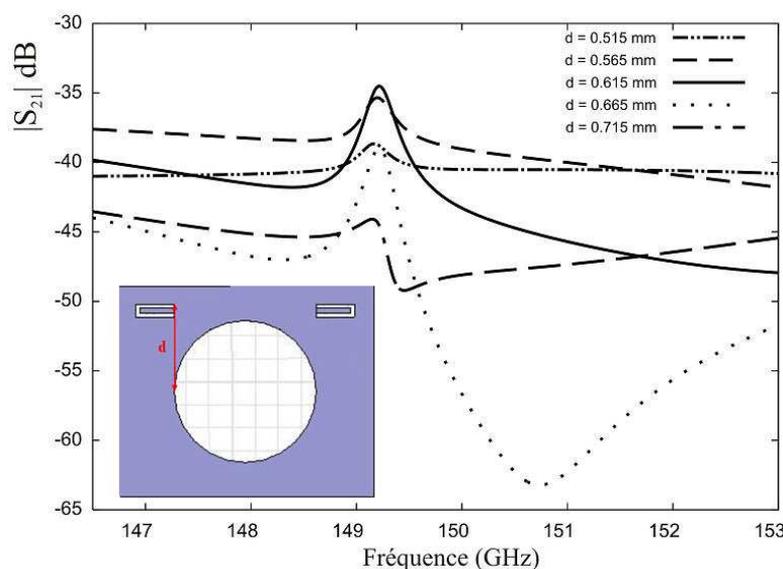


Figure II-15 : Coefficient de transmission en fonction de la distance 'd' des lignes d'excitation

La Figure II-15 montre clairement l'influence de la position des lignes d'excitation sur la réponse en transmission du résonateur. La position retenue ($d = 0,615$ mm) est celle qui permet d'obtenir une courbe de résonance de dynamique élevée et qui réduit le couplage des modes supérieurs. Pour une valeur de $d = 0,665$ mm et $0,715$ mm, un mode supérieur vient provoquer un zéro de transmission dans la réponse.

II.4.2.3 Etude de l'influence du boîtier

Des études de sensibilité ont été faites sur la fréquence de résonance en fonction des dimensions d'un boîtier métallique entourant le motif résonant et notamment celle de la hauteur du capot au dessus du résonateur (Figure II-16). Le critère de convergence peut être donné par la fluctuation de la fréquence dû à un changement de permittivité du substrat de 0,1% ($\Delta f/f \approx 3 \text{ ‰}$ pour $\Delta \epsilon' / \epsilon' < 0,1 \%$).

II.4.2.3.1 Influence de la hauteur du boîtier

Pour quatre valeurs de permittivités fortement différentes de substrat (10, 22, 36 et 94), la fréquence de résonance a été calculée en fonction de la hauteur du boîtier venant blinder la structure au dessus de la face démétallisée. Un coefficient multiplicateur appliqué à la hauteur du substrat permet de définir un critère discret de hauteur de capot nécessaire à l'obtention d'une fréquence de résonance insensible à son environnement proche.

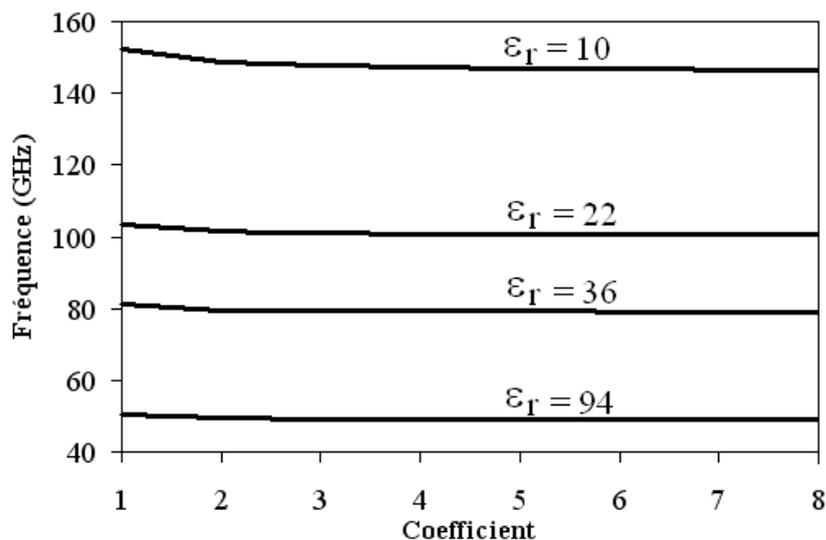


Figure II-16 : Fréquence de résonance en fonction de la hauteur du capot

$$H_{\text{capot}} = \text{Coefficient} * H_{\text{substrat}}$$

La Figure II-16 montre bien que plus la permittivité du substrat est élevée, plus le champ EM du mode de résonance est concentré dans le volume du substrat et moins le boîtier perturbe la résonance. La courbe pour une permittivité $\epsilon_r = 10$ permet de montrer que pour un substrat standard de hauteur de 254 μm , la variation de la fréquence de résonance sera négligeable (1%) à partir d'un coefficient de 8 fois la hauteur du substrat pour chacune des valeurs de permittivité considérées.

II.4.2.3.2 Influence des dimensions latérales du boîtier

De la même manière pour les dimensions latérales du blindage de la structure, une étude de l'influence de sa largeur (Figure II-17) a été menée.

La Figure II-17 représente le coefficient de transmission pour différentes valeurs de cette largeur. Il est à noter que la fréquence de résonance dépend peu de cette valeur. Par contre l'amplitude du coefficient de transmission sur l'ensemble de la bande de fréquence diminue avec l'augmentation de la largeur de la structure. La translation d'un mode supérieur de boîtier vers la fréquence de résonance du substrat en semble être la cause.

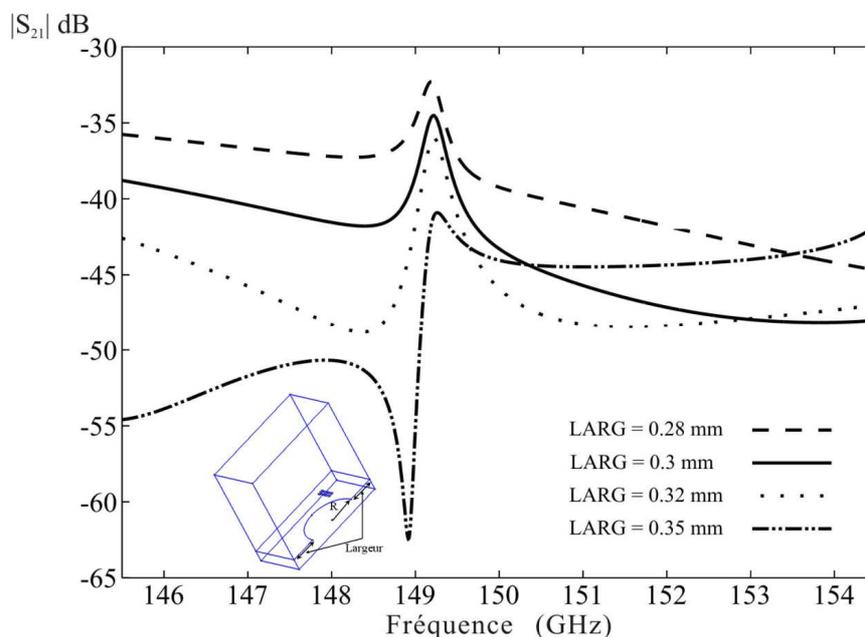


Figure II-17 : Coefficient de transmission pour différentes valeurs de largeur de boîtier

Cette dimension latérale est un facteur important sur la réponse du résonateur et son influence conditionne la proximité de la discontinuité du résonateur démétallisé. La largeur retenue est celle qui permet d'obtenir une courbe en périphérie de la résonance relativement

symétrique et qui réduit le couplage des modes supérieurs, ce qui correspond à une largeur de $LARG = 0,3 \text{ mm}$.

II.4.2.4 Facteur de qualité de la structure

L'étude de sensibilité du résonateur aux pertes diélectriques du substrat est présentée Figure II-18 à travers l'évolution du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la tangente de pertes du substrat.

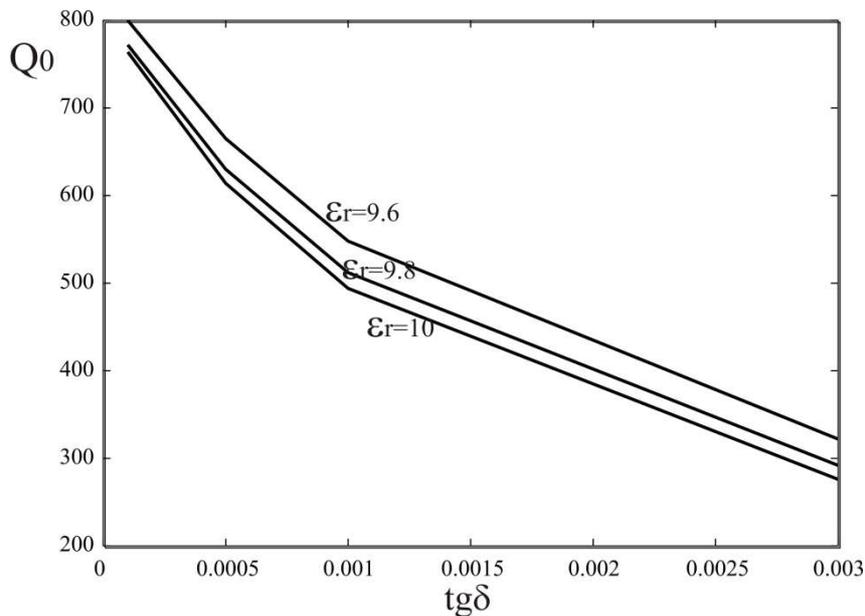


Figure II-18 : Facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la tangente de pertes du substrat.

Pour une valeur de tangente de pertes de 10^{-4} donnée pour un matériau de type Alumine à 10 GHz, le facteur de qualité, est de l'ordre de 800.

Nous avons cherché à connaître l'influence d'une dérive des caractéristiques du substrat sur la résonance du mode TE_{01} . Les simulations montrent que pour une variation de $\Delta\epsilon' = 0,2$ du substrat d'Alumine, un décalage fréquentiel de 1,07 GHz est à attendre, et un décalage de 1,24 GHz sera observé pour un substrat de Silicium. Pour une dérive excessive de la tangente de pertes $\Delta\tan\delta = 2.10^{-3}$ @ 150 GHz, une variation de $\Delta Q = 50 \%$ est prévisible. Enfin pour une variation de l'épaisseur du substrat d'Alumine $\Delta e = 5 \mu\text{m}$, le décalage fréquentiel sera de l'ordre de 1,6 GHz alors que la variation du facteur de qualité sera faible ($\Delta Q = 0,7 \%$). Devant ces résultats, on peut considérer que le résonateur démétallisé peut être utilisé pour la caractérisation (destructive) de substrat céramique.

II.4.2.5 Etude large bande

Afin de déterminer l'encombrement spectral autour du mode TE_{01} , la structure a été simulée en oscillations forcées avec la prise en compte des pertes métalliques à travers une conductivité égale à $\sigma = 4,1 \cdot 10^7$ S/m et des pertes diélectriques égales à $\tan \delta = 10^{-3}$. Cette structure présente un facteur de qualité en charge Q_L de l'ordre de 440 à 149,2 GHz pour le mode TE_{01} . Les figures Figure II-19 et Figure II-20 montrent un premier mode de résonance du substrat à 118 GHz qui sera dénommé ultérieurement TE_{11} .

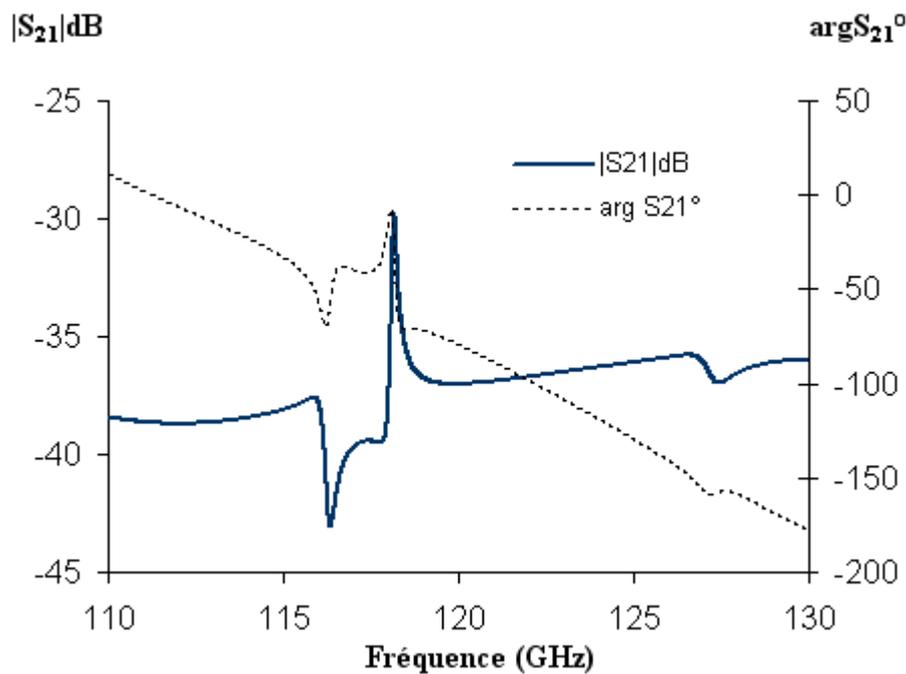


Figure II-19 : Coefficient de transmission (module et phase) du dispositif

Il est à noter le faible couplage de ce mode TE_{11} qui présente également un bon facteur de qualité.

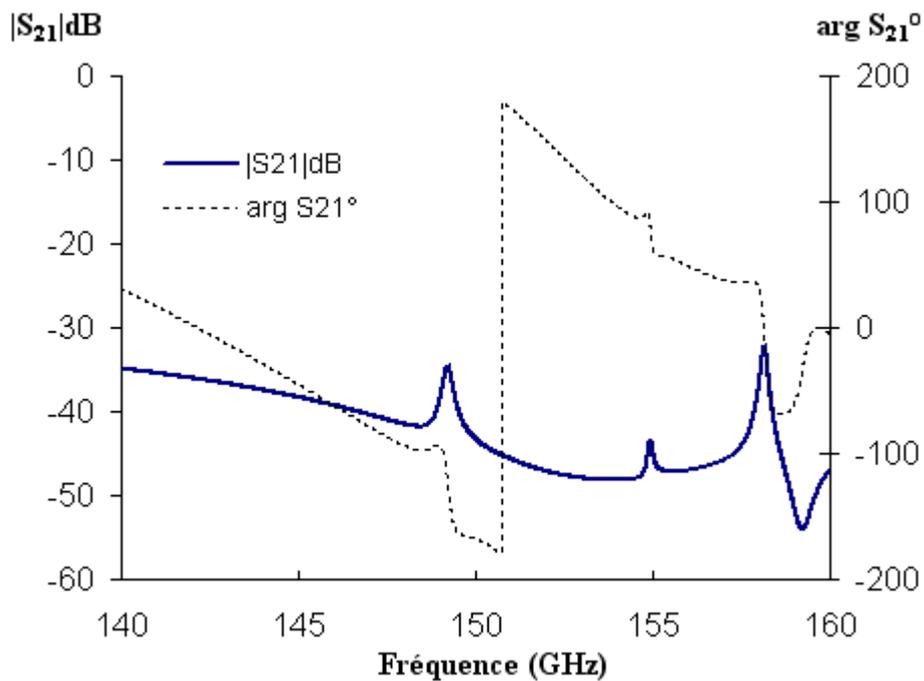


Figure II-20 : Coefficient de transmission (module et phase) du dispositif.

Une isolation de 5 GHz du mode TE₀₁ par rapport au mode supérieur de substrat est observée. Le dernier mode de résonance à 158 GHz est un mode parasite du boîtier qui sert à borner la structure. Celui-ci disparaît lors de la simulation avec des conditions limites absorbantes plus proches de la future structure expérimentale.

II.4.2.6 Vérification des champs EM dans le substrat

Le mode de résonance recherché est le mode quasi TE₀₁. Il est à symétrie de révolution et doit avoir des composantes de champ électrique E_r et E_z nulles ainsi qu'une composante de champ H_φ nulle.

La Figure II-21 présente les isovaleurs du module du champ E pour trois plans de coupe orthogonaux entre eux au niveau du résonateur démétallisé.

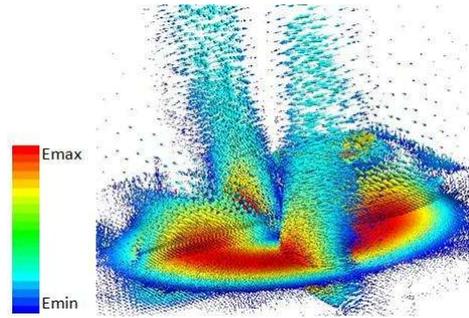


Figure II-21 : Répartition du module du champ E dans la structure.

La forte concentration du champ dans le substrat et sous la surface démétallisée est vérifiée et la répartition du champ est bien à symétrie de révolution autour d'un axe z à l'identique d'un mode $TE_{01\delta}$ d'un résonateur diélectrique.

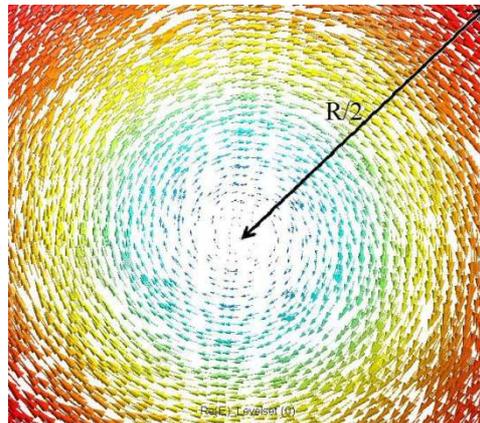


Figure II-22 : Vecteurs de champ E à la surface du résonateur.

La Figure II-22 trace les vecteurs de champ E du mode TE_{01} et démontre que la seule composante du champ E dans ce volume est la composante azimutale E_{ϕ} .

II.4.2.7 Étude d'un capteur basé sur le résonateur démétallisé

L'objectif de cette étude est de réaliser un résonateur démétallisé qui est la base d'un capteur pour la caractérisation non destructive de matériaux.

La résonance sera perturbée par la présence d'un matériau à caractériser dans la zone de champ proche du résonateur démétallisé.

A travers la modification de la fréquence de résonance et du facteur de qualité par la proximité de ce matériau du champ rayonné, il est possible de remonter à la permittivité

complexe du matériau par processus itératif en faisant converger fréquence et facteur de qualité de simulation vers ceux expérimentaux.

Ce capteur peut prendre plusieurs formes telles que celle d'un substrat démétallisé avec un support de positionnement de l'échantillon à caractériser Figure II-23 permettant de contrôler raisonnablement la lame d'air entre ces deux éléments. Il est à noter que le mode TE_{01} , à seule composante azimutale, permet d'atténuer l'impact de cette lame d'air sur la répétabilité de la mesure [II-11].

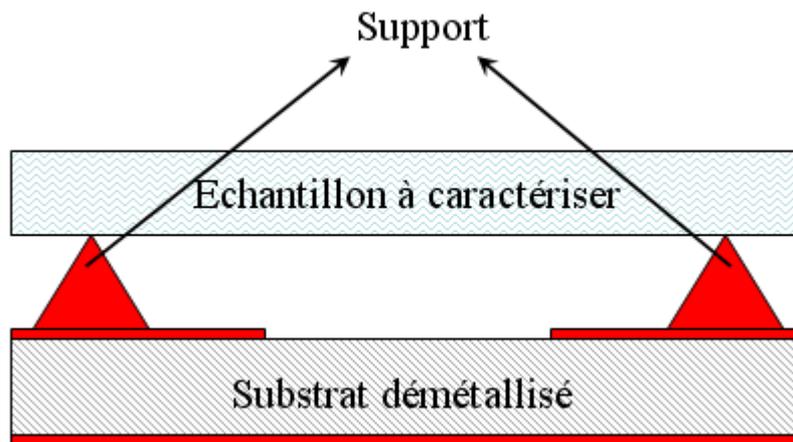


Figure II-23 : Capteur avec un support.

Initialement, le résonateur démétallisé a été étudié avec un blindage pour en faciliter son analyse électromagnétique.

Dans ce premier exemple de structure, le blindage a été supprimé et remplacé par des conditions d'espace libre. Dans cette configuration, la résonance s'effondre fortement avec un facteur de qualité très faible dû à une contribution excessive des pertes par rayonnement.

La deuxième forme étudiée est celle du même motif entourée d'un tronçon de guide cylindrique évanescent permettant de blinder partiellement le résonateur et d'un réduire les pertes par rayonnement.

Le matériau à caractériser venant se placer en appui sur ce tronçon du guide de longueur judicieuse afin de permettre au matériau d'être vu par le champ EM du mode du résonateur.

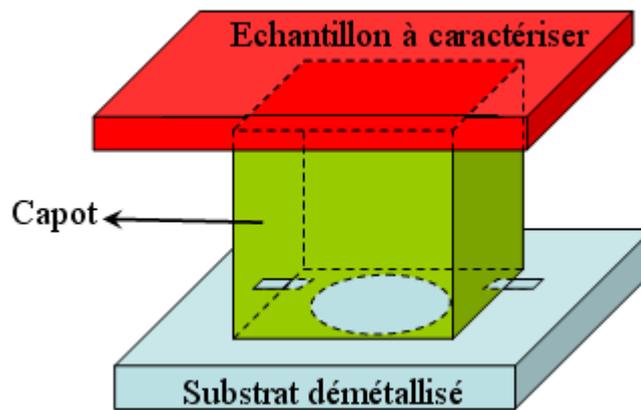


Figure II-24 : Capteur avec un capot métallique.

Cette structure s'inspire en partie d'une précédente étude réalisée à la fréquence de 2,45 GHz [II-36].

Le capot utilisé dans les paragraphes précédents avait une forme rectangulaire et était utilisé pour limiter le domaine d'étude lors des simulations électromagnétiques. Dans cette nouvelle topologie, il prend un rôle nécessaire et sa forme doit tenir compte des procédés de fabrication disponibles au sein du laboratoire XLIM.

Une forme cylindrique pour ce capot ouvert en face supérieure est donc retenue.

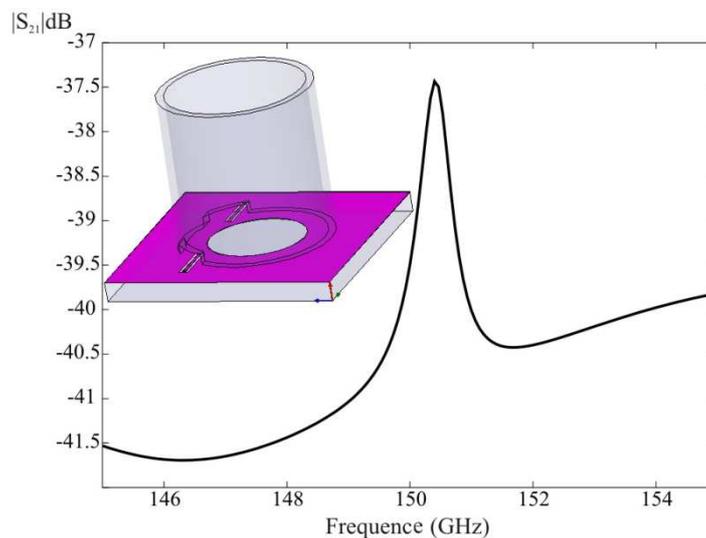


Figure II-25 : Nouvelle structure avec un capot cylindrique et sa réponse en simulation.

La Figure II-25 présente la nouvelle structure étudiée avec un capot métallique cylindrique de rayon R_{capot} et de hauteur H_{capot} , et sa réponse en transmission. On remarque les deux encoches dans le capot pour permettre le passage des lignes d'excitation, et la relative

bonne isolation fréquentielle dans une bande 140-160 GHz observée. On peut remarquer également que la face supérieure du boîtier métallique entourant le résonateur est ouverte pour éliminer le mode parasite du boîtier d'une part et d'autre part pour permettre le positionnement de l'échantillon sous test sur le capteur et sa caractérisation.

II.4.2.8 Influence du rayon du guide évanescent

L'influence du rayon du boîtier métallique sur la réponse en transmission du résonateur a été étudiée (Figure II-26), et la valeur retenue est celle qui permet d'obtenir une courbe en périphérie de la résonance relativement symétrique.

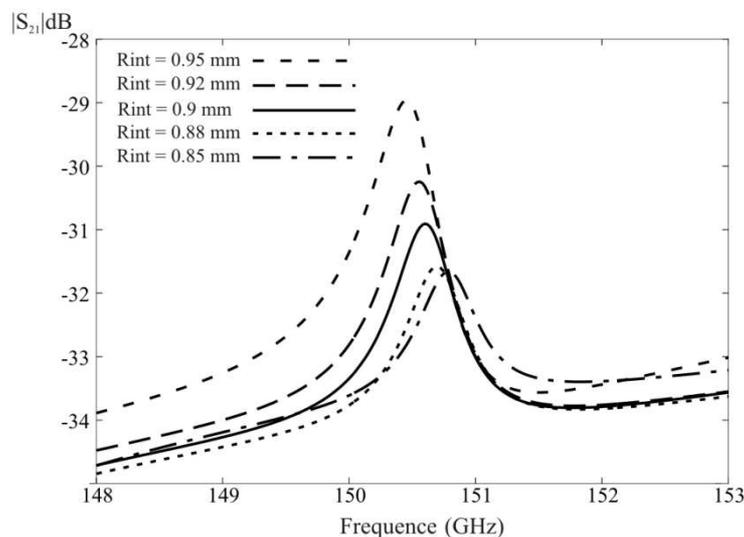


Figure II-26 : Coefficient de transmission pour différentes valeurs du rayon interne du guide évanescent.

Il est notable que plus le rayon du boîtier cylindrique diminue, plus son influence est grande et la fréquence de résonance augmente logiquement vers les fréquences supérieures.

II.5. Partie expérimentale

L'objet de cette partie est de valider de manière expérimentale les résultats numériques obtenus précédemment.

Afin de valider notre structure finale, nous avons fabriqué des résonateurs démétallisés fonctionnant à la fréquence de 150 GHz.

Dans cette partie, nous présentons les matériaux employés ainsi que leurs caractéristiques géométriques et diélectriques et les différentes étapes technologiques de la réalisation de ces dispositifs. Les mesures de ces structures, réalisées à l'aide d'une station sous pointes termineront cette partie.

II.5.1 Réalisation du résonateur démétallisé

Un des objectifs est de proposer une structure simple et originale permettant une fabrication à bas coût et de faibles dimensions pour la compatibilité aux applications aux très hautes fréquences. Cette idée rend évidemment plus facile le transfert technologique du laboratoire vers le milieu industriel, la structure étant réalisée par des étapes successives pour avoir un bon résultat de réalisation. Plusieurs versions ont été fabriquées en fonction des savoirs faire et des possibilités que nous avons pour la réalisation des circuits microondes.

II.5.2 Matériaux utilisés

Avant de faire une description générale sur les étapes du processus de fabrication ainsi que sur la procédure de la mesure sous pointes, nous allons décrire les matériaux utilisés dans la fabrication et leurs caractéristiques.

II.5.2.1 Métallisations

Pour amener et transmettre les signaux hyperfréquences dans le circuit, plusieurs critères doivent être remplis par les conducteurs. Ces conducteurs doivent posséder une bonne conductivité, ils doivent être stables chimiquement et bon marché.

Divers métaux peuvent être utilisés pour réaliser nos résonateurs à substrat démétallisé. Dans le laboratoire XLIM le laiton, le chrome et l'or sont utilisés. Ces deux derniers métaux, le chrome et l'or, sont employés pour la réalisation de la masse inférieure et le motif de la surface supérieure du résonateur démétallisé. Le laiton est utilisé pour réaliser le boîtier métallique entourant le motif. Les caractéristiques électriques, c'est-à-dire la conductivité, du chrome, de l'or et du laiton sont supposées respectivement de $\sigma_{\text{chrome}} = 7,74 \cdot 10^6 \text{ S/m}$, $\sigma_{\text{or}} = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ et $\sigma_{\text{laiton}} = 2,56 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. Les réalisations en chrome

et or ont été faites au laboratoire XLIM par évaporation et par électrolyse. Dans tous les cas, la couche métallique du résonateur démétallisé atteint une épaisseur d'environ 4 μm .

II.5.2.2 Matériau diélectrique

Pour le choix du substrat, nous avons retenu un substrat d'Alumine (Al_2O_3). Le choix de ce type de substrat diélectrique a été fait lors des premières études théoriques pour ses bonnes caractéristiques aux très hautes fréquences [II-37]-[II-39] notamment la tangente de pertes.

L'Alumine choisie a été caractérisée aux basses fréquences microondes pour connaître ses caractéristiques avant son utilisation dans la réalisation du résonateur.

L'Alumine utilisée a été caractérisée en utilisant une cavité résonante à 10 GHz et une cavité à 25 GHz [II-3] [II-20] [II-21]. L'épaisseur de l'Alumine est de 0.246 mm avec une incertitude de mesure à l'ordre de ± 0.004 mm.

Les résultats d'extraction sont présentés dans le Tableau II-1.

Cavités	$\epsilon_r \pm \Delta\epsilon_r$	$\text{tg}\delta \pm \Delta\text{tg}\delta$
10 GHz	$9,54 \pm 0,15$	$1,93 \cdot 10^{-3} \pm 1,5 \cdot 10^{-5}$
25 GHz	$9,59 \pm 0,16$	$3,34 \cdot 10^{-3} \pm 2,3 \cdot 10^{-5}$

Tableau II-1 : Caractéristiques de l'Alumine utilisée.

II.5.3 Caractéristiques géométriques du résonateur

Les dimensions du résonateur sont rappelées ci-dessous (cf. Tableau II-2). On fixe la largeur du conducteur central de la ligne coplanaire du système d'excitation W et la largeur des fentes G afin d'obtenir une impédance proche de 50 Ω . Le calcul de W et G et de l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire s'est fait par l'utilisation du logiciel EMXD [II-1] en approximation quasi statique. Les deux masses de la ligne coplanaire sont reliées ensemble afin d'éviter d'exciter le mode pair (cf. II.2.1); ces valeurs dépendent de la permittivité et de l'épaisseur du substrat. La hauteur et la permittivité du substrat étant fixées, il suffit d'ajuster le rayon du résonateur pour obtenir une fréquence de résonance du mode TE_{01} de l'ordre de 150 GHz.

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

La hauteur du boîtier métallique cylindrique entourant le motif a été choisie dans un premier temps de manière à ce que la fréquence de résonance ne varie pas en fonction des conditions limites (air, court-circuit ...) de la partie supérieure du boîtier métallique. Les rayons intérieurs et extérieurs du capot sont choisis de manière à obtenir l'isolation fréquentielle la plus importante.

Les rayons de ce boîtier qui constitue un guide d'onde sous coupure, ont été optimisés pour que l'isolation fréquentielle avec des modes parasites soit importante.

H_{sub} (μm)	$R_{\text{démét}}$ (μm)	W (μm)	G (μm)	EP (μm)	H_{capot} (μm)	$R_{\text{int}_{\text{capot}}}$ (μm)	$R_{\text{ext}_{\text{capot}}}$ (μm)
254	615	45	32	4	2000	900	1000

Tableau II-2 : Caractéristiques géométriques du résonateur.

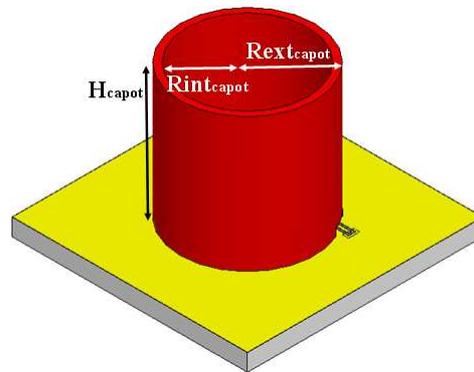


Figure II-27 : Dimensions du boîtier métallique.

Après cette présentation des caractéristiques géométriques et physiques des divers matériaux utilisés, nous allons détailler les procédures de la technologie de fabrication du résonateur démétallisé.

II.5.4 Fabrication

Les différentes étapes nécessaires à la réalisation du résonateur démétallisé avec un système d'excitation de type coplanaire et un plan de masse sur la surface inférieure sont détaillées en ANNEXE I.

II.5.4.1 Procédure de mesures sous pointes

Une fois les prototypes fabriqués, leur caractérisation hyperfréquence est réalisée afin d'en estimer les performances. Le banc de caractérisation se compose d'une station sous pointes (équipée de pointes coplanaires) et d'un analyseur vectoriel de réseau HP8510C connecté à un contrôleur (HP85105A mm-wave Test set controller). Ce contrôleur est connecté à des modules d'extensions millimétriques OML (Oleson Microwave Lab) qui fonctionnent dans l'intervalle de fréquences 110 GHz - 170 GHz avec une connectique en guide d'onde rectangulaire WR06. Le système sous pointes est de type « Cascade Microtech SUMMIT 900 ». Les pointes de test sont coplanaires de type GSG (Ground-Signal-Ground - 170 GSG 75 μm waveguide infinity probe), ces pointes consistent donc en trois aiguilles parallèles dont deux, latérales, feront contact avec les plans de masse et une, centrale, fera contact avec le signal. Ce système présente un espacement (pitch) de 75 μm compatible avec les dimensions de la ligne coplaire utilisée pour l'excitation du résonateur. Un étalonnage de type LOST (Load Open Short Through) est effectué à l'aide d'un substrat de calibrage coplaire adapté à nos pointes de mesure. Il comporte tous les standards dont nous avons besoin pour notre étude (court-circuit, circuit ouvert, charge adaptée et ligne de transmission). Ces étalonnages permettent à l'analyseur de corriger les diverses erreurs de mesure notamment dues aux câbles ainsi qu'aux connecteurs.

II.5.4.2 Première série de fabrication

Le masque et les résonateurs réalisés de la première série de fabrication sont présentés dans la Figure II-28.

Dans la première série de fabrication, plusieurs exemplaires du résonateur démétallisé sont gravés sur un substrat de grande surface de l'ordre de 25x25 mm². Tous les motifs gravés ne sont pas identiques et permettent une validation expérimentale de résonateurs démétallisés ayant des rayons de démétallisation ou des systèmes d'excitation (longueurs et positionnements) différents. Nous avons souhaité fabriquer plusieurs exemplaires du boîtier cylindrique adaptés aux autres résonateurs, mais un seul boîtier a été usiné. Les résonateurs démétallisés ayant des rayons de démétallisation plus petits ou plus grands que le rayon souhaité, ou ayant des positionnements des systèmes d'excitation différents que ceux attendus, il n'est pas possible d'utiliser correctement le boîtier cylindrique métallique fabriqué sur l'ensemble des résonateurs démétallisés. Une seule configuration de résonateur et d'excitation a pu être mesurée.

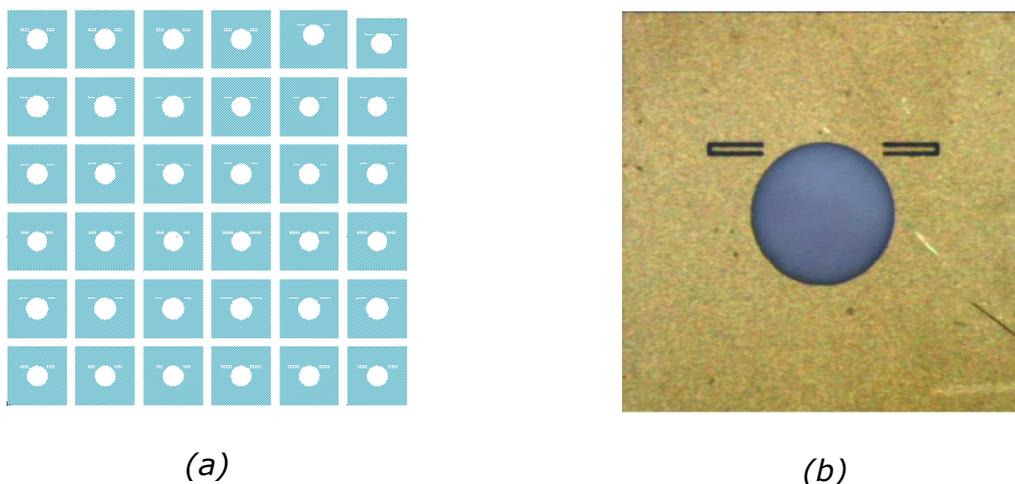


Figure II-28 : masque et un des résonateurs fabriqués.

Des mesures sous pointes ont été faites au sein du laboratoire XLIM dans la bande 140-160 GHz pour connaître les réponses des résonateurs fabriqués. Les dimensions fabriquées d'un des résonateurs démétallisés sont présentées dans la Figure II-29

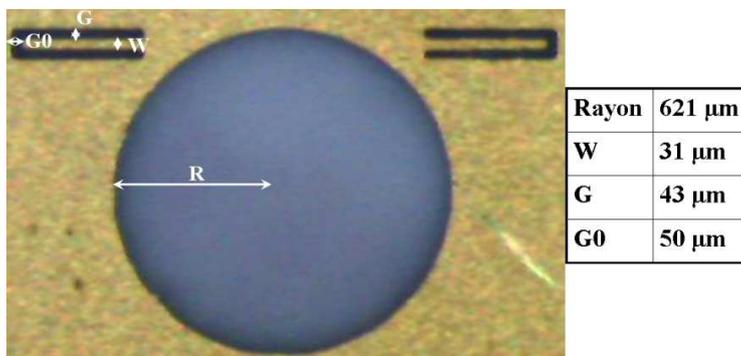


Figure II-29 : Dimensions fabriquées d'un résonateur démétallisé.

La Figure II-29 affiche les dimensions fabriquées et mesurées par projecteur de profil de la largeur du conducteur central et de l'espace entre ce conducteur et les masses.

Les dimensions ne sont pas celles attendues en raison d'un surdéveloppement de la résine insolée. Ces dimensions impactent sur l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire qui est calculée à environ 65 Ω . Une désadaptation est donc prévisible sur le coefficient de réflexion de la structure.

La Figure II-30 est une photographie de la structure avec son boîtier cylindrique métallique en position. Ce boîtier est positionné autour du résonateur démétallisé de manière visuelle sous binoculaire et devra faire l'objet par la suite d'un meilleur positionnement et

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

d'une fixation par colle à l'argent. L'objectif premier est que les encoches réalisées dans ce boîtier soient bien centrées au dessus des lignes coplanaires.

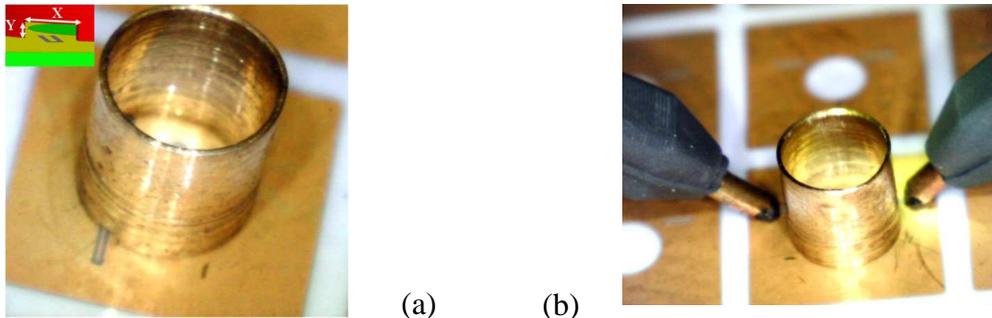


Figure II-30 : Boîtier métallique (a), Dispositif de mesure (b).

La Figure II-30 montre le positionnement des pointes de mesure en contact avec les lignes coplanaires et le dégagement autour du sommet du boîtier sur lequel seront posés les matériaux sous forme de substrat à faible dimensions latérales.

Les dimensions fabriquées du capot métallique et des encoches ont été mesurées par projecteur optique et sont reportées dans le Tableau II-3.

Hauteur (mm)	R externe (mm)	R interne (mm)	X (mm)	Y (mm)
2,03	0,98	0,915	0,36	0,14

Tableau II-3 : dimensions fabriquées du boîtier métallique.

L'absence du boîtier sur le substrat démétallisé rend difficile le confinement du champ EM dans le volume du substrat. Des problèmes dans la fabrication et dans le positionnement du boîtier cylindrique métallique ont été rencontrés (Figure II-31). Un défaut de contact (gap) a été constaté et évalué à 20 μm .

Des simulations prenant en compte ce gap ont montré que la fréquence n'évoluait pas en présence du gap, et que le facteur de qualité diminuait d'environ 16 %.

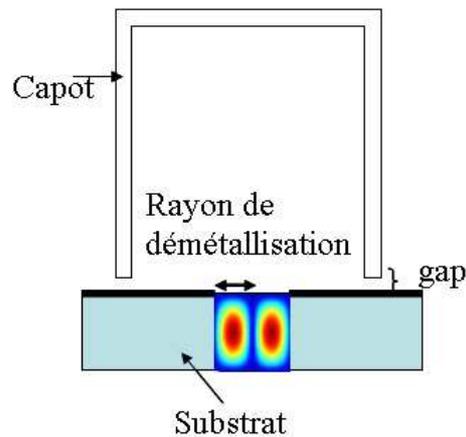


Figure II-31 : Gap d'air entre le capot et le substrat.

Les encoches ont des dimensions qui permettent le passage des lignes coplanaires sans pertes par rayonnement.

II.5.4.3 Interprétation des résultats

Dans un premier temps, nous avons fait une mesure d'un résonateur démétallisé sans le boîtier cylindrique métallique. Cette première mesure permet d'évaluer l'influence du capot métallique. Lors des mesures géométriques des lignes d'excitation réalisées, des écarts ont été constatés par rapport au masque de gravure. Ceci implique une impédance caractéristique différente de l'impédance des pointes de mesure et donc une désadaptation est à prévoir, ainsi qu'un niveau de pertes d'insertion plus faibles qu'en simulation.

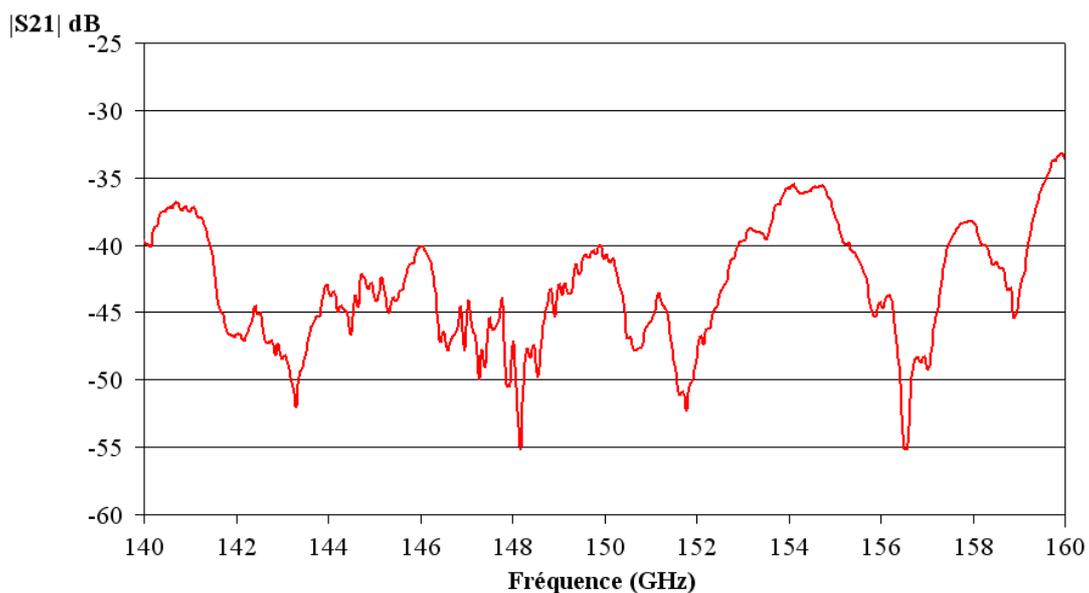


Figure II-32 : Réponse en transmission mesurée d'un résonateur sans le boîtier métallique.

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

La Figure II-32 nous permet de montrer l'importance de la présence du boîtier métallique qui permet de garder le phénomène de résonance autour de 150 GHz.

Afin d'obtenir le phénomène de résonance, un capot métallique de hauteur 2mm, possédant des encoches de manière à ne pas court-circuiter les lignes coplanaires, a été positionné au dessus du résonateur par centrage visuel sous binoculaire. Ce boîtier, dans un premier temps, n'est pas fixé à la colle à l'argent à la métallisation du substrat, le mode TE_{01} étant peu sensible aux défauts de contact.

D'après la Figure II-33, on remarque que la présence du boîtier sur le motif fait apparaître plusieurs pics de résonance dans l'intervalle 146-152 GHz.

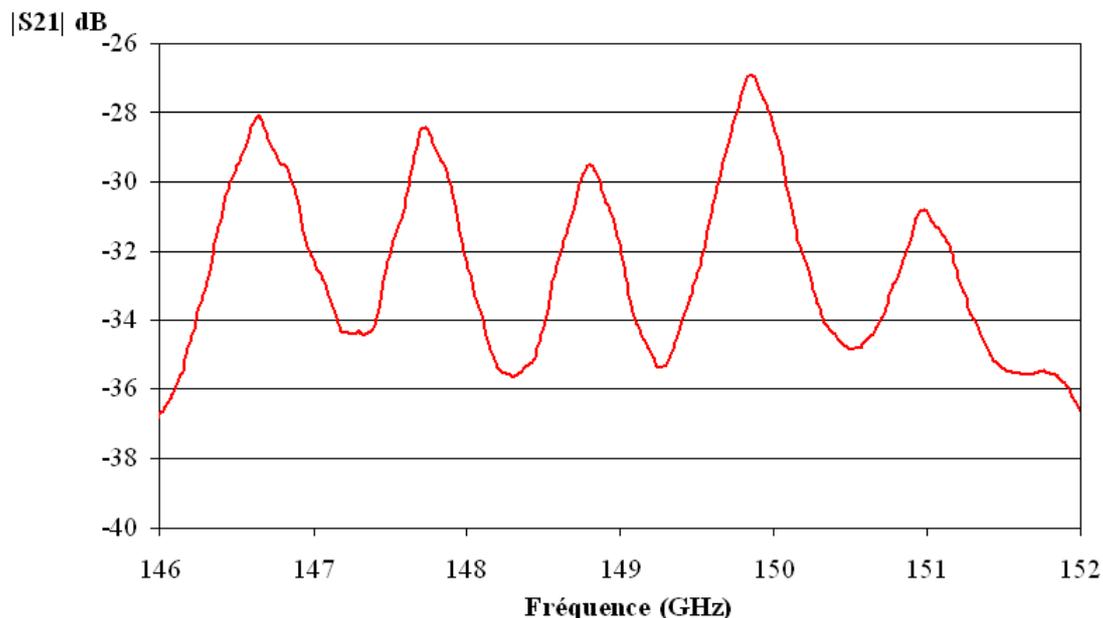


Figure II-33 : Réponse en transmission d'un résonateur avec un capot de hauteur de 2 mm.

Ces modes de résonances parasites non présents lors des simulations peuvent s'expliquer par l'environnement du résonateur différent entre mesure et simulation.

Ces modes de résonance sont des modes de substrat qui peuvent dépendre des dimensions finies de la métallisation supérieure et de la proximité des autres motifs de résonateurs distants entre eux de 500 μm .

Parmi ces modes de résonance, le mode TE_{01} est difficile à identifier.

Néanmoins, l'objectif de caractérisation reste valable et la sensibilité de ces modes de résonance à des matériaux en appui sur le sommet du capot a été étudiée.

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

La Figure II-34 représente la réponse en transmission du résonateur démétallisé à vide (sans échantillon sur la surface supérieure du capot), avec un plan métallique, avec un échantillon d'Alumine et un autre échantillon de silicium à basse résistivité.

La hauteur du boîtier métallique a été définie de manière à ce que le changement de condition limite à son extrémité supérieure ne fasse pas varier la fréquence de résonance dans une limite fixée précédemment.

Les variations des fréquences observées peuvent être dues au déplacement du capot lors du positionnement des échantillons et à la présence des matériaux à moindre mesure.

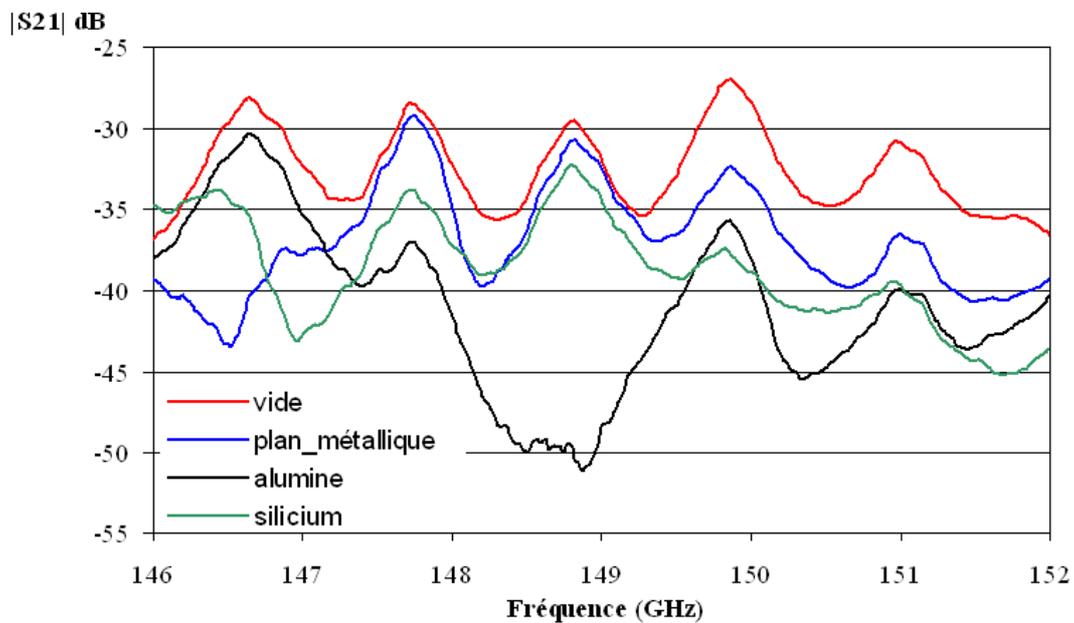


Figure II-34 : Réponses en transmission d'un résonateur avec des échantillons sur le capot avec une hauteur de 2 mm.

Afin d'améliorer la sensibilité de la résonance aux échantillons, la hauteur du capot a été diminuée à 1,8 mm, 1,5mm et 0,5mm. De la même manière, des échantillons d'Alumine et de silicium sont positionnés sur le capot.

La Figure II-35 présente les réponses en transmission du résonateur avec un boîtier de hauteur de 1,8mm.

Le premier constat est un décalage de l'ensemble des fréquences de résonance vers les hautes fréquences ce qui implique une influence de la hauteur du boîtier sur les modes parasites.

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

Le second constat peut être fait à travers la mesure d'un échantillon d'Alumine qui fait disparaître un mode de résonance pour chaque hauteur de boîtier.

On observe que le mode qui disparaît n'est pas au même rang pour les deux hauteurs de capot.

Ceci n'est pas constaté en simulation et peut éventuellement permettre d'éliminer un de ces modes parasites dans l'identification du mode TE_{01} .

Pour les autres hauteurs de capot (1,5mm et 0,5mm) on observe la forte diminution du couplage de l'ensemble des modes ainsi qu'une disparition de ceux-ci pour une hauteur de 0,5mm.

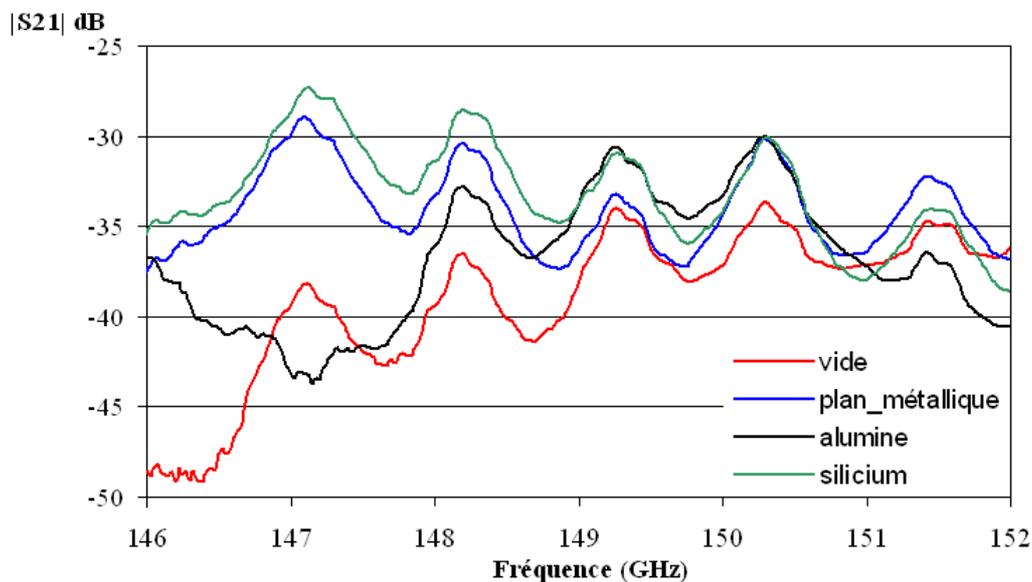


Figure II-35 : Réponses en transmission d'un résonateur avec des échantillons sur le capot avec une hauteur de 1,8 mm.

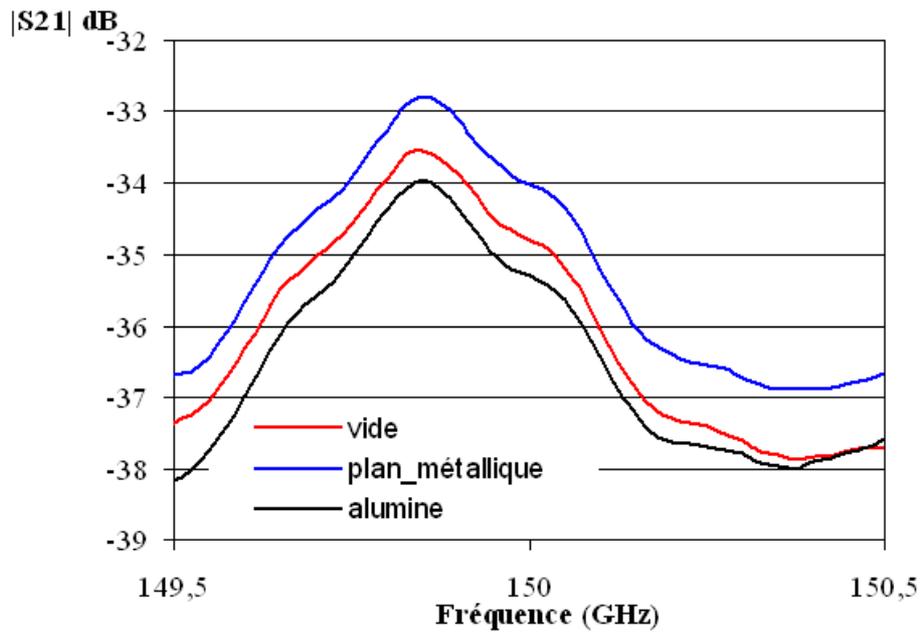


Figure II-36 : Réponses en transmission d'un résonateur avec des échantillons sur le capot avec une hauteur de 1,5 mm

La Figure II-36 montre qu'une hauteur de capot de 1,5 mm est encore trop grande pour que le capteur soit sensible à un matériau posé sur sa partie haute.

La topologie du résonateur démétallisé simulé et réalisé sur un substrat d'Alumine a donc été présentée avec les réponses en transmission pour plusieurs cas dans les paragraphes précédents. Ces résultats de mesures sont peu satisfaisants par rapports aux résultats de simulations et nécessitent de procéder à une autre réalisation de circuit avec l'objectif d'éliminer les modes parasites, d'augmenter la sensibilité et d'améliorer le couplage du mode TE_{01} du résonateur démétallisé.

II.5.4.4 Deuxième série de fabrication

Des modifications de la structure précédente ont été apportées afin d'essayer d'amener une réponse aux problèmes des pics de résonance parasites, et d'améliorer le couplage pour obtenir un meilleure dynamique de résonance.

Plusieurs configurations ont été étudiées et simulées pour éliminer les modes parasites. Des vias métallisés ont été modélisés dans le substrat autour de la surface démétallisée pour permettre l'isolation du pic de résonance. Les calculs montrent que ces vias métallisés excitent plusieurs modes parasites autour des vias et dans le substrat. Une autre méthode a été

élaborée, consistant à agrandir la surface métallisée entourant le résonateur et à améliorer le couplage.

Le positionnement du système d'excitation permet l'accord du couplage du résonateur. Des variations verticales et horizontales de la position des lignes coplanaires par rapport à la surface démétallisée permettent d'obtenir un couplage suffisant.

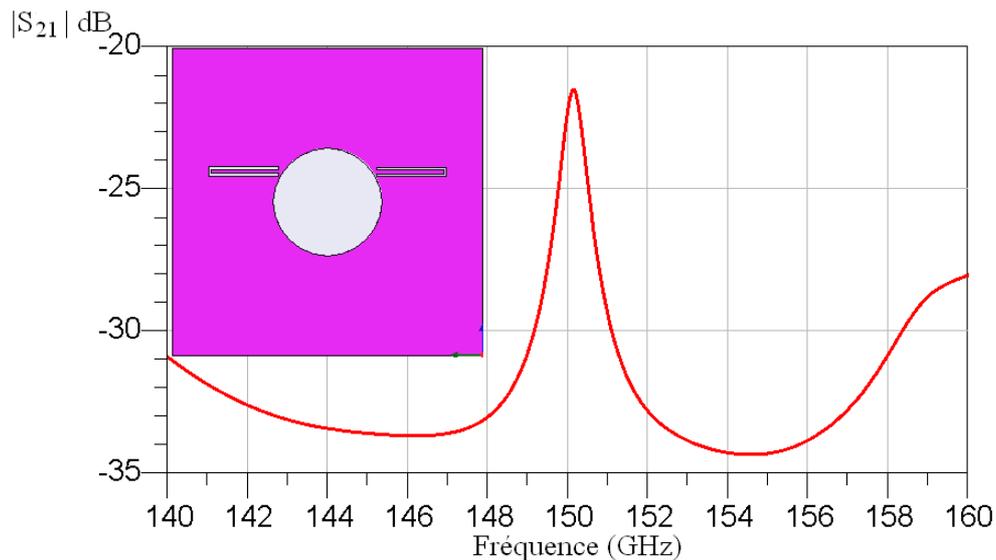


Figure II-37 : Vue de dessus de la nouvelle structure simulée et réponse en transmission.

On remarque bien que la réponse en transmission de la nouvelle structure étudiée (Figure II-37) possède une dynamique de couplage suffisante et supérieure à 10 dB. L'objectif dans la deuxième série de fabrication est de mieux coupler le résonateur. Le masque créé pour cette deuxième réalisation dégage un espace plus important autour de chaque résonateur et réduit le couplage inter résonateur.

La surface supérieure métallisée autour du résonateur est également augmentée pour décaler les résonances de motif, s'il y a lieu, vers les basses fréquences (Figure II-38).

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences



Figure II-38 : Vue de dessus d'un substrat d'une surface de 50x50 mm² avec différents motifs gravés.

Dans les études de fonctionnement de ce capteur et après la validation expérimentale des influences de la hauteur du capot sur la fréquence de résonance et sur le niveau du coefficient de transmission, des simulations ont été réalisées avec un échantillon de test de 4 x 4 mm² de dimensions latérales et d'une épaisseur de 0,2 mm placé sur le boîtier cylindrique.

La hauteur du boîtier a été diminuée à $H_C = H_S$ afin d'obtenir un décalage fréquentiel lors de la variation de la permittivité de cet échantillon.

Différentes valeurs de permittivités (5, 10, 15 et 20) ont été utilisées dans cette étude de sensibilité du capteur. La Figure II-39 montre clairement la variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité de l'échantillon.

Dans un premier temps, le modèle électromagnétique du capteur a été simulé sans échantillon pour connaître la fréquence de résonance à vide. Ensuite, la permittivité de l'échantillon est modifiée et des variations importantes de la fréquence de résonance ont été alors observées. Ceci montre bien le potentiel de ce capteur une fois que les problèmes des modes parasites et de qualité de réalisation seront maîtrisés.

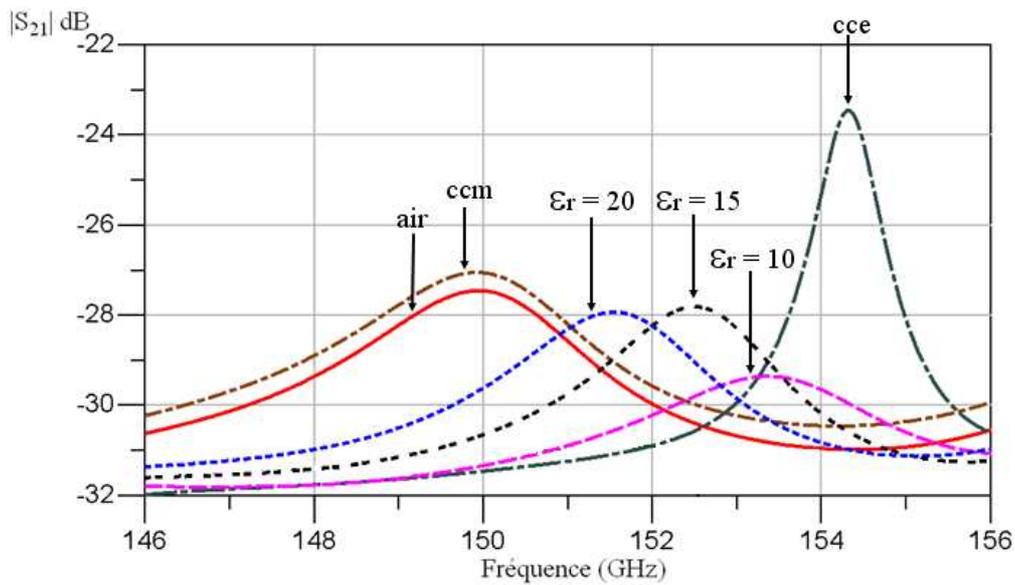


Figure II-39 : Résultats de différentes valeurs de permittivité d'un échantillon sous test.

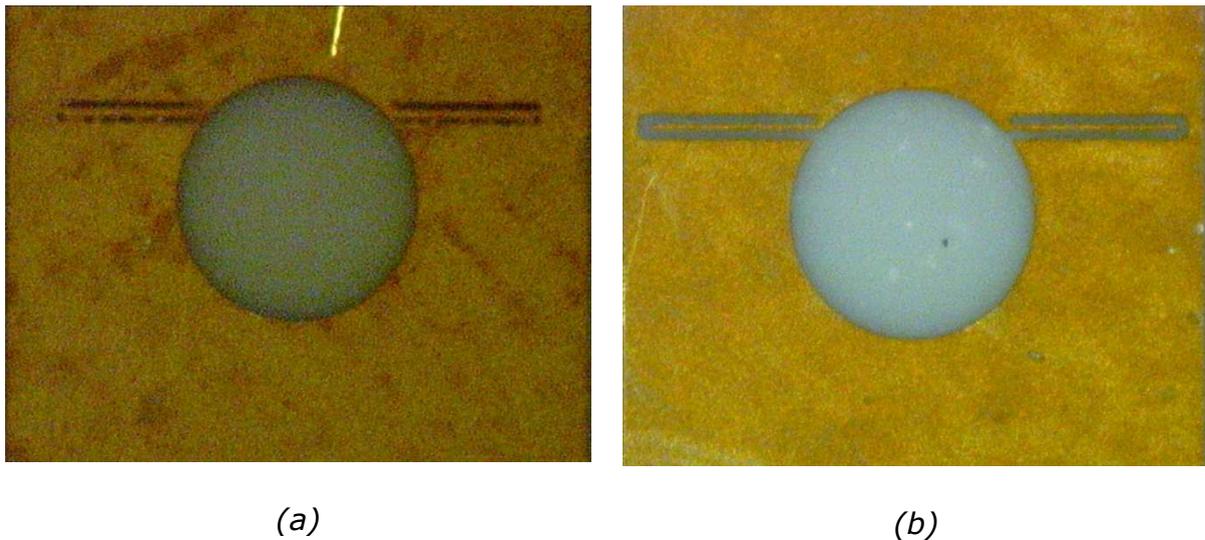


Figure II-40 : Résonateur aux fentes reliées (a), trou entre l'excitation et la démétallisation (b)

La surface du substrat d'Alumine est très grande pour le procédé de dépôt d'une couche d'or d'épaisseur de $4 \mu\text{m}$. Il se pose un problème d'homogénéité et de planéité de cette couche. Pendant la réalisation de la deuxième série de résonateurs, un problème dans la quatrième étape de la procédure de fabrication, (dépôt de résine recuit) a été rencontré. Suivant l'épaisseur de métallisation, des phénomènes de sous gravure (Figure II-40-a) sont observés ainsi que des problèmes de sur gravure (Figure II-40-b). Cette mauvaise maîtrise de

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

la gravure sur les épaisseurs plus fortes réduit l'espacement entre masse et conducteur central qui est mis à la masse (Figure II-40-a).

De même, dans les endroits où la couche d'or est la plus fine, l'or est sur-gravé. Cela change les dimensions initiales prévues du circuit, la largeur de la lame centrale est diminuée et les fentes s'élargissent, la ligne n'est plus adaptée. De plus les pointes de mesure utilisées ont un pitch de 75 μm , il devient impossible de les poser sur les conducteurs de ces lignes.

Une troisième série est en cours de fabrication, qui tient compte des problèmes rencontrés dans les deux précédentes séries.

II.6. Conclusion

Ce deuxième chapitre a présenté dans un premier temps, les études théoriques du résonateur démétallisé et le principe de fonctionnement basé sur la résonance d'épaisseur d'un substrat démétallisé, dont l'avantage est de concentrer le champ EM dans un faible volume du substrat et d'obtenir des dimensions de résonateur à 150GHz de l'ordre du millimètre. Dans un second temps, une étude expérimentale sur ces résonateurs, réalisés par procédé de lithographie, a été menée pour compléter l'étude théorique et pour en connaître le potentiel en tant que capteur pour une méthode de caractérisation hyperfréquence de matériaux.

Une première structure étudiée a mis en lumière le problème de l'excitation du mode de résonance choisi et l'influence du boîtier métallique entourant le motif résonant. Des solutions ont été proposées pour résoudre ce problème et une première topologie de résonateur démétallisé définie.

Une première série de fabrication a été réalisée sur un substrat d'Alumine de surface de 25x25 mm² comportant plusieurs motifs qui diffèrent soit par le rayon de démétallisation, soit par le positionnement et le motif du système d'excitation, soit par la surface métallisée du résonateur.

Pour confiner la résonance dans le substrat et correspondre au modèle théorique, un boîtier métallique de hauteur 2 mm a complété le dispositif expérimental. Ce boîtier joue le rôle de guide sous coupure et possède des encoches permettant le passage des lignes d'excitation. Un seul boîtier, adapté au résonateur avec les dimensions nominales, a pu être mis à disposition, du fait de la difficulté d'usinage.

La présence du boîtier sur le motif fait apparaître plusieurs pics de résonance dans l'intervalle 146-152 GHz. Ces modes de résonances parasites sont des modes de substrat qui peuvent dépendre des dimensions finies de la métallisation supérieure et de la proximité des autres motifs de résonateurs distants entre eux de 500 µm et qui peuvent s'inter coupler. La réduction de la hauteur de boîtier n'a pas montré une sensibilité au matériau posé sur celui. A partir d'une certaine réduction de hauteur nécessaire à cette sensibilité, la résonance n'est plus observable. Ceci a conduit à améliorer le couplage et la dynamique de résonance et les dimensions latérales de la métallisation.

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

Une étude de sensibilité a été faite sur la hauteur du boîtier métallique pour que l'échantillon de test perturbe le résonateur et pour améliorer la sensibilité de ce capteur.

La réalisation de cette nouvelle structure dégage un espace plus important autour de chaque résonateur et réduit le couplage inter-résonateur. La surface supérieure métallisée autour du résonateur est également légèrement augmentée pour décaler les résonances de motif, s'il y a lieu, vers les basses fréquences.

Les simulations de la structure résonante en présence d'échantillon posé sur le haut du guide sous coupure ont montré des variations fréquentielles de l'ordre de plusieurs gigahertz ainsi qu'une sensibilité aux pertes du matériau à travers une diminution du facteur de qualité de la résonance.

Pendant cette réalisation des problèmes de dépôt de résine recuit ont été rencontrés et des phénomènes de sous gravure ainsi que de sur gravure ont été observés. Les dimensions des lignes coplanaires n'ont pas permis la mesure sous pointes de ce résonateur.

Une troisième série est en cours de fabrication, qui tient compte des problèmes rencontrés dans les deux précédentes séries.

II.7. Références du chapitre II

[II-1] B. THON, D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, F. THEVENON, M. ROCHETTE, J. PUECH, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN,

« Coupled Pade Approximation-Finite Element Method Applied to Microwave Device Design »,

IEEE MTT-S, vol. 3, pp. 1889 à 1892, Juin, (2002).

[II-2] JULIEN GALIERE

« Conception et réalisation de filtres transversaux à résonateurs diélectriques quasi-planaires en bande Ka pour des applications spatiales »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Mars 2002.

[II-3] D.C.THOMPSON, O.TANTOT, H.JALLAGEAS, G.E.PONCHAK, M.M.TENTZERIS AND J.PAPAPOLYMEROU,

"Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates from 30-110 GHz",

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp 1343- 1352, vol. 52, no. 4 , April 2004.

[II-4] N.E. BELHADJ-TAHAR, A. FOURRIER, H. DE CHANTERAC

« Broadband simultaneous measurement of complex permittivity and permeability using a coaxial discontinuity »

IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-38, n°1, January 1990, pp.1-7.

[II-5] M. LABEYRIE, M. PAPE

« Caractérisation large bande de matériaux absorbants »

Journées de Caractérisation des Matériaux Absorbants, 7-8 Février 1991, pp. 153-161, Limoges.

[II-6] D. MISRA, M. CHABRA, B.R. EPSTEIN, M. MIROTZNIK, K.R. FOSTER

« Non invasive electrical characterization of coaxial line. Test of an improved calibration technique »

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

IEEE Transactions on IM, vol.IM-38, n°1, Janvier 1990, pp. 8-13

[II-7] S.I. GANCHEV, N. QADDOUMI, S. BAKHTIARI, R. ZOUGHI

« Calibration and measurement of dielectric properties of finite thickness composite sheets with open-ended coaxial sensors »

IEEE Transactions on IM, vol.IM-44, n°6, December 1995

[II-8] N. BARDY

« Measurement of microwave characteristics of materials a working group of standardization »

PIERS 98, 13-17 Juillet 1998, p. 986, Nantes

[II-9] HEWLETT PACKARD

« Measuring dielectric constant with the HP 8510 Network analyser »

Product Note n°8510-3

[II-10] O. TANTOT, P. GUILLON

« Amélioration des précisions d'une méthode de caractérisation en guide rayonnant »

5 ème Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Le Touquet, 13-14-15 mai 1998, pp. F4

[II-11] O. TANTOT

« Caractérisation hyperfréquence de matériaux diélectriques aux hautes fréquences par la méthode du guide rayonnant ouvert terminé par un iris épais »

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1994

[II-12] P. QUEFFELEC, P. GELIN, J. LOADED

« Caractérisation large bande des couches minces magnétiques et diélectriques »

3 ème Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Brest, 19-20-21 octobre 1994, pp. SIV-01

[II-13] A. CAILLE, A. JULIEN, P. GUILLON

« Caractérisation non destructives de matériaux de construction dans la bande

(0,2-5,2) GHz »

3ème Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Brest, 19-20-21 octobre 1994, pp. SI-17

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

[II-14] P. GOY

« Caractérisation de diélectriques dans l'intervalle [17-700] GHz »

JCMM92, Journées d'Etude, Octobre 1992

[II-15] F.I. SHIMABUKURO, S. LAZAR, M.R. CHERMCK, H.B. DYSON

« A quasi-optical method for measuring the complex permittivity of materials »

IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-32, n°7, Juillet 1984, pp. 659-665

[II-16] P. VIGIER, H. JALLAGEAS, M. CHATARD-MOULIN, P. GUILLON

« Mesure en température de perméabilité et de permittivité complexes par une méthode en espace libre »

JCMM92, Journées d'Etude, Octobre 1992

[II-17] F. MATTIOCO, B. LAZAREFF

« Mesure des paramètres ϵ_r et $\tan\delta$ d'une lame diélectrique placée dans un faisceau gaussien entre 80 et 115 GHz »

JCMM92, Journées d'Etude, Octobre 1992

[II-18] T. BERTAUD, C. BERMOND, T. LACREVAZ, C. VALLEE, Y. MORAND, B. FLECHET, A. FARCY, M. GROS-JEAN AND S. BLONKOWSKI,

“Wideband frequency and in-situ characterization of ultra thin ZrO₂ and HfO₂ films for integrated MIM capacitors”,

Microelectronic Engineering, vol. 87, no.3, Pages 301-305, March 2010.

[II-19] C.E. EUGENE

« Metrological application of a stationnary property in rectangular cavities containing a dielectric slab »

IEEE Transactions on MTT, December 1973, pp.847-850

[II-20] P. GUILLON, Y. GARAUULT

« Complex permittivity of MIC substrate »

AEU band 35, Heft 3, 1981, pp. 102-104

[II-21] A. JULIEN, P. GUILLON

« Complex permittivity and permeability measurement of flat samples »

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

ISRAMT'91, August 18-21, 1991, Reno, pp. 487-490

[II-22] A. MANSINGH, A. PARKASH

« Microwave measurement of conductivity and permittivity of semiconductor spheres by cavity perturbation technique »

IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-29, n°1, Janvier 1981, pp. 62-65

[II-23]S. LI, C. AKYEL, R.G. BOSISIO

« Precise calculations and measurements on the complex dielectric constant of lossy materials using TM010 cavity perturbation technique »

IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-29, n°10, Octobre 1981, pp.1041-1048

[II-24] J.L. MIANE, D. AVILES-CASTRO, J. RAVEZ

« Caractérisation de matériaux absorbants par des méthodes en cavité »

Journées de Caractérisation Microonde de Matériaux Absorbants, 7-8 février 1991, pp. 207-216, Limoges

[II-25] B. VILLEFORCEIX

« Etude et réalisation d'un banc de mesure à résonateur ouvert pour la caractérisation de matériaux diélectriques en ondes millimétriques »

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, mai 1981

[II-26] N.M. ASFAR

« Dielectric measurements of millimeter wave materials »

IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-32, n°12, December 1984, pp.1598-1609

[II-27] T.R. WELLS, R.L. MOORE, D.C. HICKS

« Millimeter-wave materials measurement by Fabry Perot »

SPIE, vol. 544, Millimeter Wave Technology III, 1985, pp. 185-188

[II-28]W.F.P. CHAN, B. CHAMBERS

« Measurement of non-planar dielectric samples using an open resonator »

IEEE MTT-Symposium Digest, 1987, pp. 276-276

[II-29] D. KAJFEZ, W.P. WHELESS, JR. AND R.T. WARD

« Influence of an airgap on the measurement of dielectric constant by a parallel-plate dielectric resonator »

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

IRE Proceedings, vol. 133, Pt.H, n°4, Août 1986

[II-30] G. KENT

« Dielectric resonances for measuring dielectric properties »

Microwave Journal, october 1988, pp. 99-114

[II-31] Y. KOBAYASHI, M. KATOH

« Microwave measurement of dielectric properties of low-loss materials by dielectric rod resonator method »

IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-33, n°7, July 1985, pp.586-592

[II-32] D. DERRAY

« Capteur hyperfréquence pour le contrôle non destructif de matériaux »

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, mars 1994

[II-33] STANISLAW S. STUCHLY, MARIA A. STUCHLY, B. CARRARO

« Permittivity measurements in a resonator terminated by an infinite sample »

IEEE Transactions on IM, vol.IM-27, n°4, December 1978, pp.436-439

[II-34] C.R. SIMOVSKI, B. SAUVIAC,

“Role of wave interaction of wires and split-ring resonators for the losses in a left-handed composite”,

Physical Review, E, Vol. 70, pp. 046607 (1-11), 2004.

[II-35] S. VERDEYME,

« Analyse rigoureuse par la méthode des éléments finis des caractéristiques des résonateurs diélectriques. Application au filtrage microonde ».

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, septembre 1989

[II-36] M. CALMEIL – LE SAUX

« Application d'outils électromagnétiques à la caractérisation de matériaux et d'enceintes microondes »

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 1998

[II-37] P.H. BOLIVAR, M. BRUCHERSEIFER, J.G. RIVAS, R. GONZALO, I. EDERRA, A.L. REYNOLDS, M. HOLKER & P.D. MAAGT

Chapitre 2 : Études et Réalisations d'un résonateur démétallisé pour la caractérisation de matériaux diélectriques à très hautes fréquences

« Measurement of the dielectric constant and loss tangent of high dielectric-constant materials at terahertz frequencies »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°4, p. 1062-1066, Avril, 2003

[II-38] K. BERDEL, J.G. RIVAS, P.H. BOLIVAR, P. DE MAAGT, H. KURZ

“Temperature dependence of the permittivity and loss tangent of high-permittivity materials at terahertz frequencies”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.53, n°4, p. 1266-1271, Avril, 2005

[II-39] A. KHALIL,

« Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques ».

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2010.

**CHAPITRE III. CONCEPTION ET
REALISATION DE RESONATEURS
EN TECHNOLOGIE LTCC POUR
LA CARACTERISATION DE
MATERIAUX A TRES HAUTES
FREQUENCES**

III.1. Introduction

Depuis quelques années, de nombreuses applications aux longueurs d'onde millimétriques sont apparues dans le secteur des télécommunications civiles et militaires et dans le domaine de la biologie,... Diverses techniques ont été utilisées pour réaliser des circuits aux très hautes fréquences telles que les technologies planaires ou en guide d'onde, ou plus récentes telles que les LCP [III-1] et LTCC [III-2].

La technologie «Low temperature co-fired ceramic technology (LTCC) » est bien adaptée à la réalisation des circuits à bonnes performances électriques et à densité de conception significative [III-3] pour des coûts de production faibles [III-4]. Cette technologie flexible en terme de conception et largement utilisée dans les bandes C, Ku. Quelques études et notamment celles du laboratoire XLIM, ont montré son potentiel pour des fréquences supérieures à 100 GHz [III-13].

Dans ce cadre là, il devient alors nécessaire d'aider à la conception des dispositifs à hautes fréquences en technologie LTCC par une bonne connaissance des propriétés diélectriques et métalliques des matériaux utilisés dans ce procédé technologique [III-28] qui sont à considérer dans les différents outils de simulation.

Les objectifs des études de ce chapitre sont de caractériser les propriétés diélectriques et métalliques des matériaux utilisés dans le procédé LTCC de VTT à 150 GHz in situ et ex situ d'une part, et d'autre part de concevoir et de réaliser des résonateurs originaux pour la caractérisation microondes de matériaux aux très hautes fréquences avec cette technologie.

Dans le cadre du premier objectif de caractérisation du matériau A6M de Ferro et utilisé par VTT, divers types de résonateurs volumiques vont être étudiés pour plusieurs fréquences de résonance ainsi que plusieurs facteurs de qualité.

Les fréquences de résonance de ces résonateurs étudiés peuvent permettre d'évaluer les dimensions fabriquées d'une tolérance de 50 μm , le retrait de co-cuisson de 0,3% non contrôlé ainsi que la permittivité du matériau utilisé à 150 GHz.

Les facteurs de qualité doivent permettre de remonter à la conductivité de la métallisation utilisée, à la tangente de pertes diélectrique et aux pertes par rayonnement à travers les vias, qui jouent le rôle de mur électrique.

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

Pour la caractérisation in situ du matériau A6M, plusieurs cavités rectangulaires et cylindriques ainsi que des lignes coplanaires vont être étudiées. Pour les caractérisations ex situ du matériau A6M, des méthodes éprouvées au sein du laboratoire d'XLIM seront utilisées.

III.2. La Technologie Multicouche LTCC

III.2.1 Introduction

Le cœur de la technologie Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) est un procédé de frittage à basse température de feuilles souples de céramique [III-6]. Les "Green Tapes" (feuilles de pâte crue) sont préparées de façon mécanique, sérigraphiées à partir d'une technologie couche épaisse établie, laminées ensemble et ensuite frittées (co-cuites) à environ 900°C. Cette température de cuisson inférieure à 1000 °C permet ainsi l'emploi d'encres conductrices de bonne qualité comme le cuivre, l'or ou l'argent [III-25] [III-26]. Le résultat est un substrat céramique multicouche de haute densité d'interconnexions en 3 dimensions. Le substrat multicouche est ensuite fini en utilisant les technologies d'interconnexions bien connues de sérigraphie, montage et câblage de puces et report de composants en technologie de montage en surface.

Le matériau du substrat se présente sous forme d'un bloc monolithique de céramique, résistant aux chocs et hermétique, garantissant une bonne fiabilité. La chaîne de fabrication est automatisée et les couches sont fabriquées en parallèle pour une grande partie de la fabrication.

La possibilité de faire le traitement mécanique à cru donne la possibilité de proposer des solutions d'interconnexions et d'encapsulations nouvelles. Des cavités, des structures de support de puce et des formes complexes tridimensionnelles sont réalisables. De bonnes propriétés diélectriques et une faible résistivité des conducteurs cocuits permettent d'envisager une conception à haute fréquence.

Avec ce procédé, l'intégration des différents composants ne se fait plus uniquement horizontalement mais aussi verticalement, ce qui ouvre la voie à des conceptions en trois dimensions. Celles-ci s'avèrent déterminantes dans la miniaturisation des circuits et autorisent une grande souplesse dans la conception de filtres par l'utilisation de couches multiples. Tous les composants sont placés dans un volume et interconnectés.

III.2.2 Procédé de fabrication

Toutes les pièces LTCC optimisées lors des travaux de thèse décrits dans ce chapitre ont été fabriquées chez VTT (Technical Research Centre of Finland) afin de mettre en place et de valider notre approche. Ce centre propose le développement et le prototypage de modules dans la technologie LTCC pour différentes applications dans les télécommunications, l'optoélectronique et l'instrumentation. Les wafers de LTCC sont réalisés avec de faibles tolérances de fabrication qui seront détaillées par la suite, et des temps de réalisation court.

Les avantages de conception de ce procédé de fabrication, les propriétés des matériaux utilisés pour ce procédé, les règles de conception les étapes de fabrication sont données en ANNEXE II.

III.3. Matériaux utilisés

Les structures résonantes sont réalisées en technologie LTCC 12 couches et le matériau diélectrique utilisé est le Ferro A6M. Une étude effectuée dans la bande 49-69 GHz a montré des propriétés diélectriques correspondant à une partie réelle de la permittivité relative égale à 5.99 et à une tangente de pertes de $1,5 \cdot 10^{-3}$ [III-11]. Un «design kit» présenté par «Ferro Electronic Materials » [III-12] propose une permittivité relative à $\epsilon_r = 5.9 \pm 0.2$ et une tangente de pertes diélectrique égale à $2 \cdot 10^{-3}$ à la fréquence de 95 GHz. En considérant une évolution quasi linéaire de la tangente de pertes, il est possible d'extrapoler une valeur de $3 \cdot 10^{-3}$ à la fréquence de 150 GHz [III-13]. La conductivité théorique des surfaces métalliques et des vias métallisés de cette technologie est de 47 S/ μm et proche de celle de l'or. L'étude présentée ici consiste à corriger ces valeurs empiriques prises jusqu'à lors dans les études précédentes [III-13] à l'aide de motifs résonants volumiques et planaires.

III.4. Résonateurs Rectangulaires Mode

TE₁₀₁

En première approximation, les dimensions d'une cavité rectangulaire blindée par des parois métalliques, sans accès et remplie par le matériau Ferro A6M, ont été calculées de manière analytique pour le mode TE₁₀₁ résonant à 150 GHz. Ensuite, une cavité rectangulaire blindée par des vias métalliques sur deux rangs, respectant les règles de conception du procédé LTCC, avec les mêmes dimensions déterminées précédemment a été simulée par la MEF en oscillations libres et en 3D pour vérifier la fréquence de résonance et le mode. Du fait qu'un alignement de vias n'est pas exactement une paroi métallique, un décalage fréquentiel de quelques GHz a été observé. Une optimisation sur les dimensions latérales a été faite pour recaler la fréquence de résonance autour de 150 GHz.

La structure en 3D du résonateur à section rectangulaire étudié est présentée sur la Figure III-1. Le résonateur est composé de 8 couches d'épaisseur de 0,097 mm chacune, qui représentent une hauteur totale de 0,776 mm, et de dimensions latérales de 0,6 x 0,6 mm² en considérant le centre des vias métallisés. Deux rangées de vias métallisés à l'or alignés verticalement suffisent à assurer de bonnes conditions limites de court-circuit électrique [III-13] et les pertes par rayonnement latérales sont considérées comme négligeables. Les vias métallisés sont espacés d'une distance égale à 2,5 fois leur diamètre (100 µm) conformément aux règles de conception de VTT.

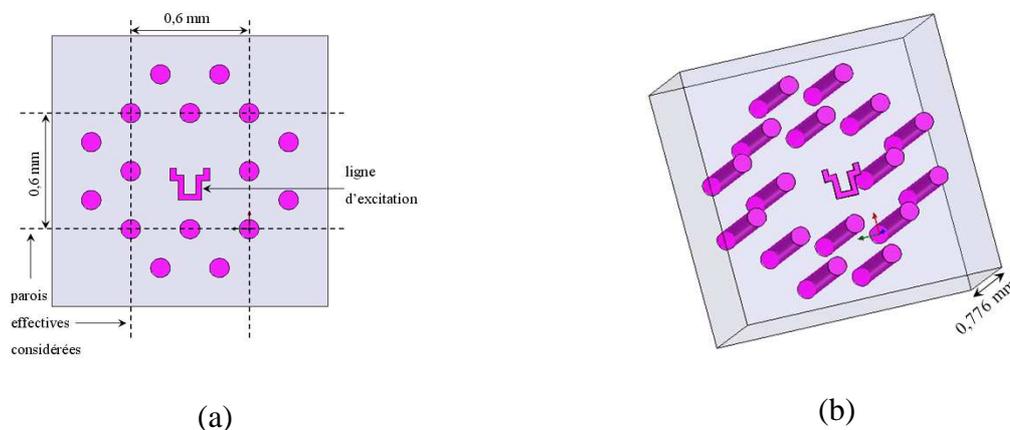


Figure III-1 : Vue de dessus d'un résonateur rectangulaire fonctionnant sur le mode TE₁₀₁ (a), structure en 3D (b).

La forme du motif coplanaire utilisé dans toutes les structures rectangulaires de ce paragraphe est présentée avec ses dimensions sur la Figure III-2. Ce motif est court-circuité à son extrémité, ce qui entraîne une concentration du champ électromagnétique en ce point et permet le couplage avec le champ électromagnétique du mode de résonance dans la cavité.

Les pointes de test coplanaires de type Ground-Signal-Ground (GSG), qui seront utilisées pour les mesures, consistent en trois aiguilles parallèles dont deux, latérales, qui font contact avec les plans de masse et celle centrale, faisant contact avec le signal. Ce système présente un espacement (pitch) de $75\ \mu\text{m}$ et impose des limites dimensionnelles de la ligne coplanaire, d'impédance caractéristique $50\ \text{Ohms}$, utilisée pour l'excitation des résonateurs étudiés.

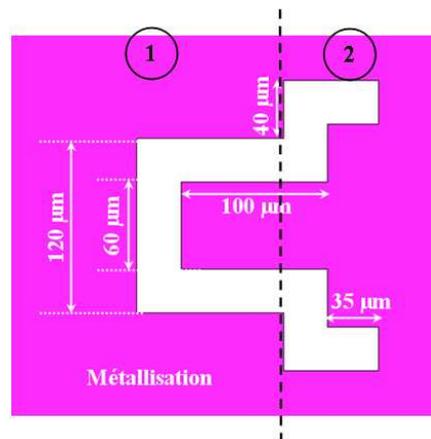


Figure III-2 : Forme du système d'excitation. (1) : zone de contact des pointes, (2) : zone de couplage.

Les vecteurs du champ H de la ligne coplanaire du système d'excitation sont colinéaires avec les vecteurs de champ magnétique du mode TE_{101} de la cavité rectangulaire (Figure III-3).

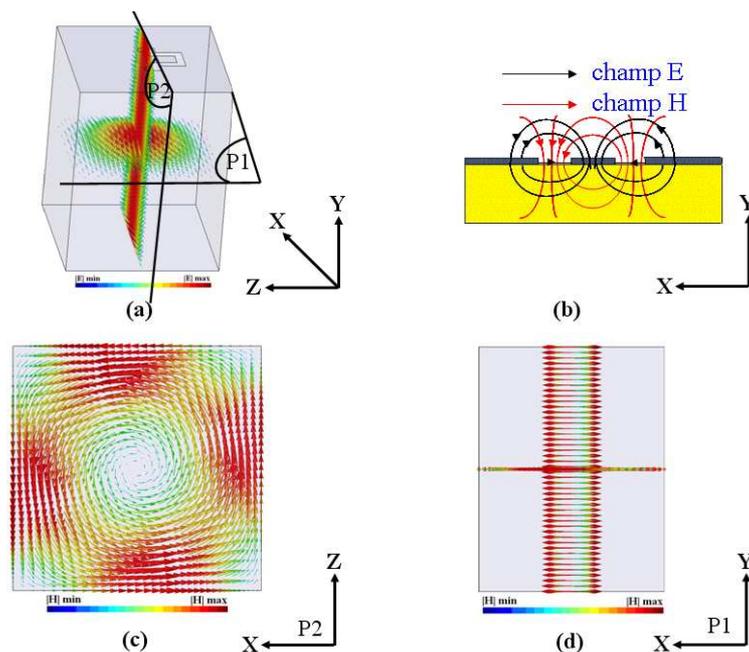


Figure III-3 : (a) Vecteurs du champ E du mode TE_{101} , (b) Vecteurs des champs E et H de la ligne coplanaire, (c) et (d) Vecteurs du champ H du mode TE_{101}

Cette structure a été simulée sur un logiciel électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis en oscillations forcées [III-14]. Les propriétés des matériaux prises en compte initialement dans la simulation sont $\epsilon_r = 5,9$; $\tan\delta = 3.10^{-3}$ et $\sigma = 47 \text{ S}/\mu\text{m}$.

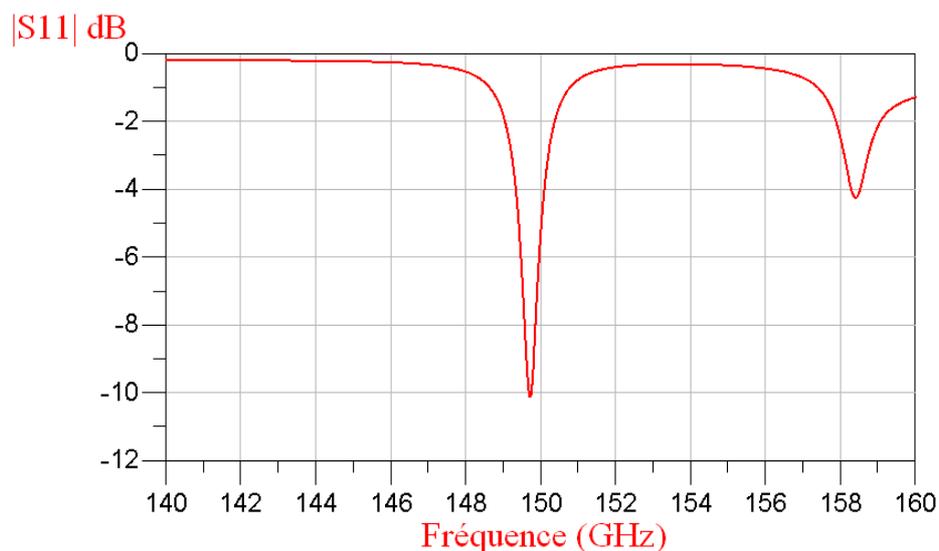


Figure III-4 : Coefficient de réflexion de la cavité rectangulaire 8 couches - mode TE_{101}

Après calculs, une fréquence de résonance du mode TE_{101} de 149,74 GHz a été obtenue avec un facteur de qualité à vide de l'ordre de 218 (Figure III-4). Le deuxième mode

observable à plus haute fréquence est un mode parasite qui s'installe autour des vias et qui dépend de la hauteur de la cavité. L'isolation fréquentielle des deux modes est de l'ordre de 8 GHz.

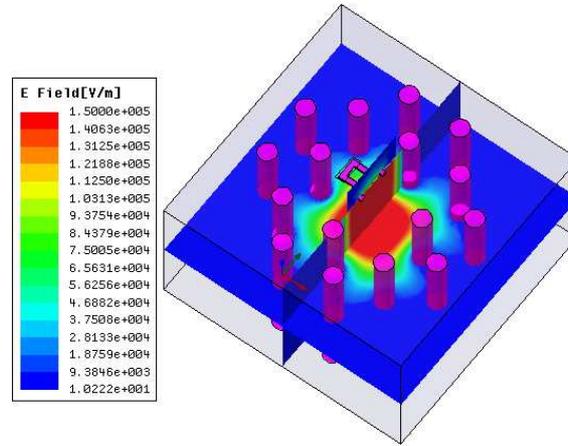


Figure III-5 : Iso valeurs du module du champ E du mode TE₁₀₁ dans la cavité rectangulaire.

A partir des résonateurs volumiques, on souhaite extraire les paramètres électromagnétiques des matériaux LTCC, notamment la conductivité des métallisations et la tangente de pertes diélectrique des couches d'A6M. Pour cela, deux cavités de section rectangulaire identique mais de hauteurs différentes et fonctionnant sur le mode TE₁₀₁ à même fréquence, sont utilisées. Dans ces conditions, on distingue deux facteurs de qualité à vide mesurés pour chaque cavité Q_{01}^{mes} et Q_{02}^{mes} . Pour chacun de ces facteurs de qualité, il vient classiquement :

$$\text{Equation III-1 : } \frac{1}{Q_{01}^{mes}} = \frac{1}{Q_{d1}} + \frac{1}{Q_{\sigma 1}} + \frac{1}{Q_{ray1}}$$

$$\text{et Equation III-2 : } \frac{1}{Q_{02}^{mes}} = \frac{1}{Q_{d2}} + \frac{1}{Q_{\sigma 2}} + \frac{1}{Q_{ray2}}$$

Avec Q_{di} , le facteur de qualité dû aux pertes diélectriques et $Q_{\sigma i}$, le facteur de qualité lié aux pertes par effet Joule et Q_{rayi} , facteur de qualité dû aux pertes par rayonnement où $1/Q_{rayi}$ est considéré comme négligeable avec deux rangées de vias métallisés. A même fréquence de résonance, il est établi que :

$$\text{Equation III-3 : } Q_{d1} = Q_{d2} = \frac{1}{\tan \delta}$$

A l'aide d'un modèle électromagnétique basé sur la MEF, des simulations ne prenant en compte que les pertes métalliques ont été effectuées. Ainsi, il est possible de tracer le facteur de qualité à vide de la structure en fonction de la conductivité des métallisations.

Cette courbe est ensuite interpolée par la fonction :

$$\text{Equation III-4 : } Q_{\sigma} = K_i \sqrt{\sigma}$$

où K_i est le facteur de forme qui dépend des caractéristiques du mode de résonance et des dimensions de la cavité à parois constituées par des alignements de vias.

Les coefficients K_i des deux cavités sont ainsi déterminés et utilisés pour déduire la valeur de la conductivité à partir de la différence des facteurs de qualité des deux cavités, soit :

$$\text{Equation III-5 : } \frac{1}{Q_{01}^{mes}} - \frac{1}{Q_{02}^{mes}} = \left(\frac{1}{K_1} - \frac{1}{K_2} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{\sigma}} \right) \Rightarrow \sigma = \frac{\left(\frac{1}{K_1} - \frac{1}{K_2} \right)^2}{\left(\frac{1}{Q_{01}^{mes}} - \frac{1}{Q_{02}^{mes}} \right)^2}.$$

Connaissant maintenant σ , la tangente de pertes diélectrique s'écrit :

$$\text{Equation III-6 : } \tan \delta = \frac{1}{Q_d} = \frac{1}{Q_{01}^{mes}} - \frac{1}{K_1 \sqrt{\sigma}}.$$

Ce résonateur de section rectangulaire fonctionnant sur le mode TE_{101} a été décliné en cinq exemplaires avec des hauteurs différentes qui permettent de multiplier les conditions de résonance pour un même mode et une même fréquence de résonance. Considérant que seul le facteur de qualité dû aux pertes métalliques Q_{σ} varie en fonction de la hauteur de cavité, il est possible de distinguer la contribution des pertes métalliques des pertes diélectriques sur le facteur de qualité mesuré. La condition nécessaire pour effectuer cette discrimination est un facteur de qualité dû aux pertes diélectriques Q_d qui ne soit pas trop faible par rapport au facteur de qualité dû aux pertes métalliques Q_{σ} .

La Figure III-6 tabule les coefficients de réflexion des cavités à section rectangulaire fonctionnant sur le mode TE_{101} , ces cavités diffèrent par leurs hauteurs. Ces hauteurs sont respectivement de 4, 6, 10 et 12 couches.

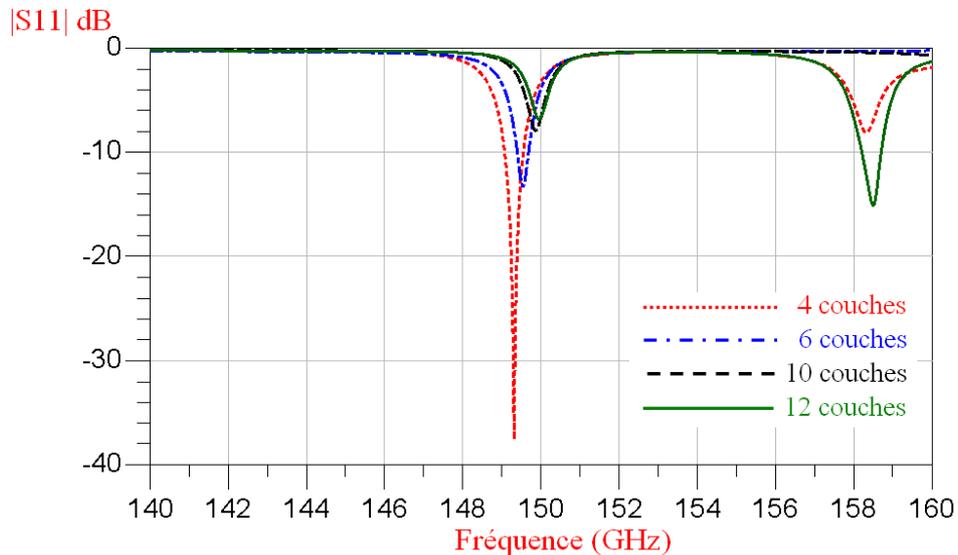


Figure III-6 : Coefficients de réflexion simulés des cavités rectangulaires fonctionnant sur le mode TE_{101} pour différentes hauteurs.

On remarque que pour les hauteurs de 4 et 12 couches un deuxième mode apparaît, celui-ci est un mode parasite qui s'installe autour des vias.

Le Tableau III-1 représente les fréquences de résonance pour les cavités à section rectangulaires pour des hauteurs de 4, 6, 8, 10 et 12 couches, ainsi que leur facteur de qualité. On peut remarquer que les facteurs de qualité sont très proches et de faible valeur.

Cavités (n couches)	Fréquence (GHz)	Q_0
4 couches	149,3	210
6 couches	149,52	212
8 couches	149,74	218
10 couches	149,86	218
12 couches	149,94	218

Tableau III-1 : Fréquences de résonance et facteurs de qualité pour différentes cavités rectangulaires.

Nous pouvons remarquer que les facteurs de qualité à vide sont faibles devant ceux calculés avec les seules pertes métalliques ($Q_{oi} \approx 730$ pour 8 couches) et encore plus faibles devant ceux calculés avec les seules pertes par rayonnement ($Q_{rayi} \approx 6630$ pour 8 couches) et les différences, de l'ordre de l'incertitude de mesure, ne sont pas assez importantes. Ceci est

dû à la forte contribution des pertes diélectriques qui rendent presque négligeable la contribution des pertes métalliques. La faible discrimination des facteurs de qualité en fonction du nombre de couche (qui augmente la part des pertes métalliques) et les valeurs faibles des facteurs de qualité, ne permettent pas une détermination précise de la conductivité du métal utilisé dans la réalisation des dispositifs en technologie LTCC.

Cependant, ces simulations démontrent l'intérêt de ce résonateur pour la caractérisation de la tangente de pertes du matériau A6M in situ et pour l'évaluation des dimensions latérales de la cavité et de l'incertitude sur le retrait du matériau après recuit.

III.5. Cavité rectangulaire bi-mode

Dans le même cadre de la caractérisation microondes des caractéristiques des matériaux du procédé LTCC nous avons étudié plusieurs formes de cavités rectangulaires. Dans la première partie nous avons détaillé les cavités rectangulaires fonctionnant sur le mode fondamental TE_{101} . Dans cette partie nous décrivons un deuxième type de cavité, qui possède deux accès pour la mesure en transmission et dont on fait résonner deux modes de configuration et de fréquences différentes.

En multipliant les résonances utiles, les deux inconnues, que sont la permittivité du matériau et les dimensions latérales du résonateur entachées de l'incertitude de retrait (0,3%) et de positionnement des vias (50 μm), peuvent être évaluées. La hauteur de la cavité pouvant être estimée par une règle de proportionnalité reliant le nombre de couche total (dont on peut mesurer la hauteur) et celui du nombre de couche utilisé pour la cavité.

En utilisant deux modes ayant un facteur de qualité très différent (l'un plus sensible aux pertes métalliques et l'autre plus sensible aux pertes diélectriques) avec des fréquences de résonance proches, et en faisant l'hypothèse simplificatrice d'une tangente de pertes identique aux fréquences des deux modes, il est envisageable de déterminer simultanément la tangente de pertes de l'A6M et la conductivité de la métallisation utilisée. Ceci a conduit à choisir les modes TM_{112} et TE_{301} de la cavité rectangulaire.

La détermination des dimensions latérales de cette cavité bi-mode reprend la même démarche que pour celle de la première cavité TE_{101} . On souhaite que les fréquences des modes TM_{112} et TE_{301} soient comprises dans une fourchette de fréquence de [140 – 160] GHz.

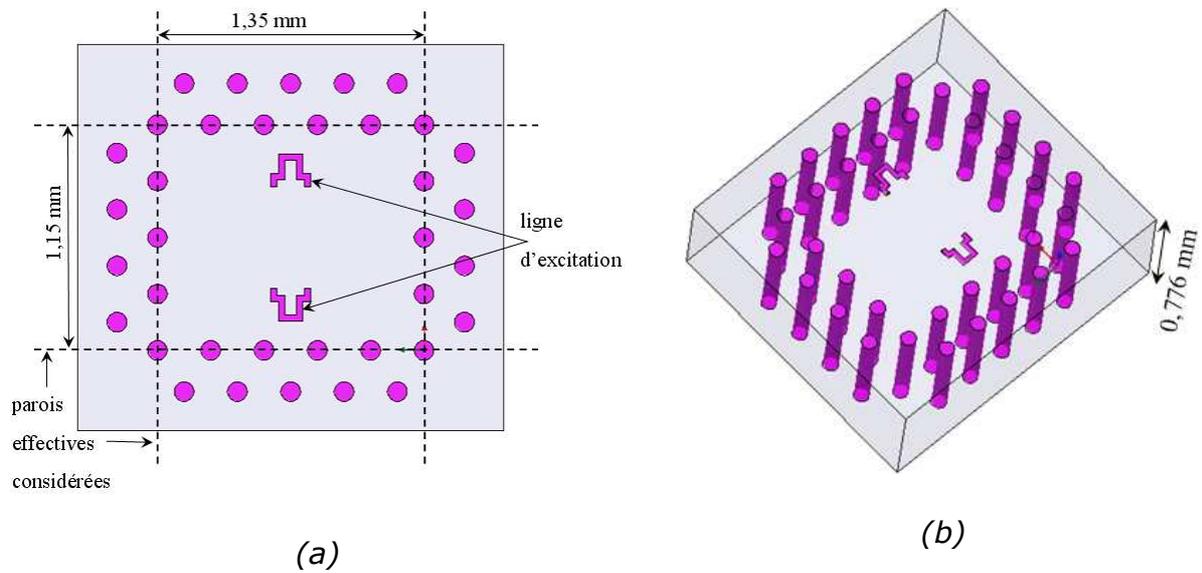


Figure III-7 : Vue de dessus d'un résonateur rectangulaire bi-mode fonctionnant sur les modes TM_{112} et TE_{301} (a), structure en 3D (b).

Le résonateur bi-mode à section rectangulaire fonctionnant sur les modes TM_{112} et TE_{301} est présenté Figure III-7. Les dimensions de la cavité bi-modes optimisées sont les suivantes : 1,15 mm de longueur, 1,35 mm de largeur, et 8 couches chacune de 0,097 mm qui représentent 0,776 mm de hauteur totale. Ces dimensions sont définies pour une fréquence de résonance du mode TE_{301} proche de 150 GHz.

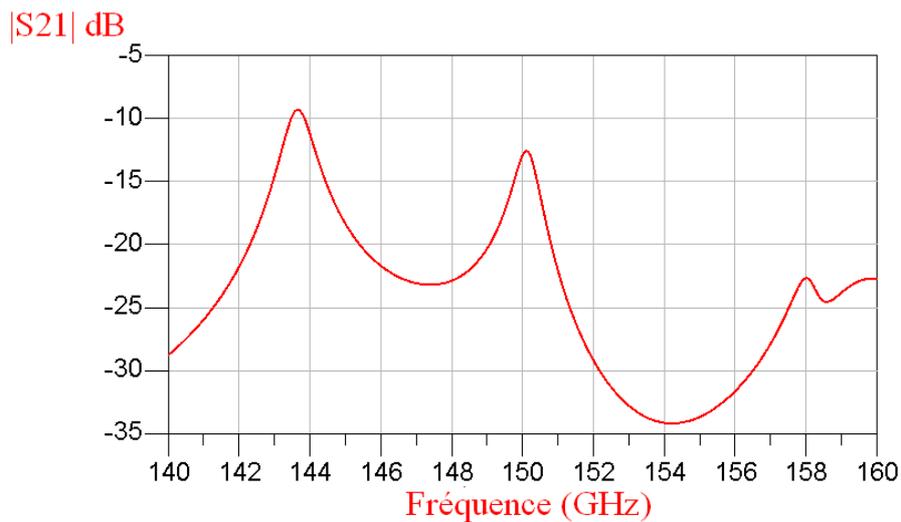


Figure III-8 : Coefficient de transmission de la cavité rectangulaire bi-mode de 8 couches.

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

Les simulations EM réalisées sur cette structure ont donné une fréquence de résonance de 143,64 GHz et un facteur de qualité à vide $Q_0 = 245$ pour le premier mode TM_{112} et de 150,1 GHz et $Q_0 = 265$ pour le deuxième mode TE_{301} , le troisième mode à 158 GHz est un mode parasite autour des vias.

Le Module du champ E à la résonance du mode TE_{301} est présenté sur la Figure III-9.

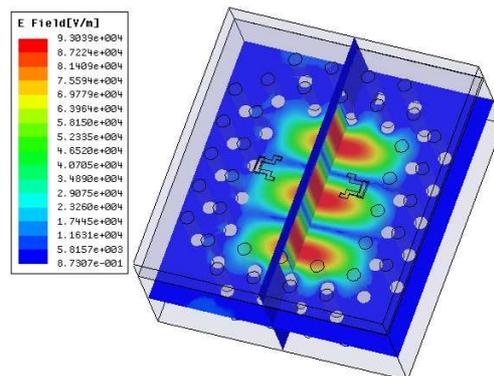


Figure III-9 : Iso valeurs du module du champ électrique à la résonance du mode TE_{301} dans la cavité rectangulaire bi-modes.

La configuration du champ électrique présente trois variations d'amplitude suivant la largeur et une seule variation suivant l'axe d'excitation et cette configuration ne présente pas de variation suivant la hauteur de la cavité.

La Figure III-10 montre la répartition du module du champ électrique, la configuration présente deux variations d'amplitude du champ E suivant la longueur, une seule variation suivant la hauteur et une seule variation suivant la largeur.

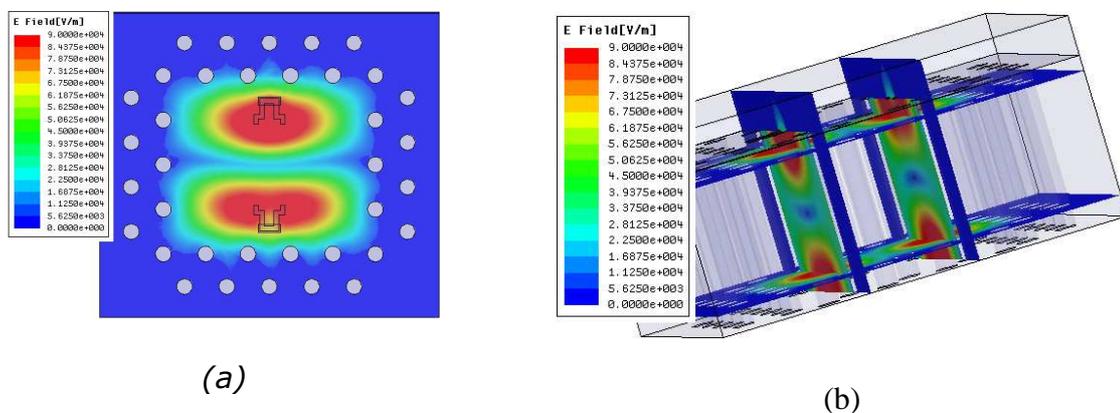


Figure III-10 : Vue de dessus du module du champ E du mode TM_{112} dans la cavité rectangulaire (a), vue 3D (b)

Les résultats de simulations montrent un écart d'environ 8% sur le facteur de qualité des deux modes, ce qui est plus prometteur que la cavité monomode TE_{101} qui n'a pas montré suffisamment de contraste de facteur de qualité entre les différentes hauteurs de résonateur. Cette cavité de test semble pouvoir permettre la caractérisation microondes de la conductivité et de la permittivité complexe des matériaux utilisés.

III.6. Cavité rectangulaire mode TM_{115}

La troisième forme de cavité rectangulaire est celle qui fonctionne sur le mode TM_{115} . Ce résonateur (TM_{115}) est un résonateur témoin, pour le suivi de fabrication qui a déjà été utilisé lors d'autres réalisations en technologie LTCC de VTT à 150 GHz [III-26]. Ce résonateur est utilisé pour contrôler la dérive du processus en termes de $\tan\delta$ au cours des différentes campagnes de réalisation.

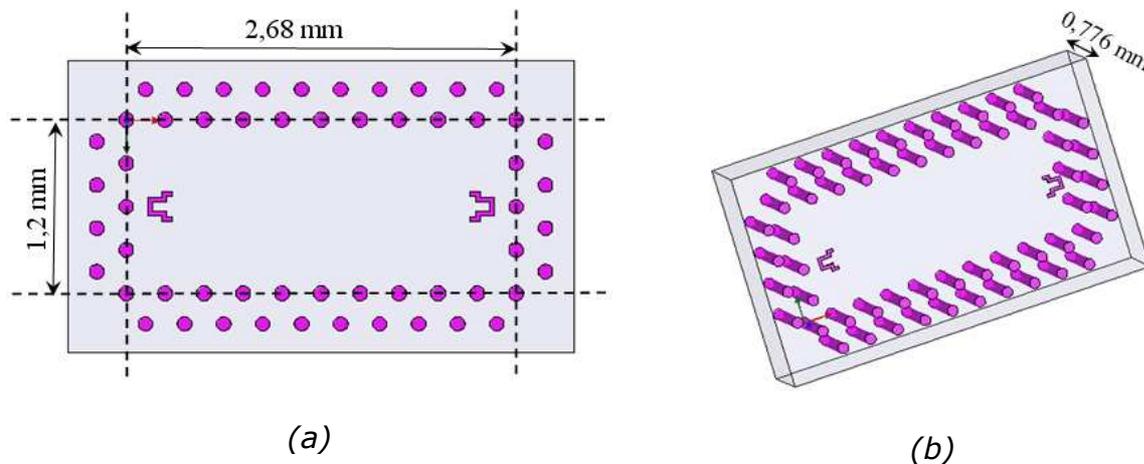


Figure III-11 : Vue de dessus d'un résonateur rectangulaire fonctionnant sur le mode TM_{115} (a), structure en 3D (b).

La Figure III-11 présente la cavité fonctionnant sur le mode TM_{115} à 150 GHz, cette cavité est la plus grande étudiée et possède une longueur de 2,68 mm et une largeur de 1,2 mm et une hauteur composée de 8 couches chacune de 97 μm .

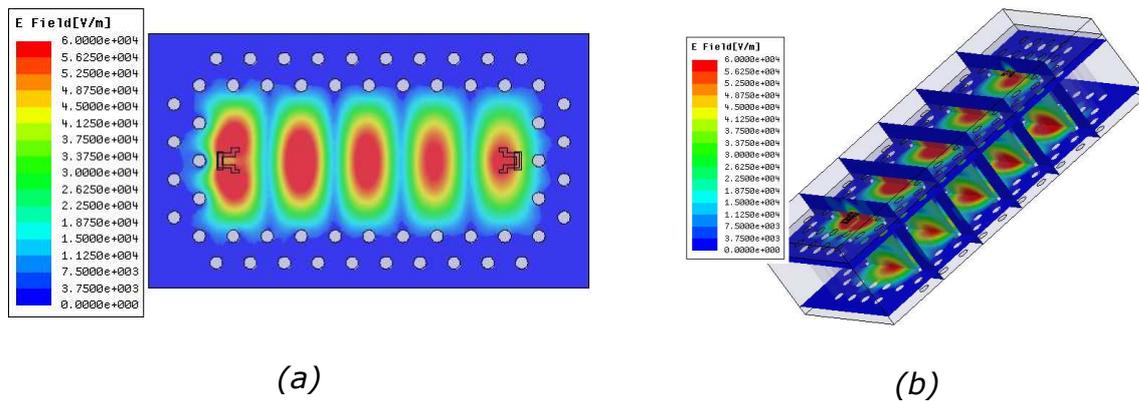


Figure III-12 : Vue de dessus des isovaleurs du module du champ E du mode TM_{115} dans la cavité rectangulaire (a), vue 3D (b)

Les isovaleurs du module du champ électrique du mode TM_{115} sont présentées sur la Figure III-12 et confirment la nomenclature du mode.

Les simulations de cette cavité montrent une fréquence de résonance autour de 150 GHz et un facteur de qualité à vide de l'ordre de 260. Avec une épaisseur moyenne de l'ordre de 97 μm , réévaluée par le fabricant, les simulations EM ont fait apparaître un pic de résonance parasite proche de celui du TM_{115} qui est dû au mode TE_{106} . A plus haute fréquence, le mode parasite résonne autour des vias et dépend de la hauteur de la cavité.

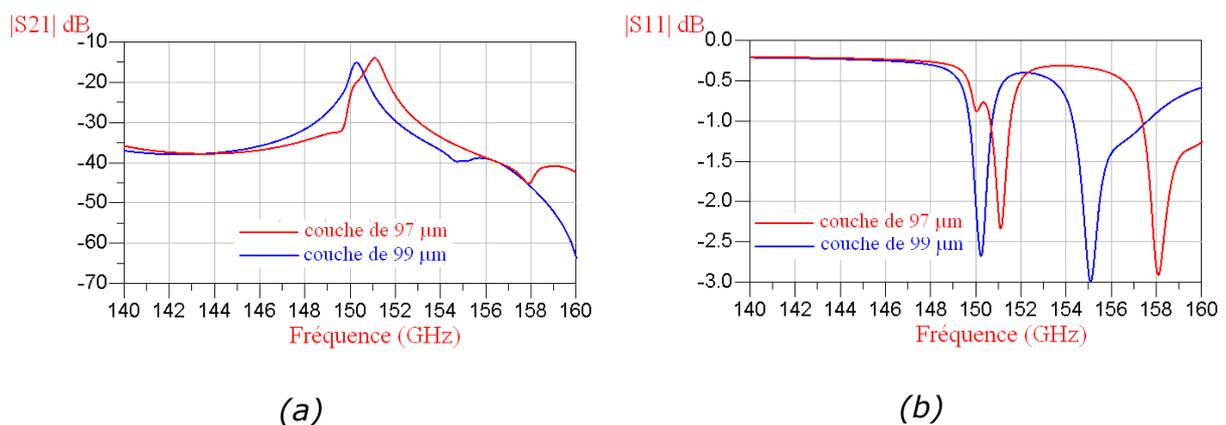


Figure III-13 : (a) Coefficients de transmission de la cavité rectangulaire 8 couches - TM_{115} ,
(b) Coefficients de réflexion.

Des études large bande [110-170] GHz ont été faites sur toutes les structures à section rectangulaires afin de connaître la densité des modes excités dans cette bande.

La Figure III-14 montre clairement que les résonateurs fonctionnant sur les modes TM_{112} - TE_{301} et TM_{115} possèdent une densité de modes importante dans la bande 110-170 GHz, la cavité fonctionnant sur le mode TE_{101} n'a aucun mode de résonance avant celui-ci au contraire des autres cavités.

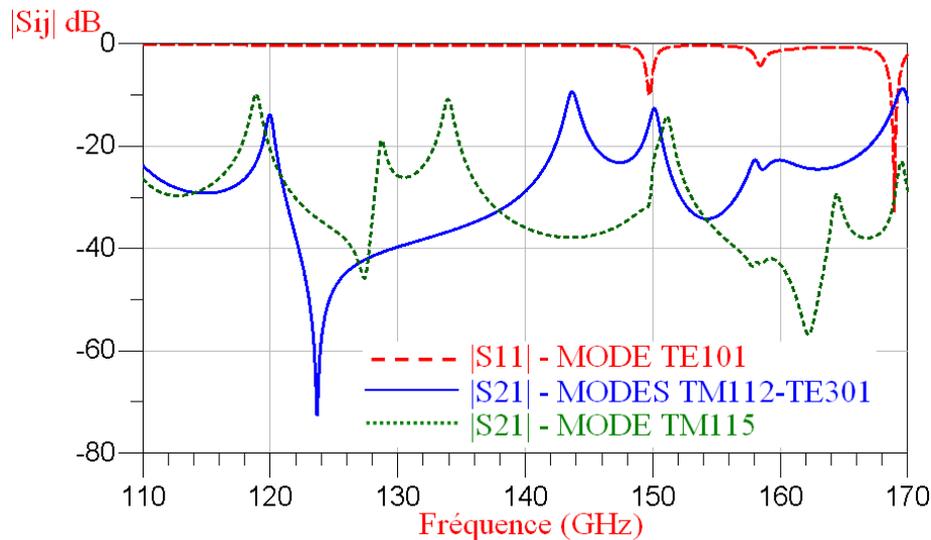


Figure III-14 : Etude large bande des résonateurs rectangulaires.

III.7. Résonateur Cylindrique

Le deuxième type de résonateur est une cavité à section cylindrique fonctionnant sur le mode TE_{011} (Figure III-15) qui n'a qu'une composante E_ϕ du champ électrique ($E_z = 0$ et $E_r = 0$).

Le choix du mode de résonance TE_{011} à symétrie de révolution relève des mêmes arguments donnés dans le chapitre II : il permet d'atteindre des facteurs de qualité plus élevés que les autres modes à fréquence similaire, il est peu sensible aux problèmes de contacts et de discontinuités électriques et a une plus faible influence aux pertes métalliques.

Ce mode ne sera tributaire, au niveau des dimensions, que d'un rayon équivalent correspondant à cylindre interne tangentiel aux anneaux qui peuvent être désaxés et de la hauteur du résonateur.

III.7.1 Résonateur en vias

Dans un premier temps nous avons étudié une structure cylindrique fonctionnant sur le mode TE_{011} dont les murs électriques sont des vias métallisés répartis en cylindre, comme l'illustre la Figure III-15.

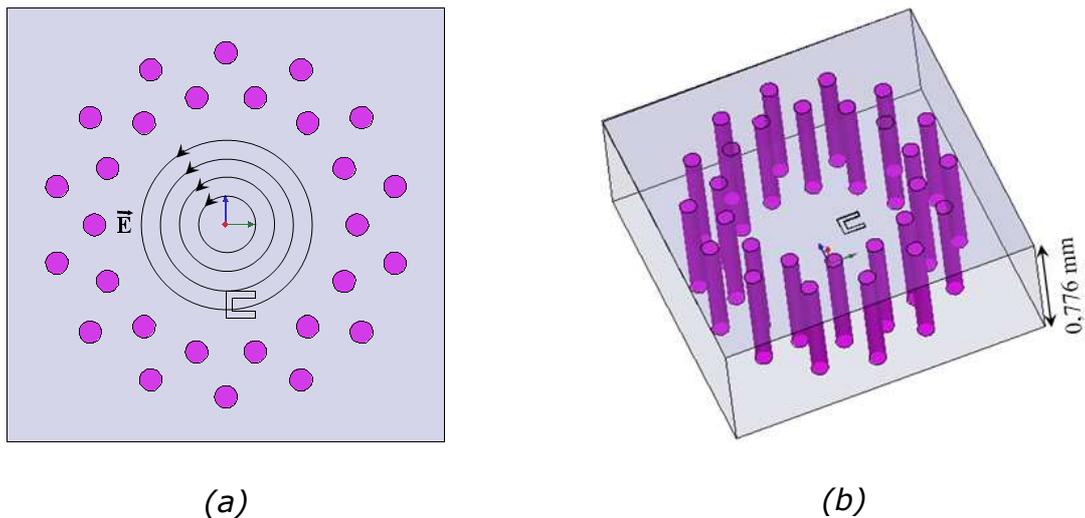


Figure III-15 : Résonateur cylindrique formé pas des vias (a), structure en 3D (b).

Les études de cette structure en oscillations libres et forcées montrent que le facteur de qualité est très faible (proche de 5). Ceci s'explique par le fait que le mode TE_{011} a une composante de champ E_ϕ qui est perpendiculaire à l'axe des vias qui ne jouent que faiblement le rôle de mur électrique dans ces conditions. Le champ est alors faiblement confiné dans le volume, les pertes par rayonnement importantes dégradent la résonance qui a un très faible facteur de qualité.

III.7.2 Résonateur en anneaux

La structure volumique du résonateur à section cylindrique étudiée est présentée sur la Figure III-16-a, seules huit couches sont utilisées pour ce résonateur de hauteur totale de 776 μm .

Les anneaux métalliques sont gravés sur chaque couche et leurs arrêtes, colinéaires aux lignes de champ E du mode TE_{011} , imposent des conditions limites suffisantes pour

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

permettre la résonance de ce mode. Ces anneaux ne sont pas reliés entre eux ni aux faces métallisées inférieure et supérieure de la plaquette, ils sont à potentiels flottants.

Un modèle analytique de cavité cylindrique remplie de Ferro A6M, de permittivité de 5,9 et de $\tan \delta = 3.10^{-3}$ blindée par des parois métalliques a été utilisé pour déterminer le rayon nécessaire pour une résonance du mode TE_{011} de 150 GHz. Huit couches sont utilisées pour la hauteur de la cavité.

A partir du rayon déterminé, des études en oscillations libres sont menées sur une cavité cylindrique blindée par des anneaux métalliques et en prenant les mêmes caractéristiques du matériau A6M et des métallisations.

Dans les études précédentes des cavités rectangulaires en vias, nous avons besoin d'une phase d'optimisation des dimensions latérales de ces cavités pour recaler les fréquences de résonance vers les objectifs de fréquences. Les parois métalliques simulées par les rangées de vias ne bornent pas les mêmes volumes qu'une cavité à parois pleines. Cela dépend des diamètres des vias, de la distance entre les vias et celle entre les rangs de vias.

Par contre, au cours de l'étude de la cavité cylindrique en anneaux, nous n'avons quasiment pas besoin d'une phase d'optimisation du rayon des anneaux. C'est un nouvel avantage à ajouter à ce type de résonateur en anneaux.

Le rayon calculé des anneaux est égal à 585 μm , la largeur des anneaux est égale à 100 μm et a fait l'objet d'une étude de sensibilité sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité du mode considéré.

La Figure III-16 présente les isovaleurs du module du champ électrique ainsi que les vecteurs du champ E dans des plans de coupe verticaux et horizontaux.

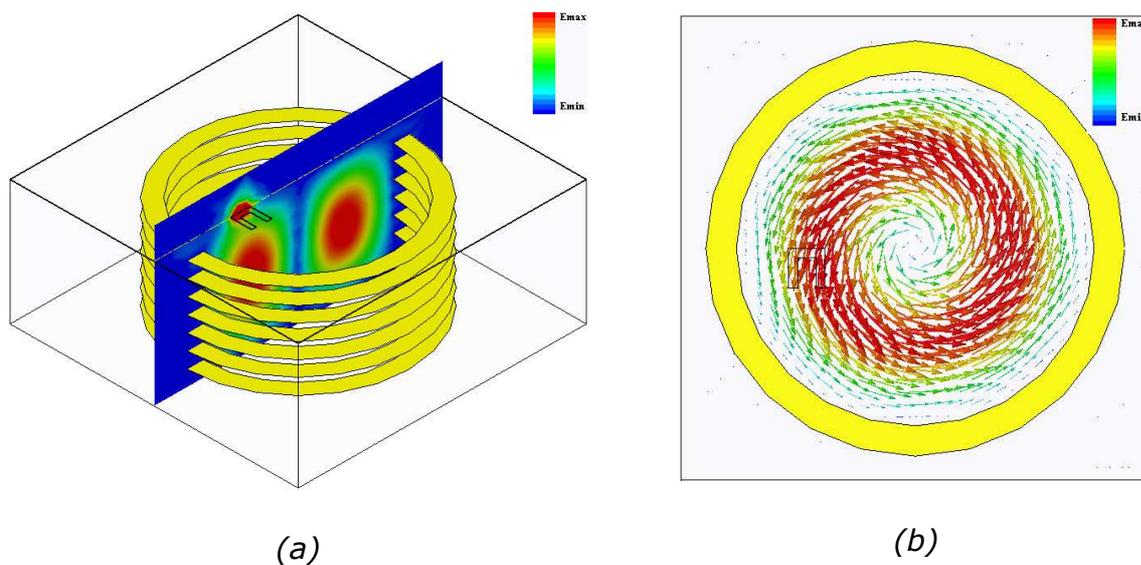


Figure III-16 : (a) Iso valeurs de $|E|$ - mode TE_{011} , (b) champ \vec{E} .

Plusieurs formes de systèmes d'excitation du mode TE_{011} ont été étudiées pour améliorer le niveau de couplage du mode (Figure III-17) mais aucun de ces systèmes ne permet l'excitation du mode TE_{011} . Les systèmes d'excitation diffèrent par le type de réponse en transmission : passe bande (a) et stop bande (b).

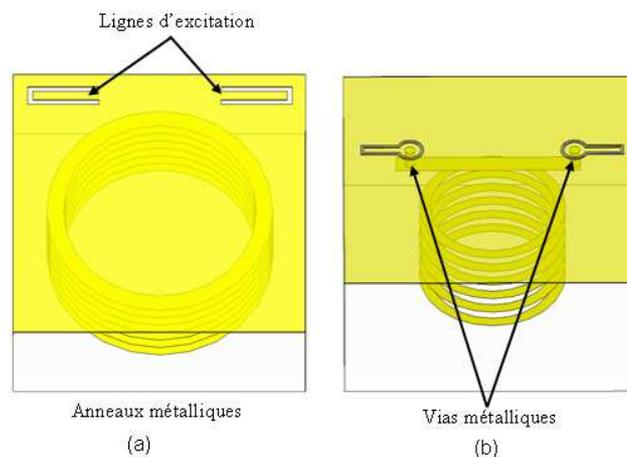


Figure III-17 : Systèmes d'excitation étudiés pour coupler le mode TE_{011} .

Le système d'excitation retenu de ce mode est une ligne coplanaire court-circuitée, décalée de l'axe de la cavité. Le couplage se fait par le champ magnétique. La forme du système d'excitation ainsi que ses dimensions pour une impédance caractéristique de 50 Ohms sont présentées sur la Figure III-18 :

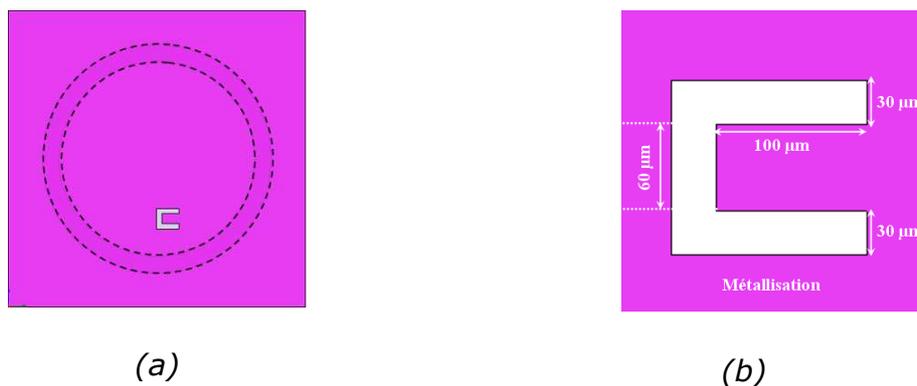


Figure III-18 : Système d'excitation

Les paramètres de simulation sont identiques à ceux des structures rectangulaires et les résultats obtenus sont présentés Figure III-19.

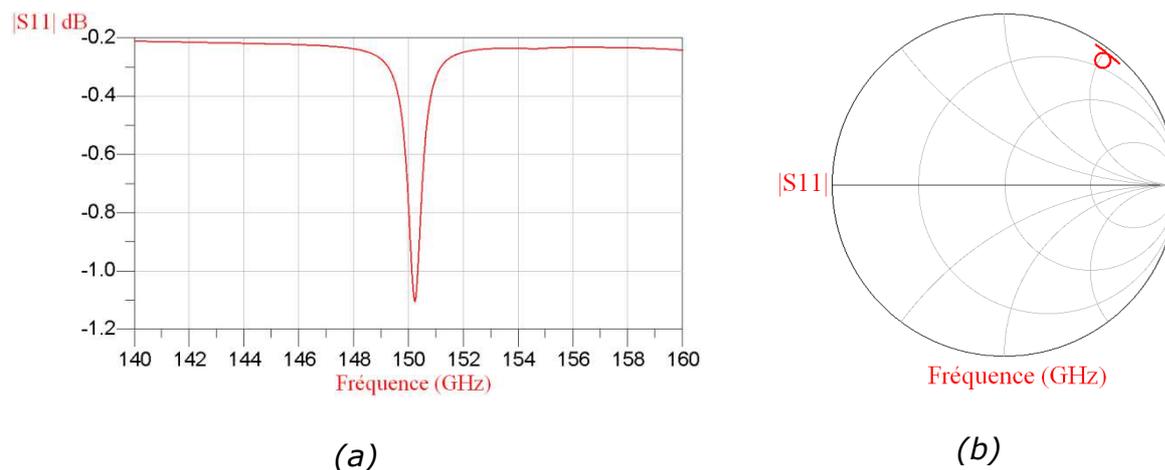


Figure III-19 : Simulation de la cavité en anneaux - mode TE_{011}

Le coefficient de réflexion inférieur à 0 dB, en dehors de la résonance, s'explique par les pertes introduites par les conditions limites latérales qui bornent la structure. La fréquence du mode TE_{011} est de 150,22 GHz et le facteur de qualité à vide de l'ordre de 250. Le coefficient de réflexion (Figure III-19-b) montre un couplage faible du mode de résonance qu'il est difficile d'augmenter avec l'excitation choisie.

III.7.2.1 Etude de sensibilité de la largeur des anneaux métalliques :

Une étude paramétrique utilisant le modèle électromagnétique MEF 3D en oscillations libres est réalisée pour étudier l'influence de la largeur des anneaux métalliques sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité de cette structure.

Cette étude est menée en prenant deux hauteurs de couches LTCC standards (97 μm et 200 μm), et le facteur de qualité est calculé en fonction de la largeur W des anneaux métalliques. Ces résultats sont comparés avec ceux d'une cavité cylindrique classique (Figure III-20).

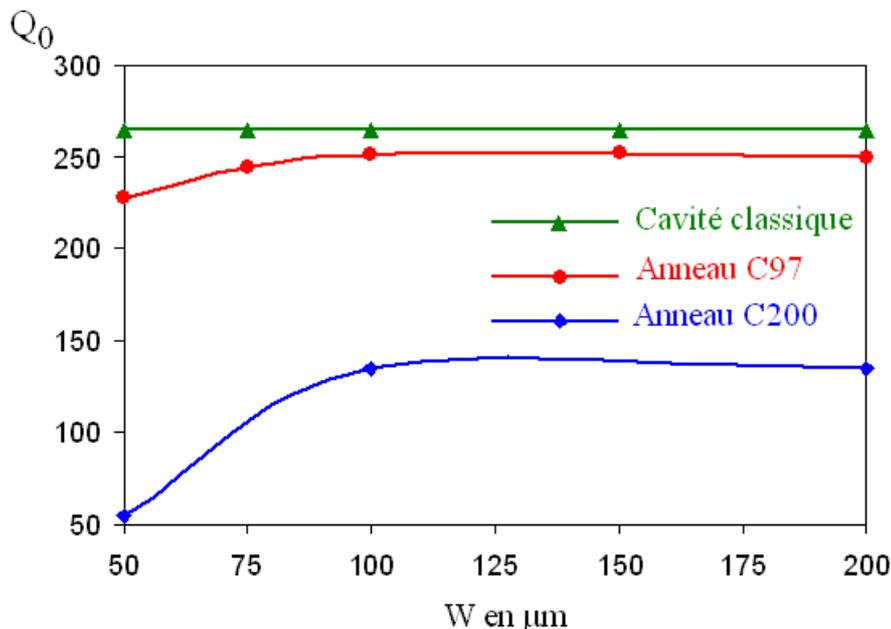


Figure III-20 : facteur de qualité en fonction de la largeur W des anneaux métalliques.

La Figure III-20 montre que la variation du facteur de qualité est négligeable à partir d'une largeur $W = 100 \mu\text{m}$ pour les deux couches, mais que le facteur de qualité du résonateur à couche de 97 μm de hauteur est très supérieur à celui du résonateur à couche de 200 μm de hauteur. Ceci peut s'expliquer par des pertes par rayonnement proportionnelles à l'espace entre les anneaux.

La variation de la fréquence de résonance en fonction du rayon des anneaux a été étudiée pour les deux hauteurs de couches 97 μm et 200 μm et à $W = 100 \mu\text{m}$.

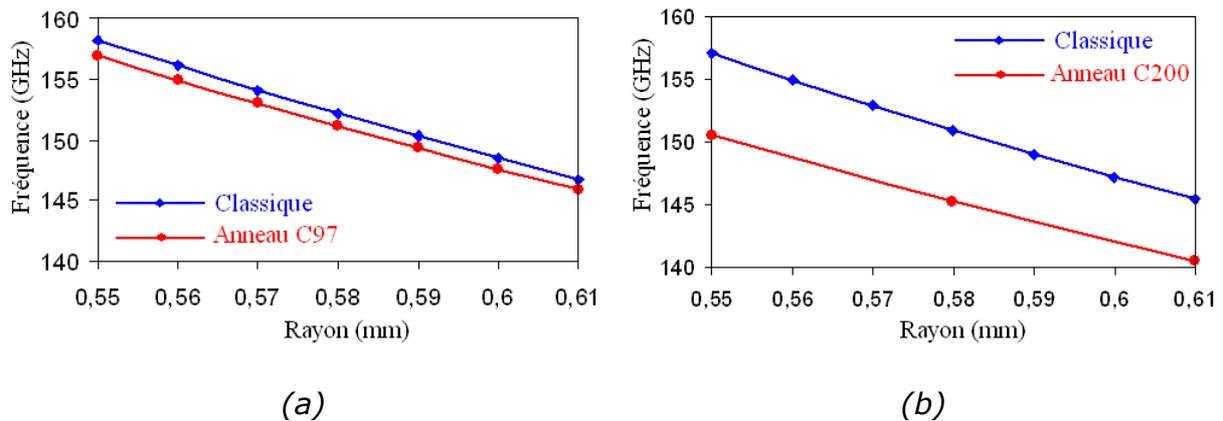


Figure III-21 : Fréquence de résonance en fonction du rayon des anneaux

La Figure III-21 montre la variation de la fréquence de résonance d'une cavité classique et d'une cavité en anneaux, (couche 97 μm Figure III-21-a), (couche 200 μm Figure III-21-b), en fonction du rayon des anneaux. Nous pouvons remarquer que l'écart fréquentiel entre une cavité classique et une cavité en anneaux augmente avec l'épaisseur des couches.

Pour la couche de 97 μm, on observe une diminution de 4% de Q_0 par rapport à la cavité classique et un décalage inférieur à 2 GHz. Pour la couche de 200 μm, on observe une diminution de 50% de Q_0 par rapport à la cavité classique et un décalage inférieur à 5 GHz.

L'utilisation d'une couche de 97 μm a montré son intérêt par rapport à celle de 200 μm tant au niveau du facteur de qualité qui est meilleur qu'au niveau de la fréquence de résonance qui est proche de celle d'une cavité classique.

III.7.2.2 Nouveau système d'excitation :

Les systèmes d'excitation en surface de la dernière couche n'amènent pas assez de couplage du mode TE_{011} . De plus, dans l'optique d'une utilisation de ce résonateur en tant que capteur pour la caractérisation de matériaux, il est nécessaire de libérer la métallisation supérieure. En effet, un échantillon posé sur la partie supérieure du résonateur viendrait perturber son fonctionnement par l'introduction d'un iris de mesure gravé sur la métallisation supérieure.

La nouvelle méthode d'excitation présentée Figure III-22 par ligne stripline gravée sur la couche n°11 permet d'améliorer cet aspect.

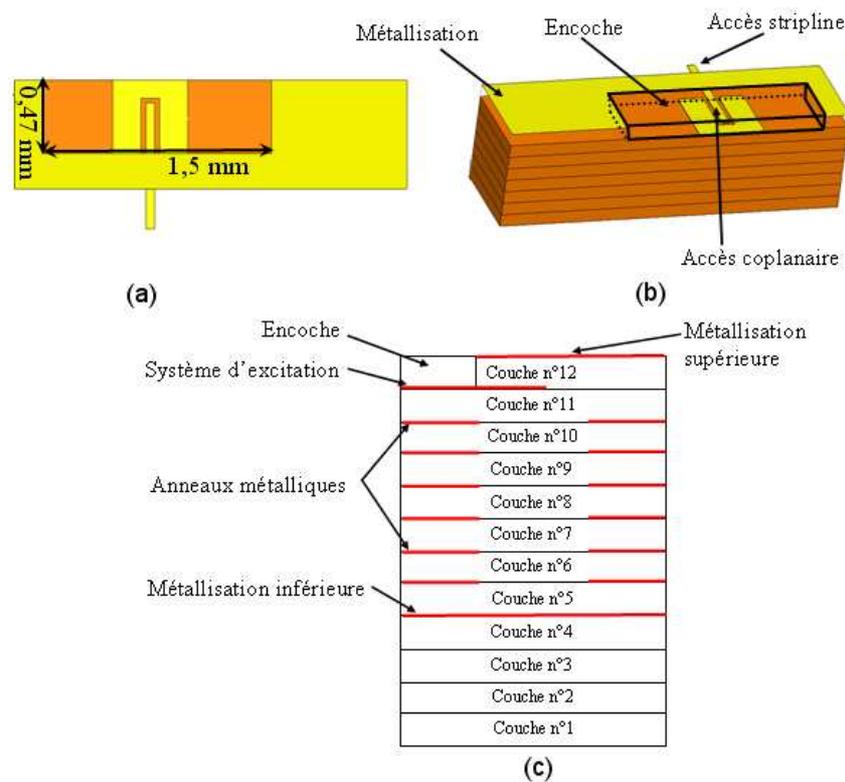


Figure III-22 : Nouvelle méthode d'excitation par stripline avec une transition coplaire - stripline.

Initialement le résonateur cylindrique est composé de 8 couches avec 7 anneaux métalliques, un anneau gravé sur chaque couche.

Dans le nouveau système d'excitation, la ligne strip-line est gravée sur la 7^{ème} couche (couche n°11) pour exciter le mode TE_{011} , la nouvelle cavité cylindrique en anneaux se compose alors de 8 couches mais seulement de 6 anneaux.

Avec cette ligne stripline venant exciter directement le résonateur à la place d'un anneau, nous avons mené une étude de sensibilité et comparé les facteurs de qualité ainsi que les fréquences de résonance pour ces deux structures, le résonateur à 7 anneaux et le résonateur à 6 anneaux.

Cette étude montre qu'il y a une petite variation du facteur de qualité à vide de l'ordre de $\frac{\Delta Q_0}{Q_0} = \frac{Q_0^7 - Q_0^6}{Q_0} = 2\%$. Le résonateur à 6 anneaux permet de conserver le mode TE_{011} , mais est moins confiné entre l'anneau de la 6^{ème} couche (couche n°10) et la métallisation supérieure. Les pertes par fuite entre les anneaux sont donc logiquement plus élevées, mais

restent dans des niveaux très acceptables. La variation de fréquence de résonance entre ces deux structures est faible et de l'ordre de $\Delta f = f_{7\text{anneaux}} - f_{6\text{anneaux}} = 0,3 \text{ MHz}$.

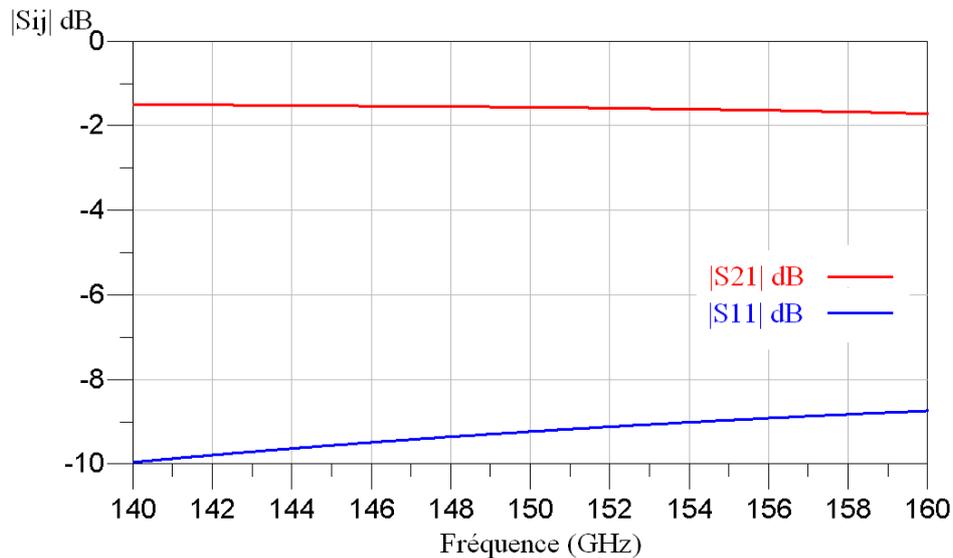


Figure III-23 : Simulation de la transition coplanaire-stripline.

Cette nouvelle méthode d'excitation se compose d'une ligne coplanaire au début pour permettre la mesure sous pointes et se termine par une ligne stripline. Une encoche dans la dernière couche (couche n°12) de longueur de 1,5 mm et de largeur de 0,47 mm est pratiquée. La longueur de cette encoche est fixée par les contraintes de conception de VTT. La Figure III-23 montre les résultats de simulation de la transition coplanaire-stripline qui pourront être améliorés. Cette simulation est faite avec les mêmes paramètres que ceux des résonateurs en anneaux.

La ligne stripline est positionnée de manière tangentielle à l'anneau pour un couplage stripline-résonateur par champ magnétique.

III.7.2.3 Résonateur en anneaux avec nouvelles méthode d'excitation

Par la suite, nous avons choisi d'utiliser la transition coplanaire-stripline, gravée dans l'encoche réalisée sur le côté de la structure multicouche, pour exciter le mode TE_{011} et le coupler fortement.

L'autre intérêt est de permettre le déport de la pointe de mesure dans le cas d'une utilisation en capteur de ce résonateur, et d'offrir une plus grande surface utile pour le positionnement d'un matériau sur ce résonateur.

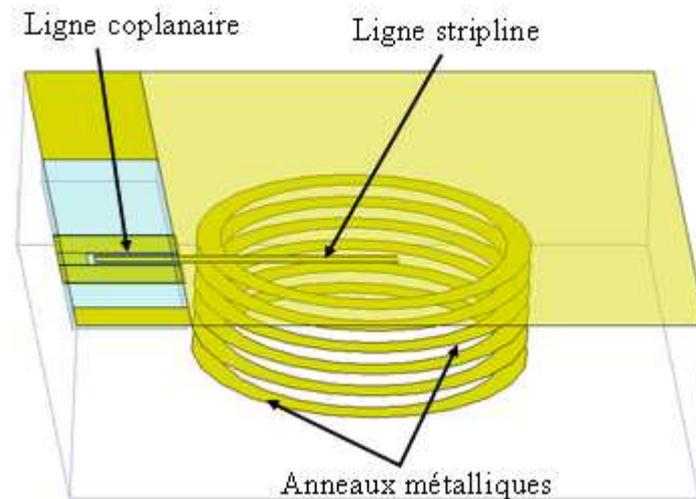


Figure III-24 : résonateur en anneaux avec accès gravé sur la dernière couche

La Figure III-24 montre le résonateur en anneaux avec la nouvelle méthode d'excitation.

Le nouveau dispositif est constitué de 8 couches de $97\ \mu\text{m}$ d'épaisseur chacune, de 6 anneaux métallisés gravés sur chaque couche. Le dernier anneau est remplacé par une ligne stripline servant à coupler le mode TE_{011} .

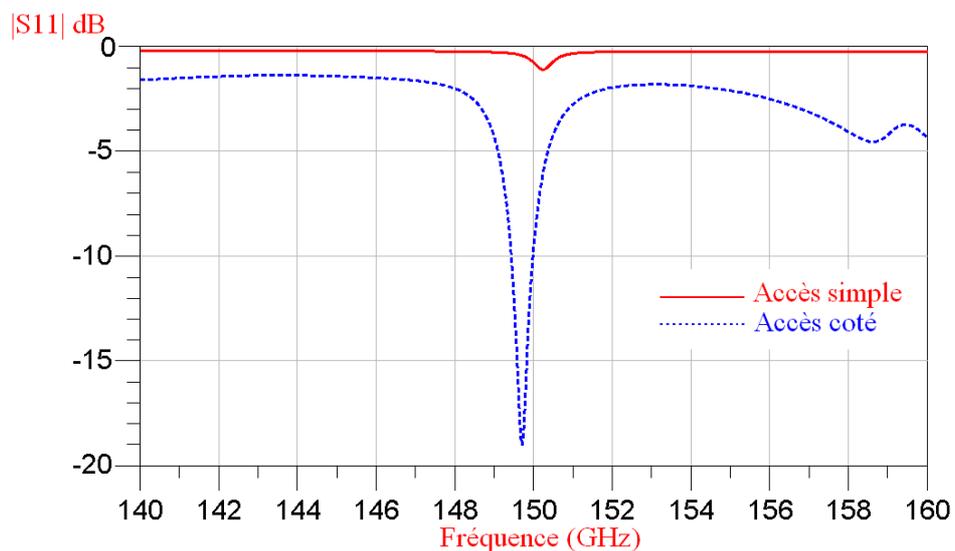


Figure III-25 : Comparaison des coefficients de réflexion de deux accès : simple et à coté.

Le résultat de la simulation du résonateur en anneaux avec la deuxième technique d'excitation est présenté sur la Figure III-25 et comparé avec celui du premier système d'excitation. D'après cette figure, on peut remarquer que le mode de résonance est bien

couplé. Cette simulation montre des pertes d'insertion de 1,5 dB, le facteur de qualité à vide de cette structure est de l'ordre de 180, et la fréquence de résonance est de 149,7 GHz.

On remarque une diminution dans le facteur de qualité du mode TE_{011} entre les deux structures en anneaux, structure à accès simple en surface et structure à accès gravés sur la dernière couche.

Cette diminution importante du facteur de qualité est due aux pertes par rayonnement qui augmentent du fait de l'élimination du dernier anneau d'une part, et par le nouveau système d'excitation qui coupe une partie de la dernière couche d'autre part.

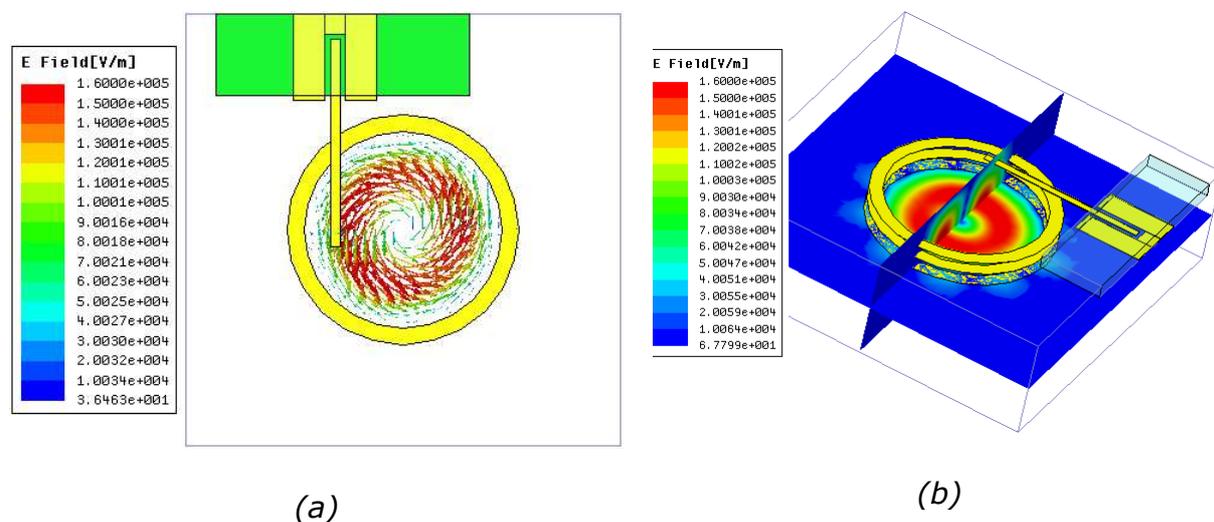


Figure III-26 : vecteurs et isovaleurs du module du champ E du mode TE_{011} dans le résonateur en anneaux

La Figure III-26 montre les vecteurs et les modules du champ E du mode TE_{011} dans un résonateur cylindrique en anneaux 8 couches avec le deuxième système d'excitation. La Figure III-26 (a) trace les vecteurs de champ E du mode TE_{011} et démontre que la seule composante du champ E dans ce volume est bien la composante azimutale E_{ϕ} .

III.7.3 Capteur avec un iris affleurant

Le but de l'étude d'une forme originale d'un résonateur cylindrique en anneaux est également de réaliser un capteur pour la caractérisation microondes non destructive de matériaux à 150 GHz.

Dans ce paragraphe nous allons décrire la première forme d'un capteur basé sur le résonateur en anneaux. Le capteur est constitué d'un iris circulaire gravé sur la surface métallisée de la dernière couche pour permettre aux champs EM du mode TE_{011} d'être perturbé par un échantillon à caractériser. Le décalage en fréquence induit par la présence de l'échantillon par rapport au capteur à vide permet de remonter à la permittivité et la variation du facteur de qualité permet de remonter à la tangente de pertes du matériau.

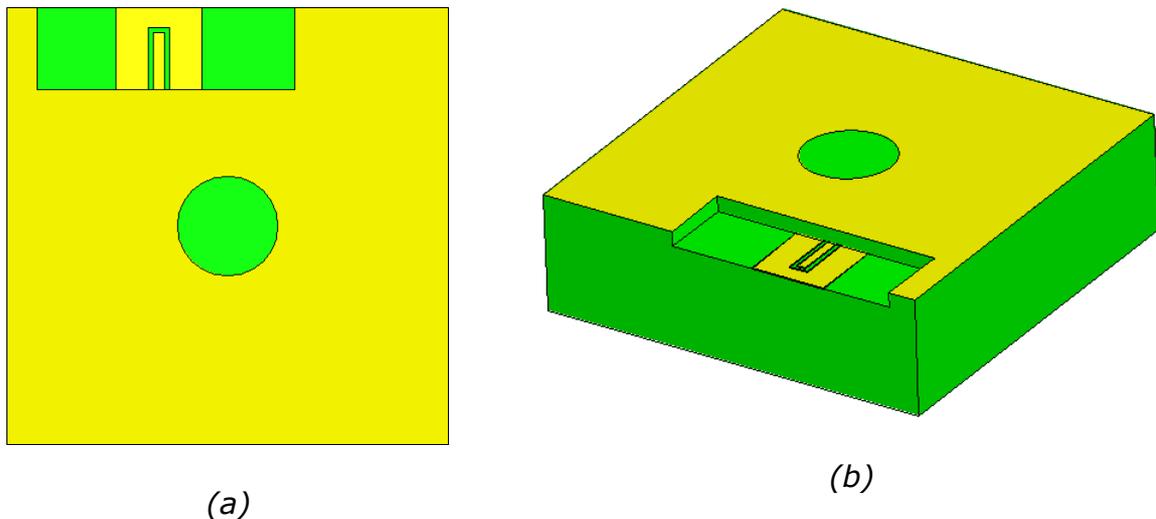


Figure III-27 : capteur en anneaux avec iris affleurant

La première forme du capteur en anneaux avec iris est présentée sur la Figure III-27.

Le rayon d'iris a été choisi initialement par rapport à des résultats obtenus pour une cavité fonctionnant à 10 GHz [III-20] sur le même mode de résonance et ayant un facteur de forme proche de la cavité formée par les anneaux soit : $R_{\text{iris}} = 0.45 * R_{\text{résonateur}} = 263 \mu\text{m}$. Ce rayon d'iris devra fait l'objet d'une étude paramétrique afin d'optimiser la sensibilité du capteur à des échantillons sous test.

Les résultats de la simulation du capteur avec iris sont présentés sur la Figure III-28.

Le coefficient de réflexion montre un couplage correct, la fréquence de résonance est de l'ordre de 149,1 GHz et le facteur de qualité à vide est de l'ordre de 175. On remarque que la fréquence de résonance et le facteur de qualité ont diminués, l'ouverture de l'iris en est la cause.

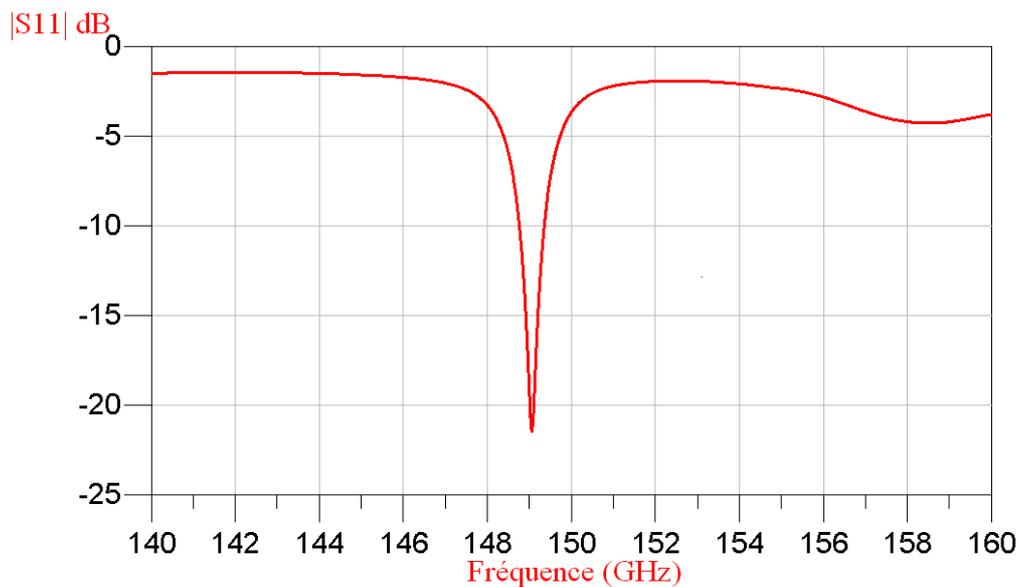


Figure III-28 : Coefficient de réflexion du capteur avec un iris affleurant.

Le niveau de pertes en dehors de la résonance est comme précédemment du aux conditions limites latérales du modèle numérique, aux pertes par rayonnement entre les anneaux et par le nouveau système d'excitation.

III.7.4 Capteur avec un iris en retrait

Dans la structure précédente, un des problèmes bien identifié [III-20] [III-27] est le défaut de contact entre le matériau à caractériser et le capteur. Ceci conduit à l'apparition d'une lame d'air variable qui influe naturellement sur les conditions de raccordement des champs aux interfaces. Même si le choix du mode TE_{011} minimise ces aspects, il devra être nécessaire de tenir compte de cette lame d'air dans le modèle numérique avec toute la difficulté d'estimer la valeur de l'épaisseur de cette lame d'air. Afin d'éviter le contact direct entre la surface supérieure et l'échantillon, nous avons étudié une nouvelle forme de capteur basé sur le même résonateur cylindrique en anneaux avec iris mais un dégagement a été introduit entre l'échantillon et le capteur en pratiquant une cavité d'air dans la dernière couche du capteur (couche n°12). La surface métallique ouverte par l'iris est donc maintenant au niveau de la couche n°11. La ligne d'excitation du capteur est maintenant gravée sur la couche n°10.

La structure possède des anneaux de même rayon et de même hauteur que la structure précédente. La Figure III-29 présente un dessin comparatif équivalent au niveau du nombre de couches des deux capteurs avec un iris affleurant et en retrait.

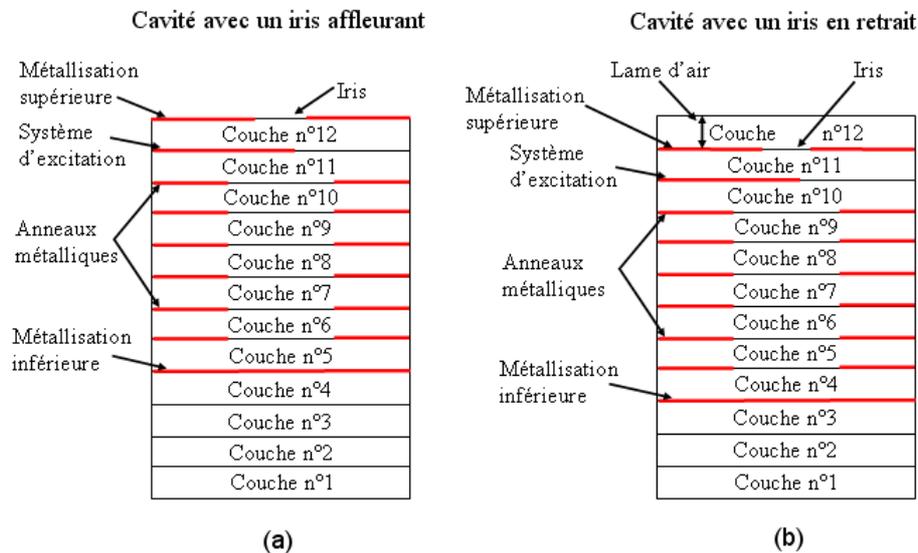


Figure III-29 : Dessin comparatif équivalent de deux capteurs.

Ce dégagement permet d'imposer une lame d'air bien identifiée et celle parasite, introduite par une mauvaise planéité de l'échantillon et de la surface de la couche n°12, devient moins critique en pourcentage (Figure III-30).

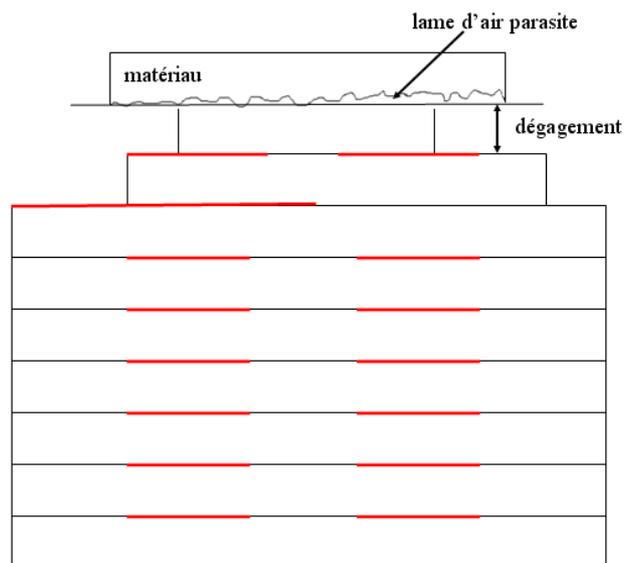


Figure III-30 : défaut de contact échantillon-capteur : présence d'une lame d'air parasite.

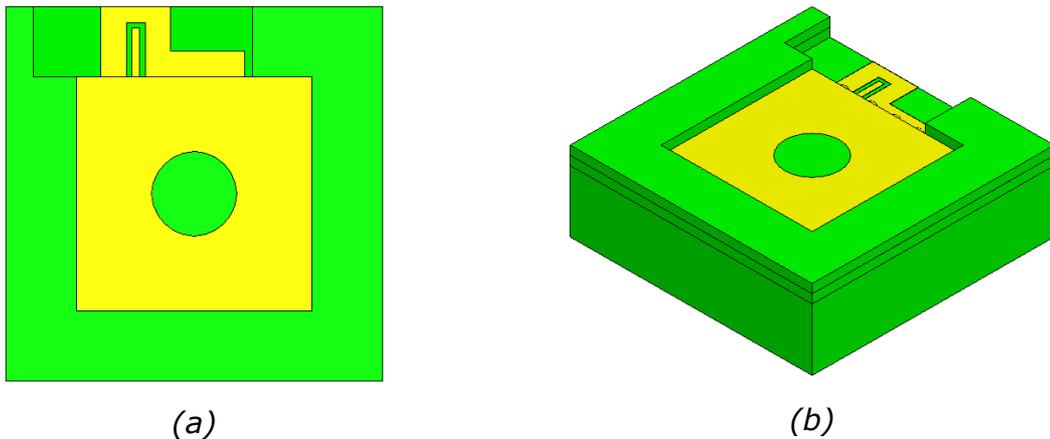


Figure III-31 : Capteur avec un iris en retrait

La Figure III-31 présente le capteur avec dégagement constitué par une cavité d'air au dessus de la surface métallisée où l'iris a été gravé au centre de la cavité. La hauteur de la couche LTCC est la hauteur du dégagement pratiqué.

Le modèle numérique de cette structure reprend les paramètres précédents : permittivité égale à 5,9, tangente de pertes égale à 3.10^{-3} et la conductivité de l'ordre de $4,7.10^7$ S/m.

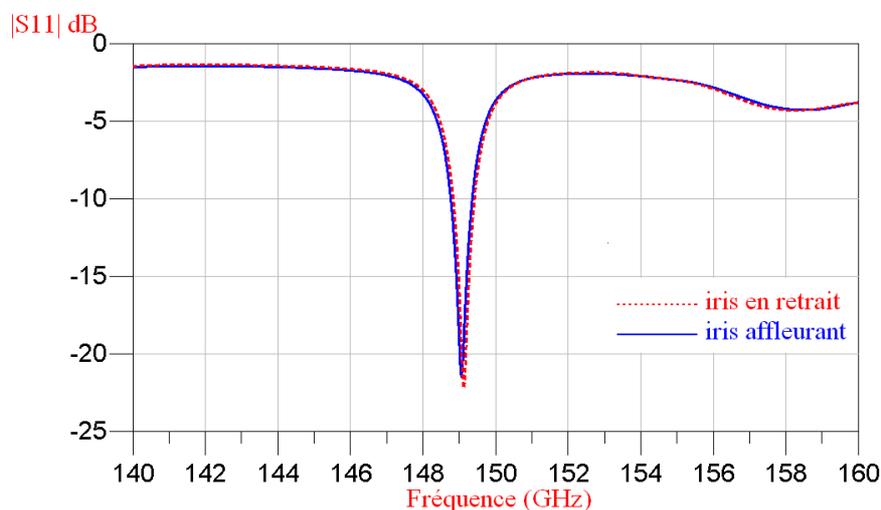


Figure III-32 : Coefficients de réflexion des capteurs avec un iris affleurant et en retrait.

Sur la Figure III-32, on remarque la bonne concordance des réponses des deux structures.

La cavité d'aire utilisée pour créer un dégagement entre l'échantillon et la surface de l'iris est suffisamment large pour ne pas perturber le rayonnement du champ à travers l'iris (Figure III-33).

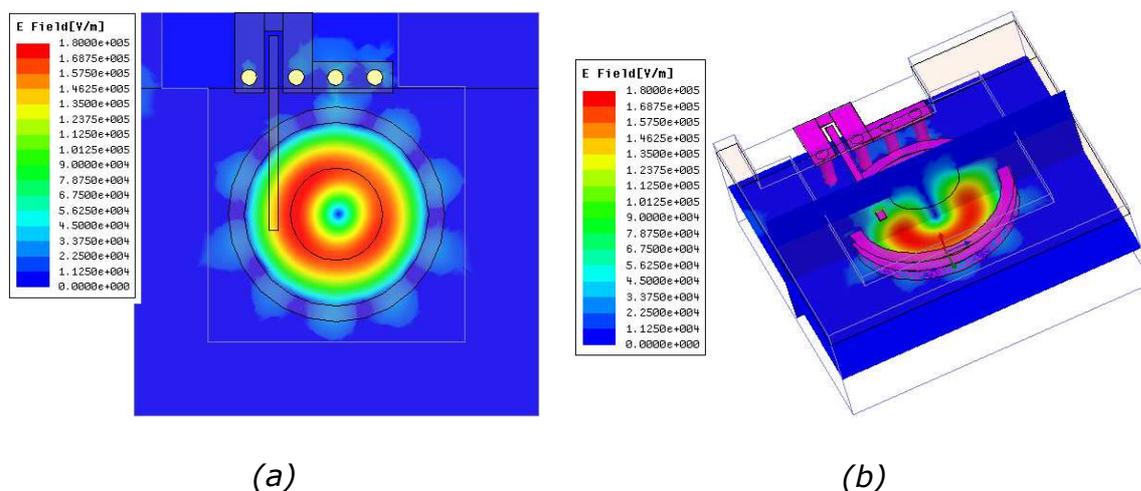


Figure III-33 : Champ E du mode TE₀₁₁

Les champs EM dans le résonateur sont présentés dans la Figure III-33. Les isovalues du module du champ E vérifient bien la conformité de la répartition du champ d'un mode TE₀₁₁.

Des études paramétriques ont été faites sur l'influence du rayon d'iris sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité à vide. Les résultats (Figure III-34) montrent que plus le un rayon de l'iris est grand, la fréquence de résonance diminue et plus le facteur de qualité à vide diminue aussi, l'augmentation des pertes par rayonnement en est la cause, le champ EM est de moins en moins confiné dans le résonateur.

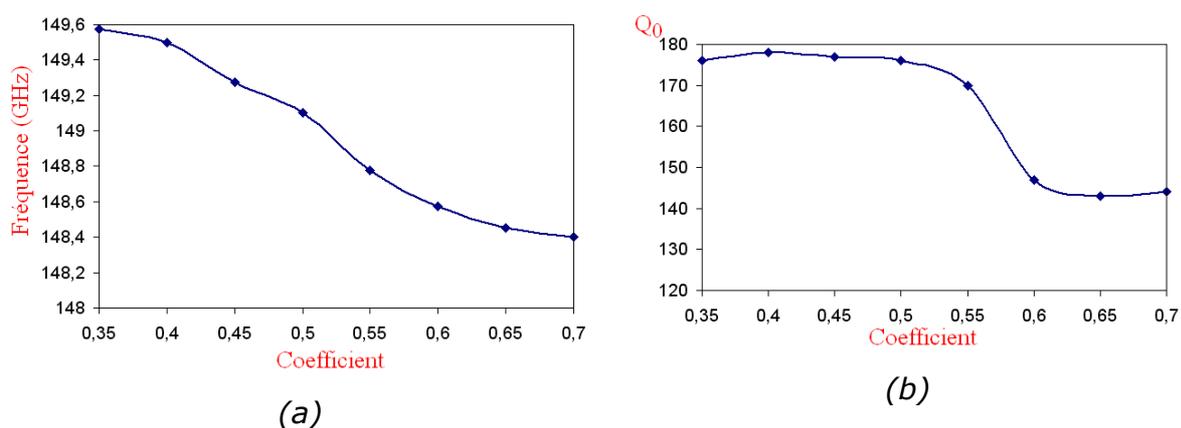


Figure III-34 : Variation de la fréquence (a) et du facteur de qualité à vide (b) en fonction du rayon d'iris, avec $R_{\text{iris}} = \text{Coefficient} \cdot R_{\text{anneaux}}$.

Le choix définitif de ce coefficient sera un compromis entre le facteur de qualité du résonateur et la sensibilité du capteur à un échantillon.

III.7.5 Lignes de transmission

En surface de la dernière couche de la structure LTCC, plusieurs lignes de transmission coplanaires sont créées (Figure III-35).

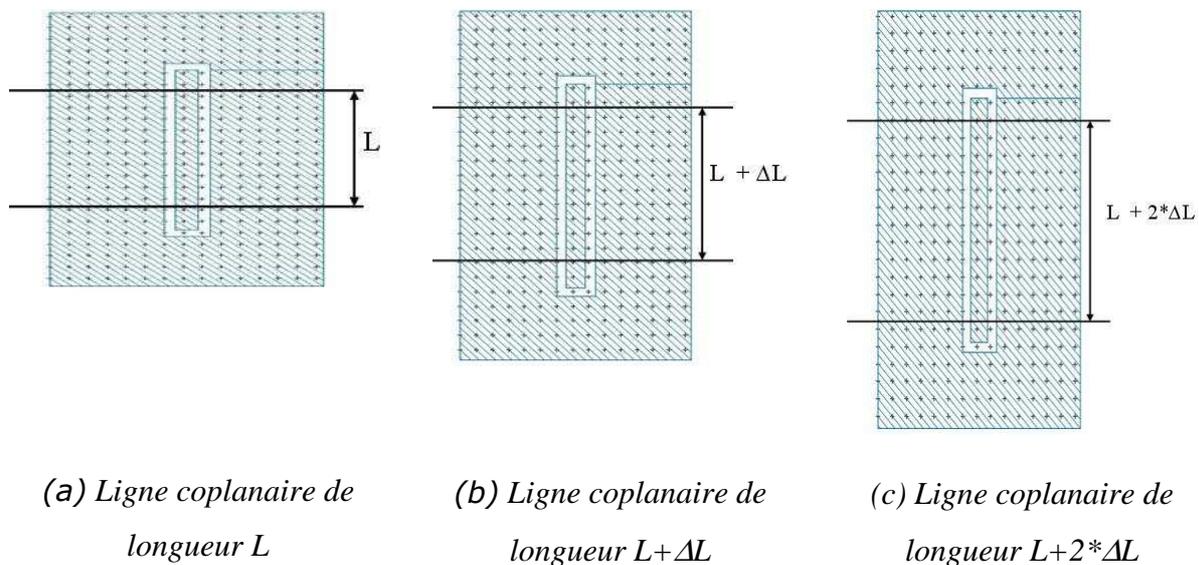


Figure III-35 : Lignes coplanaires

Plusieurs longueurs de ligne sont disponibles pour permettre un étalonnage de type TRL lors de la mesure des paramètres S de ces lignes. Deux largeurs de conducteur central sont disponibles pour multiplier les conditions de mesure et d'extraction des paramètres de propagation complexes. Deux modèles électromagnétiques basés sur la MEF et sur la méthode des Moments sont utilisées pour simuler le comportement en fréquence de ces lignes autour de 150 GHz.

De multiples techniques sont disponibles pour déterminer l'atténuation due aux pertes métalliques et celle due aux pertes diélectriques qui permettent de déduire la permittivité complexe des couches d'A6M et la conductivité de la métallisation.

On attend donc des mesures de ces motifs, outre une procédure d'étalonnage, l'extraction de la mesure de conductivité de la métallisation, difficile potentiellement à extraire des mesures des résonateurs comme nous l'avons vu.

III.8. Partie expérimentale

La technologie LTCC a démontré sa maturité pour des applications jusqu'à 50 GHz. Avec la montée en fréquence de quelques applications utilisant ce procédé de fabrication telles que des filtres et des antennes [III-22] et la diminution des dimensions de ces dispositifs à des valeurs de l'ordre du millimètre, il devient nécessaire d'étudier la sensibilité aux tolérances dimensionnelles du procédé de fabrication LTCC. Les défauts de réalisation peuvent être décomposés en plusieurs catégories : la résolution et les tolérances de métallisation des circuits, les variations d'épaisseur et les défauts d'alignement entre les différentes couches, la tolérance sur le retrait de cuisson [III-21]. De plus, les caractéristiques des matériaux ne sont pas connues à ces fréquences et font l'objet d'extrapolation à partir de données à plus basses fréquences. Les plus récentes proviennent d'une étude réalisée jusqu'à 65 GHz par le centre de recherche technique de VTT [III-21]. Ceci conduit à obtenir des réponses expérimentales souvent éloignées des réponses obtenues par simulation électromagnétique.

Il est proposé de réaliser les résonateurs conçus précédemment qui permettent d'évaluer les dérives dimensionnelles, de limiter la sensibilité aux défauts géométriques et qui servent de support à des capteurs pour la caractérisation diélectrique de matériaux. Il s'agit également de connaître la permittivité complexe du matériau utilisé dans cette technologie.

La Figure III-36 présente le masque des dispositifs à réaliser. On peut distinguer les résonateurs cylindriques en anneaux ayant un système d'excitation sur le côté et les capteurs avec un iris affleurant et en retrait disposés en bordure de la plaquette pour permettre la gravure du système d'excitation.

Ces dispositifs, conçus pour fonctionner aux très hautes fréquences, sont fortement soumis au risque d'excitation de modes parasites ou de couplage inter-résonateurs. Classiquement des vias métalliques sont ajoutés pour blinder les structures et limiter ces risques. Ainsi, quelques résonateurs en anneaux ont été blindés par un réseau de vias métalliques.

Les résonateurs rectangulaires fonctionnant sur le mode TE_{101} ont été alignés horizontalement de manière à faciliter leurs mesures par station sous pointes

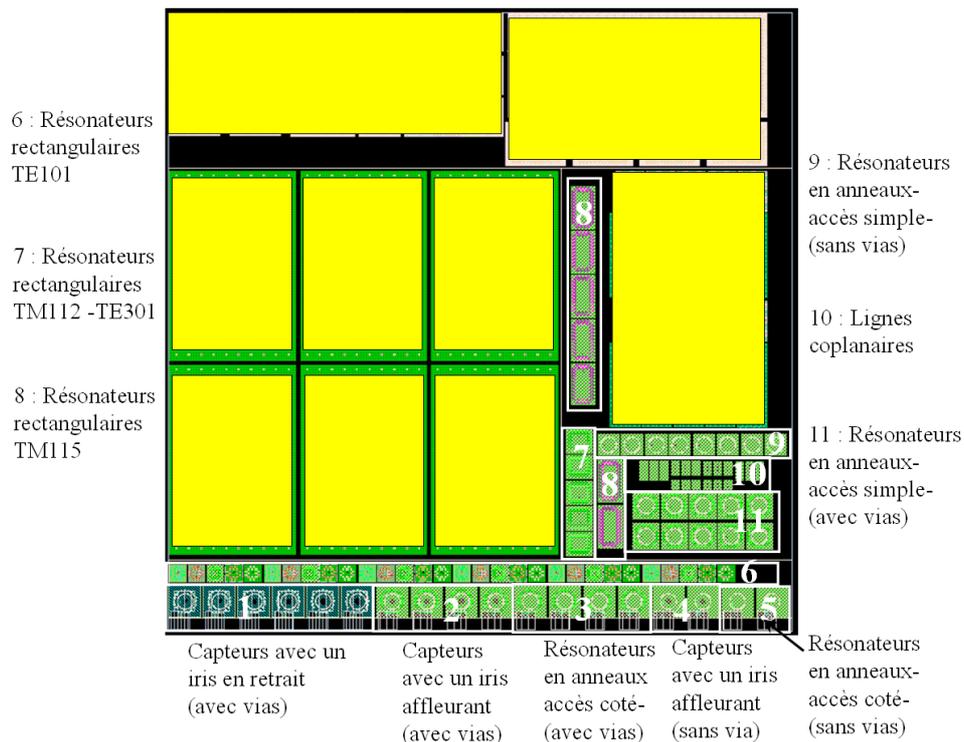


Figure III-36 : Présentation globale du masque à réaliser : position des dispositifs.

III.8.1 Caractérisation du matériau Ferro A6M de 10 à 94 GHz par cavités résonantes

III.8.1.1 Introduction

La technologie LTCC du fabricant VTT est basée sur l'utilisation de matériaux céramiques tels que le Ferro A6M. Ce matériau est celui des réalisations récentes au sein du laboratoire et notamment de dispositifs de filtrage, de cavités résonantes. Les écarts observés entre mesures et simulations peuvent s'expliquer par des dérives dimensionnelles dues au recuit, aux défauts d'alignement... mais aussi par une mauvaise connaissance de la permittivité complexe du matériau Ferro A6M. Afin de lever cette méconnaissance, la société VTT a fourni un ensemble d'échantillons vierges se présentant sous forme de substrat et dépourvu de métallisation. Issus du même lot que les derniers circuits fabriqués par VTT, ces matériaux ont été caractérisés de manière non destructive par plusieurs méthodes et techniques. Les échantillons à caractériser sont de dimensions et de nombres de couches différents: le premier échantillon de 4 couches de hauteur de 0,205 mm chacune et de

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

dimensions latérales de 50x50 mm², le deuxième échantillon se compose de 3 couches d'épaisseur de 0,19 mm chacune et de dimensions latérales de 22x22 mm², le troisième matériau est un échantillon de dimensions latérales de 11x11 mm², ce matériau est composé de deux couches chacune de 0,19 mm d'épaisseur, le dernier échantillon, de taille la plus petite, se compose d'une seule couche de 0,19 mm d'épaisseur et de dimensions latérales de 8,5x8,5 mm². Un ensemble de cavités résonnantes [III-15]-[III-16] développées de longue date au sein du laboratoire, correspondantes à une large gamme de fréquences discrètes a été utilisé pour caractériser ce matériau. Deux autres méthodes [III-18]-[III-19] ont permis de valider les résultats précédents.

Une cavité cylindrique résonnante sur les modes TE₀₁₁, TE₀₁₃ et TE₀₁₅ autour de 10 GHz a été utilisée pour caractériser les deux premiers échantillons de Ferro A6M. Les échantillons sont composés de 4 couches chacune de 0,2 mm, ils possèdent respectivement une épaisseur de 0,824 de ± 0,008 mm et 0,833 de ± 0,016 mm, pour des dimensions latérales de 50x50 mm². Ces valeurs sont en bon accord avec le cahier des charges de cette méthode de caractérisation.

La Figure III-37 présente les différentes cavités disponibles à XLIM ainsi que les dimensions nécessaires des échantillons à caractériser.

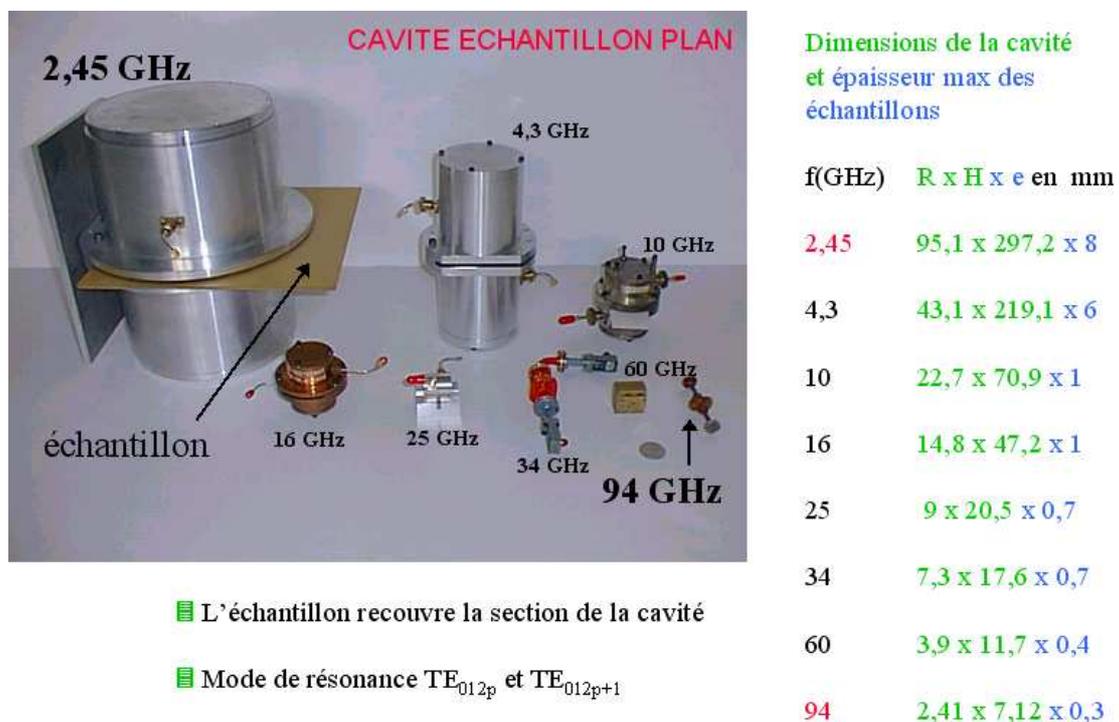


Figure III-37 : Différentes cavités disponibles et dimensions limites des échantillons

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

Le Tableau III-2 ci-dessous montre les résultats de mesures et caractérisation de ces deux échantillons à température ambiante (21° C).

Echantillon	Mode	Fréquence (GHz)	ϵ'	$\pm\Delta\epsilon'$	$\pm\Delta\epsilon'/\epsilon'$	$\tan \delta$	$\pm\tan\delta$	$\pm\tan\delta/\tan\delta$
n° 1	TE ₀₁₁	7,75	5,61	0,05	0,9%	-	-	-
n° 1	TE ₀₁₃	9,77	5,58	0,05	0,9%	1,0.10⁻³	3,3.10 ⁻⁵	3,3%
n° 1	TE ₀₁₅	12,7	5,6	0,06	1,1%	1,2.10⁻³	5,2.10 ⁻⁵	4,3%
n° 2	TE ₀₁₁	7,74	5,62	0,09	1,6%	-	-	-
n° 2	TE ₀₁₃	9,77	5,58	0,11	1,9%	1,0.10⁻³	5,3.10 ⁻⁵	5,2%
n° 2	TE ₀₁₅	12,7	5,6	0,12	2,1%	1,3.10⁻³	7,4.10 ⁻⁵	5,9%

Tableau III-2 : Résultats de mesures de deux échantillons Ferro A6M - cavité 10 GHz.

On peut remarquer d'après le tableau-1 que la permittivité moyenne du Ferro A6M est de l'ordre de 5,6 entre 7 et 13 GHz, sachant que l'erreur relative varie de 0,9 % à 2,1 %.

Cette erreur est due en grande partie aux incertitudes d'épaisseur des échantillons.

L'incertitude de l'épaisseur du deuxième échantillon est deux fois plus grande que celui du premier échantillon, ceci explique que les valeurs de l'erreur relative du deuxième échantillon soient deux fois plus grandes que celles du premier.

La méthode de la cavité résonante permet aussi de déterminer la tangente de pertes diélectriques. La réponse en transmission des deux échantillons sur le mode TE₀₁₁ montre une courbe dissymétrique, ceci explique que les valeurs de la tangente de pertes autour de 7,75 GHz, peu fiables ne sont pas reportées dans le Tableau III-2. Par contre, les réponses en transmission pour les deux autres modes présentent des courbes symétriques, et la détermination des valeurs de la tangente de pertes relativement précise.

Cependant, les résultats obtenus montrent que le matériau Ferro A6M a été caractérisé avec une précision tout à fait satisfaisante.

La caractérisation du Ferro A6M est continuée avec une cavité cylindrique résonnante à 16 GHz et qui fonctionne sur les deux modes TE₀₁₃ et TE₀₁₅. Nous avons pris les deux échantillons précédents et les résultats sont tabulés dans le Tableau III-3:

Echantillon	Mode	Fréquence (GHz)	ϵ'	$\pm\Delta\epsilon'$	$\pm\Delta\epsilon'/\epsilon'$	$\tan \delta$	$\pm\tan\delta$	$\pm\tan\delta/\tan\delta$
n° 1	TE ₀₁₃	14,7	5,56	0,06	1,0%	1,3.10⁻³	4,8.10 ⁻⁵	3,6%
n° 1	TE ₀₁₅	19,0	5,58	0,06	1,1%	-	-	-
n° 2	TE ₀₁₃	14,7	5,58	0,11	2,0%	1,2.10⁻³	6,9.10 ⁻⁵	5,7%

Tableau III-3 : Résultats de mesures de deux échantillons Ferro A6M - cavité 16 GHz.

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

Le Tableau III-3 présente une valeur moyenne de permittivité de l'ordre de 5.58 entre 14 et 19 GHz, avec une incertitude inférieure ou égale à 2%. L'incertitude sur la permittivité du deuxième échantillon conserve le même facteur que celle des épaisseurs des échantillons. Le type d'excitation des modes de résonance dans la cavité à 16 GHz est une sonde coaxiale terminée par une boucle magnétique afin d'exciter la composante de champ H_z des modes TE_{011} et TE_{013} . D'abord, la mesure est faite sans matériau pour faire résonner la cavité à vide, et après, avec matériau afin de déterminer leurs caractéristiques. Pour le mode TE_{015} , le couplage des deux accès est dissymétrique pour la cavité chargée, ceci explique que seule la permittivité a été déterminée autour de 19 GHz. Néanmoins les incertitudes restent faibles et les résultats tout a fait significatifs.

Les résultats de la caractérisation de ces échantillons du Ferro A6M qui sont composés de 4 couches chacun, montrent qu'il n'y a pas de dispersion de la permittivité en fonction du nombre de couche. Les pertes diélectriques augmentent logiquement avec la fréquence pour ce type de matériau.

Pour monter en fréquence, nous avons besoin d'une cavité plus petite que les deux cavités précédentes, et des échantillons avec des dimensions (épaisseurs) plus petites.

Pour cela, nous avons utilisé une cavité cylindrique à 25 GHz fonctionnant sur les modes TE_{011} et TE_{013} . Seule la caractérisation avec le mode TE_{013} a été possible.

Pendant la caractérisation du Ferro A6M avec la cavité à 25 GHz, nous avons pris deux échantillons de dimensions latérales de $22 \times 22 \text{ mm}^2$ et des épaisseurs moyennes de 0,5644 mm avec une erreur de $\pm 0,005 \text{ mm}$ pour le premier échantillon et de 0,564 mm avec une erreur de $\pm 0,0055 \text{ mm}$ pour le deuxième échantillon. Ces échantillons sont composés de 3 couches, chacune de 0,19 mm d'épaisseur.

Les résultats de la caractérisation de Ferro A6M sont présentés dans le Tableau III-4:

Echantillon	Mode	Fréquence (GHz)	ϵ'	$\pm\Delta\epsilon'$	$\pm\Delta\epsilon'/\epsilon'$	$\tan \delta$	$\pm\tan\delta$	$\pm\tan\delta/\tan\delta$
n° 1	TE_{013}	27,4	5,59	0,06	1,0%	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$7,2 \cdot 10^{-5}$	4%
n° 2	TE_{013}	27,4	5,58	0,06	1,0%	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$6,7 \cdot 10^{-5}$	3,7%

Tableau III-4 : Résultats de mesures de deux échantillons Ferro A6M - cavité 25 GHz.

Cette fois-ci, les erreurs de mesure des épaisseurs des deux échantillons sont égales. On trouve la même valeur de permittivité pour les deux échantillons.

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

La caractérisation de plusieurs échantillons de Ferro A6M de différentes dimensions latérales ainsi que de différentes épaisseurs jusqu'à 27 GHz montre que la permittivité relative est de l'ordre de 5.58, et la tangente de pertes diélectriques est de l'ordre de $1,8 \cdot 10^{-3}$.

Des mesures supplémentaires ont été faites sur les deux échantillons précédents de dimensions latérales de $50 \times 50 \text{ mm}^2$ et des épaisseurs moyennes de 0,8242 mm et 0,8332 mm (valeurs moyennes d'épaisseurs relevées sur plusieurs points des matériaux) avec la cavité à 25 GHz, mais les épaisseurs des échantillons sont trop importantes par rapport à la cavité. La cavité à 25GHz permet de caractériser des échantillons ayant une épaisseur maximale 0,7 mm. Les deux échantillons ont des épaisseurs proches de 0,83 mm qui sont plus grandes par rapport à l'épaisseur maximale recommandée.

Deux échantillons composés de 2 couches chacune de 0,19 mm et de dimensions latérales de $11 \times 11 \text{ mm}^2$ et d'épaisseurs moyennes de 0,38 mm avec une erreur de $\pm 0,005$ mm, ont été pris pour la mesure à 60 GHz pour une cavité fonctionnant sur le mode TE_{013} .

Echantillon	Mode	Fréquence (GHz)	ϵ'	$\pm\Delta\epsilon'$	$\pm\Delta\epsilon'/\epsilon'$	$\tan \delta$	$\pm\tan\delta$	$\pm\tan\delta/\tan\delta$
n° 1	TE_{013}	56,2	5,53	0,09	1,6%	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	6,9%
n° 2	TE_{013}	56,2	5,53	0,09	1,6%	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-4}$	7,2%

Tableau III-5 : Résultats de mesures de deux échantillons Ferro A6M - cavité 60 GHz.

Les résultats ci-dessus montrent que pour deux échantillons identiques nous avons obtenu la même valeur de permittivité et de tangente de pertes diélectriques. Ceci montre une bonne reproductibilité de la valeur de permittivité complexe déterminée.

La méthode suivante consiste à utiliser une cavité ouverte de type Fabry-Pérot [III-17]-[III-18] pour caractériser le matériau Ferro A6M à 76 GHz. A cette fréquence, les cavités classiques ne sont pas disponibles dans le laboratoire d'XLIM.

Les deux premiers échantillons de dimensions de $50 \times 50 \text{ mm}^2$ de Ferro A6M ont été repris pour la caractérisation avec la cavité Fabry-Pérot.

Echantillon	Fréquence (GHz)	ϵ'
n° 1	76,8	5,52
n° 2	76	5,55

Tableau III-6 : Résultats de mesures de la cavité ouverte à 76 GHz

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

Avec la méthode de Fabry-Pérot, les valeurs obtenues montrent que la permittivité varie entre 5,55 et 5,52.

Les incertitudes de détermination n'ont pas été estimées lors de cette caractérisation ainsi que la tangente de pertes diélectriques.

La dernière caractérisation de Ferro A6M par la méthode des cavités classiques est celle à 94 GHz. Deux échantillons des dimensions de 8,5x8,5 mm², et des épaisseurs respectives de 0,192 ± 0,005 mm et de 0,195 ± 0,005 mm ont été utilisés pour la caractérisation avec une cavité cylindrique résonnante sur le mode TE₀₁₃ autour de 94 GHz.

Echantillon	Mode	Fréquence (GHz)	ϵ'	$\pm\Delta\epsilon'$	$\pm\Delta\epsilon'/\epsilon'$	$\tan \delta$	$\pm\tan\delta$	$\pm\tan\delta/\tan\delta$
n° 1	TE ₀₁₃	91,1	5,55	0,16	2,9%	2,1.10⁻³	1,4.10 ⁻⁵	6,9%
n° 2	TE ₀₁₃	91,1	5,55	0,16	2,9%	2,1.10⁻³	1,5.10 ⁻⁴	7,2%

Tableau III-7 : Résultats de mesures de deux échantillons Ferro A6M - cavité 94 GHz.

La caractérisation de plusieurs échantillons de Ferro A6M de différentes dimensions latérales ainsi que des différentes épaisseurs à 94 GHz montre que la permittivité relative est de l'ordre de 5,55 et la tangente de pertes est de l'ordre de 2,1.10⁻³.

III.8.1.2 Caractérisation de Ferro A6M par un guide rayonnant

Une autre méthode à basses fréquences (bande X) a été utilisée pour caractériser aussi le Ferro A6M, C'est la méthode du guide d'onde rayonnant excité par le mode TE₀₁ [III-20]-[III-19].

Cette méthode permet de déterminer la permittivité sur une bande de fréquence, dans notre cas de, 10 à 11 GHz. La courbe des valeurs mesurées et la courbe de tendance des permittivités sont présentées sur la Figure III-38. Les courbes montrent que la permittivité est de l'ordre de 5,63 à 5,6 dans la bande [10-11] GHz.

Cette méthode est dite en réflexion et ne convient pas pour une détermination précise de la tangente de pertes si celle-ci est inférieure à 10⁻².

Cette méthode nécessite des échantillons de dimensions latérales au moins deux fois celle du diamètre du guide. Le guide d'onde ayant un diamètre de 40,16 mm, les échantillons les plus grands (50x50 mm²) ne satisfont pas à cette contrainte. Cependant ce facteur décroît

avec l'augmentation de la fréquence et on constate une convergence de la permittivité à partir de 10,6 GHz. La courbe de tendance ayant une asymptote autour de $\epsilon_r = 5,6$ à 11 GHz.

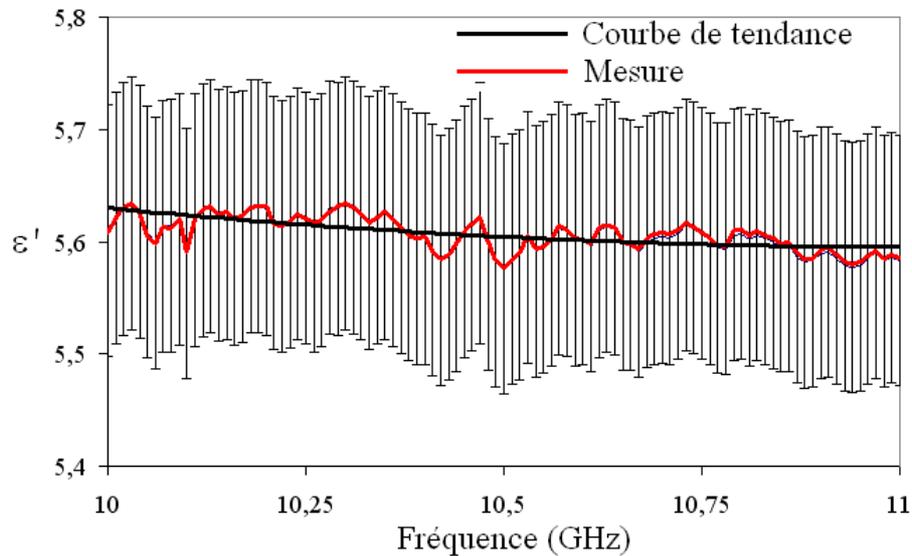


Figure III-38 : Valeurs mesurées et courbe de tendance des permittivités du Ferro A6M - guide rayonnant.

L'institut VTT a été procédé à une caractérisation du Ferro A6M par une méthode résonante basée sur la résonance d'un résonateur micro-ruban jusqu'à 60 GHz [III-21].

Cette méthode a permis de caractériser la permittivité, la tangente de pertes du Ferro A6M de LTCC, ainsi que la conductivité du métal utilisé jusqu'à 60 GHz.

Les valeurs obtenues par cette caractérisation sont présentées sur Tableau III-8:

ϵ_r	$\tan\delta$	σ S/m
5,74	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^7$

Tableau III-8 : Valeurs obtenues par VTT.

Le contraste entre les valeurs de la permittivité et de la tangente de pertes diélectriques obtenues par les différentes méthodes présentées et les valeurs obtenues par VTT peut s'expliquer par le fait que les échantillons ne sont pas du même lot et diffèrent par les conditions de fabrication et de caractérisation. Les résultats de VTT ne sont pas encadrés par une incertitude, se qui rend difficile une explication satisfaisante.

III.8.1.3 Conclusion

Différentes méthodes et techniques de mesure et de caractérisation de la permittivité ont été utilisées pour caractériser le matériau diélectrique Ferro A6M. Les différentes mesures ont été faites d'une manière non destructive et à une température de 21° pour assurer les mêmes conditions de caractérisation précise.

La caractérisation de Ferro A6M a été faite sur une bande de 10 à 94 GHz d'une manière progressive. La procédure a été divisée en différentes étapes. Chaque étape correspond à une fréquence de travail d'une cavité à laquelle plusieurs valeurs très proches de permittivités de différents échantillons sont extraites.

Les différentes méthodes ont montrées leurs efficacités en donnant des valeurs très précises avec des faibles erreurs relatives et des caractérisations similaires quelque soit la méthode utilisée.

Plusieurs échantillons ont été mesurés pour la caractérisation du Ferro A6M, chaque échantillon possède une épaisseur différente et de nombre de couche différent. Les résultats obtenus pour tous ces échantillons montrent qu'il y a peu de dispersion en fonction de la couche de la partie réelle de la permittivité. Les pertes diélectriques augmentent logiquement avec la fréquence. Ces résultats donnent une bonne base pour la caractérisation de ce matériau à plus haute fréquence.

III.8.2 Lignes de transmission

Différentes mesures sous pointes dans la bande 140-160 GHz, ont été faites sur les diverses pièces fabriquées chez VTT. Les résultats obtenus montrent qu'il y a un décalage fréquentiel des deux réponses (simulée et mesurée) de l'ordre de quelques GHz pour chaque pièce. Ceci peut s'expliquer par une valeur imprécise de la permittivité estimée du Ferro A6M et par une épaisseur de couche différente de 97 μm .

Concernant l'écart fréquentiel, un ensemble d'éléments doit être discuté afin de corriger le modèle théorique : La partie réelle de la permittivité peut fluctuer d'environ 2% suivant les données fabricant VTT. Celui-ci a procédé à une caractérisation du Ferro A6M de LTCC par l'utilisation d'un résonateur micro-ruban jusqu'à 60 GHz [III-21]. Les résultats obtenus sont relativement constants jusqu'à 60 GHz et la moyenne de $\epsilon_r = 5,74$,

$\tan \delta = 2,3 \cdot 10^{-3}$ et $\sigma = 25 \text{ S}/\mu\text{m}$. Disposant d'échantillons vierges sous forme de substrat et du même lot que les derniers circuits réalisés, une caractérisation non destructive par la méthode de cavité résonante à XLIM autour de 10 GHz et 94 GHz a été réalisée (voir caractérisation Ferro A6M). La valeur de la permittivité déterminée par cette caractérisation est de l'ordre de $\epsilon_r = 5,6 @ 10 \text{ GHz}$ et $5,55 @ 94 \text{ GHz}$.

Afin de corroborer ces mesures, des lignes de transmissions simples de type coplanaire ont été réalisées. L'épaisseur et les dimensions de la structure coplanaire étant mesurables (Figure III-39), le modèle EM a pu être ajusté (Figure III-40).

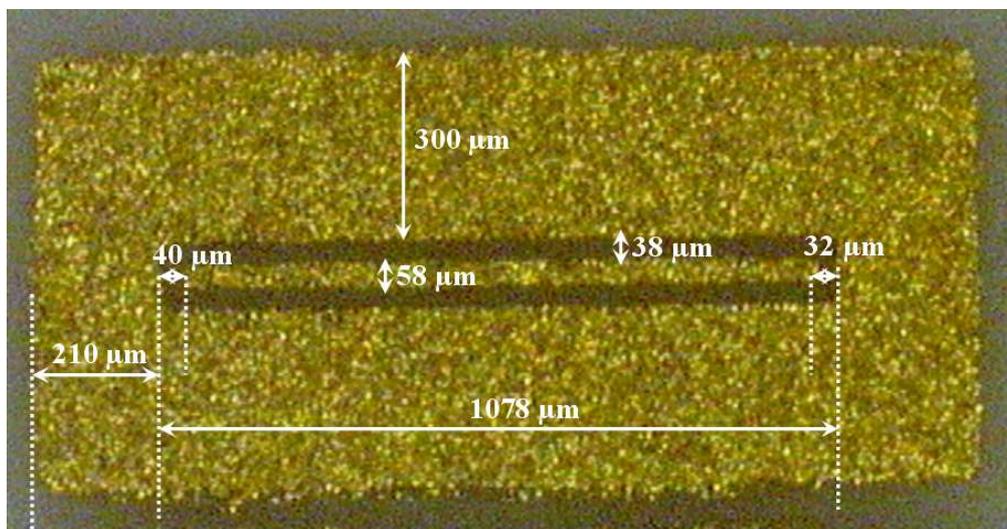


Figure III-39 : Vue de dessus d'une ligne coplanaire avec ses dimensions mesurées

La mesure sous pointes de la ligne de transmission de type coplanaire est réalisée à l'aide d'une station sous pointes à espacement de $75 \mu\text{m}$ et de marque Cascade. Les paramètres S sont récupérés à partir de l'acquisition des résultats de mesure d'un analyseur de réseaux vectoriel de type HP8510C équipé d'extensions millimétriques de marque OLESON dans la bande 110 – 170 GHz. Des mesures dimensionnelles ont été faites sur cette ligne à l'aide d'un projecteur de profile (V12 – NIKON) de précision de $\pm 1 \mu\text{m}$ pour déterminer les dimensions latérales de la ligne et corriger le modèle EM tracé sous Momentum d'ADS.

Plusieurs points ont été pris pour mesurer l'épaisseur de la plaquette où les dispositifs sont réalisés, la mesure de cette épaisseur montre que la plaquette n'est pas homogène entre les cotés et le centre de la plaquette mesurée. La mesure de l'épaisseur totale de la plaquette donne une valeur entre $1140 \mu\text{m}$ et $1152 \mu\text{m}$, ce qui donne une valeur moyenne de l'épaisseur de chaque couche de $95,5 \mu\text{m}$.

Une fois les dimensions corrigées dans le modèle EM, la permittivité du FERRO A6M et la conductivité du métal utilisé ont été ajustées pour faire coïncider les mesures et les simulations à 150 GHz.

Sur ce type de méthode en réflexion/transmission utilisé, l'influence des pertes métalliques est supérieure à celles diélectriques. La détermination de la tangente de pertes, à partir de cette méthode, est peu pertinente. Elle sera fixée à une valeur interpolée de 3.10^{-3} à 150 GHz.

Nous avons fait varier la partie réelle de permittivité afin de faire correspondre la phase du coefficient de transmission (S_{21}) simulée et la courbe de tendance de la phase du S_{21} mesurée (Figure III-40).

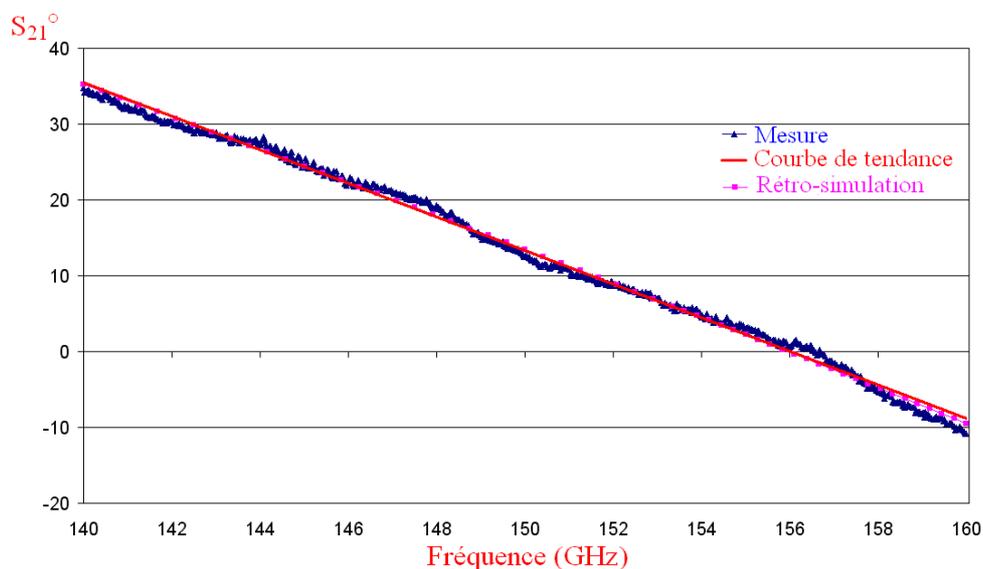


Figure III-40 : Coefficients de transmission simulé et mesuré avec une courbe de tendance de la ligne coplanaire.

La courbe du coefficient de transmission mesuré en dB (Figure III-41) permet le même processus d'ajustement pour l'estimation de la conductivité de cette ligne coplanaire. Une dissymétrie entre les paramètres $|S_{21}|$ et $|S_{12}|$ est observée et provient notamment de défauts des extensions millimétriques de l'analyseur. Cette dissymétrie ainsi que la variation des courbes dans la bande de fréquence ne permettent pas de déterminer précisément la conductivité de la métallisation qui évolue entre $2,510^7$ et 3.10^7 S/m.

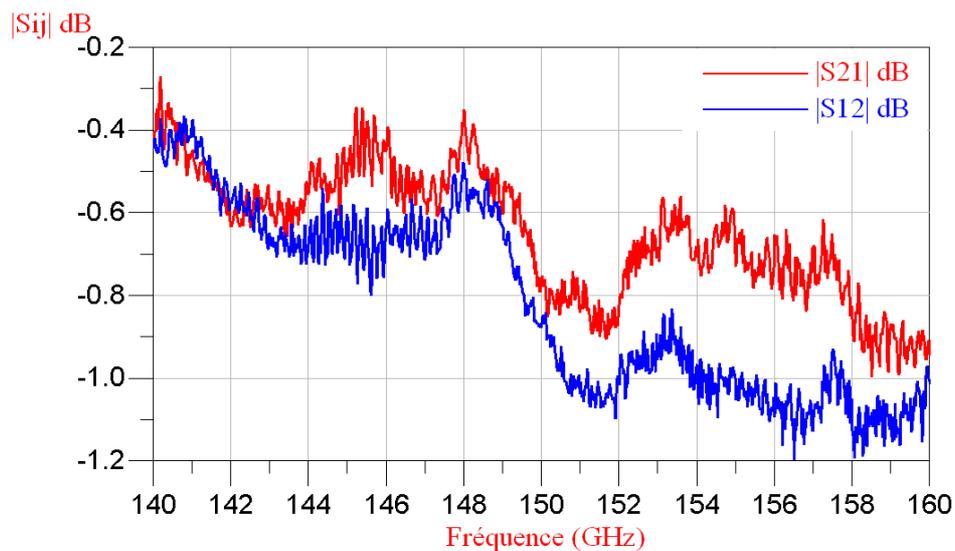


Figure III-41 : Module des coefficients de transmission mesurés d'une ligne coplanaire.

Les résultats obtenus à 150 GHz donnent une permittivité égale à $\epsilon_r = 5,52$, la conductivité est proche de $\sigma = 25 \text{ S}/\mu\text{m}$ et en bon accord avec celle donnée dans la littérature [III-21].

La courbe de phase du paramètre S_{21} mesuré de la ligne de transmission est bien une droite décroissante en fonction de la fréquence avec des variations qui peuvent être considérées comme l'amplitude de l'incertitude de mesure de la phase. A partir de ces incertitudes sur la phase, une étude sur l'incertitude de détermination de la permittivité du Ferro A6M a été menée (Figure III-42).

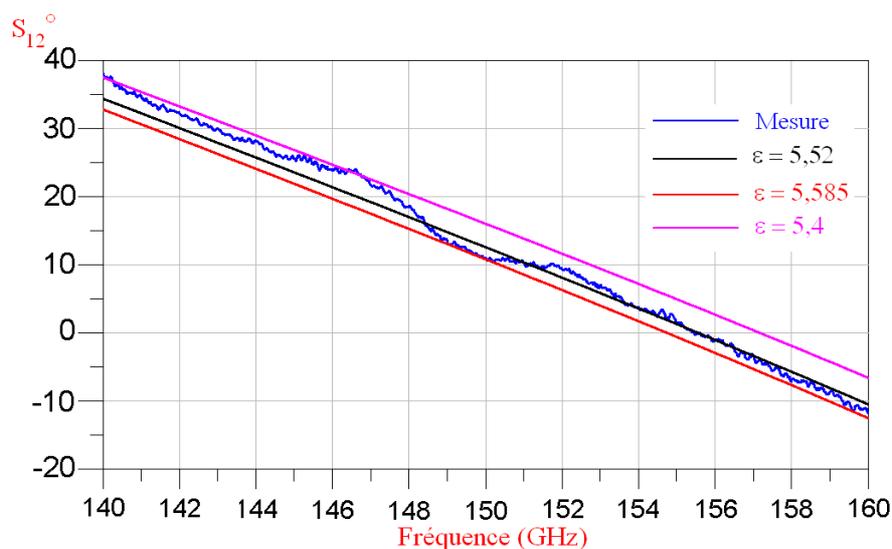


Figure III-42 : Tolérance de détermination de ϵ' de l'A6M.

Cette étude donne une incertitude sur le calcul de la permittivité de l'ordre de 2%. Les rétro-simulations donnent une permittivité du Ferro A6M à 150 GHz égale à $\epsilon_r = 5,52 \pm 2 \%$.

III.8.3 Résonateur en anneaux

A partir de ces résultats de permittivité, des rétro-simulations du résonateur cylindrique ont été faites en ajustant le rayon des anneaux de la structure. Pour un rayon de 597 μm restant dans la plage des variations dimensionnelles induites par le procédé, les calculs sont en bon accord avec la mesure (Figure III-43).

Le facteur de qualité à vide mesuré est égal à $Q_{0\text{mes}} = 239$, et celui des premières simulations est égal à $Q_{0\text{simul}} = 250$. Les rétro-simulations pour ajuster le rayon des anneaux de la structure ont été faites avec une conductivité de 25 S/ μm et une tangente de pertes de 3.10^{-3} , le facteur de qualité calculé est égale à $Q_{0\text{retro}} = 235$. L'écart de facteur de qualité mesuré et rétro-simulé est compris dans l'incertitude de mesure. Il n'est donc pas pertinent d'ajuster la tangente de pertes du matériau, qui joue un rôle de premier ordre sur le facteur de qualité, ni la conductivité qui joue un rôle de second ordre.

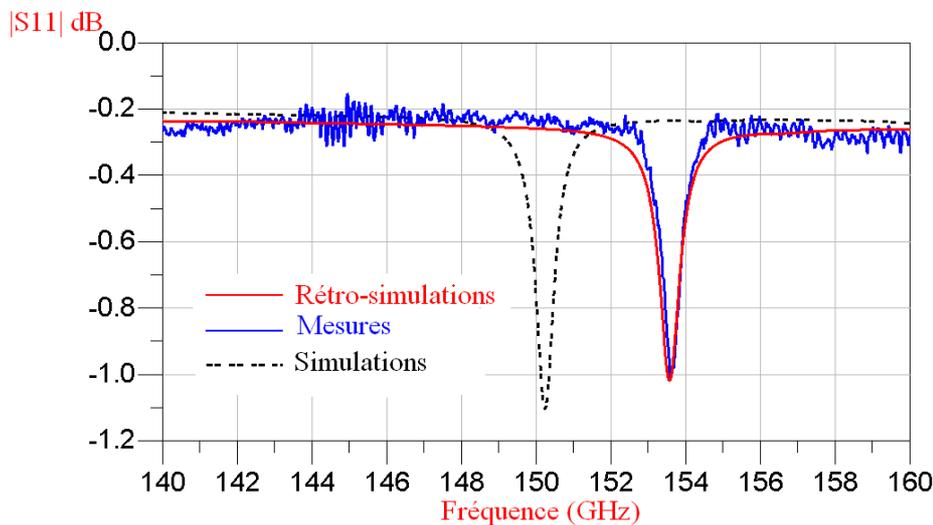


Figure III-43 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré du résonateur en anneaux.

Pour ce résonateur, la permittivité, la tangente de pertes diélectriques et la conductivité du matériau Ferro A6M à 150 GHz, sont tabulées dans le Tableau III-9

ϵ_r	$\tan\delta$	σ S/m
$5,52 \pm 2\%$	$3 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^7$

Tableau III-9 : Valeurs obtenues pour le résonateur en anneaux.

Les études de sensibilité de cette structure ont montré qu'une variation de 1% de la conductivité des métaux modifie le facteur de qualité de 0,08 % et qu'une variation de la tangente de pertes de 1 % modifie le facteur de qualité de 0,6 %.

III.8.3.1 Blindage par vias métallisés

A très hautes fréquences, le risque de présence de modes parasites est important. La topologie particulière du résonateur en anneaux élimine certains modes classiques mais peut permettre l'excitation d'autres modes qui s'installent entre les anneaux. Dans notre bande de fréquence utile, ces modes parasites ne sont pas présents (Figure III-44). L'usage de blinder les motifs résonants par des vias a été suivi partiellement lors de la réalisation des composants: chaque motif expérimental existe en version avec vias et en version sans vias à l'inverse des modèles théoriques qui ne sont que des structures sans vias.

Expérimentalement, les motifs résonants avec et sans vias ont été mesurés pour connaître l'influence de ceux-ci.

La Figure III-44 montre clairement que pour un résonateur cylindrique en anneaux entouré par des vias métalliques et excité par une ligne coplanaire gravée sur la surface métallisée supérieure, deux modes parasites apparaissent dans la bande [140 – 160] GHz.

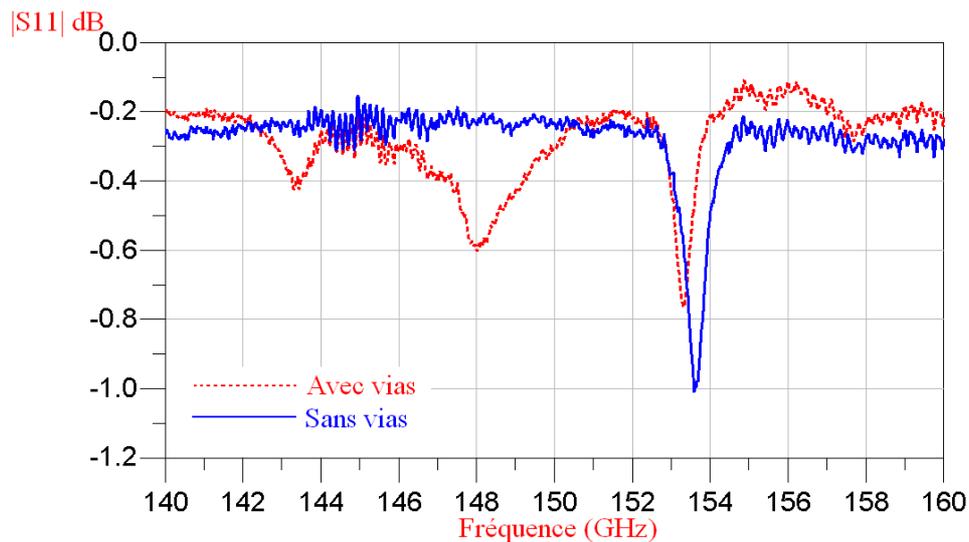


Figure III-44 : Comparaison des résonateurs cylindriques en anneaux couplés par ligne coplanaire court-circuitée, avec et sans vias entourant les anneaux.

La Figure III-45 présente les coefficients de réflexion des résonateurs en anneaux excités par une ligne stripline (accès par le coté), avec et sans vias métallisés entourant les anneaux. On retrouve les deux modes parasites déjà observés (Figure III-44) toujours excités avec le système d'excitation par stripline.

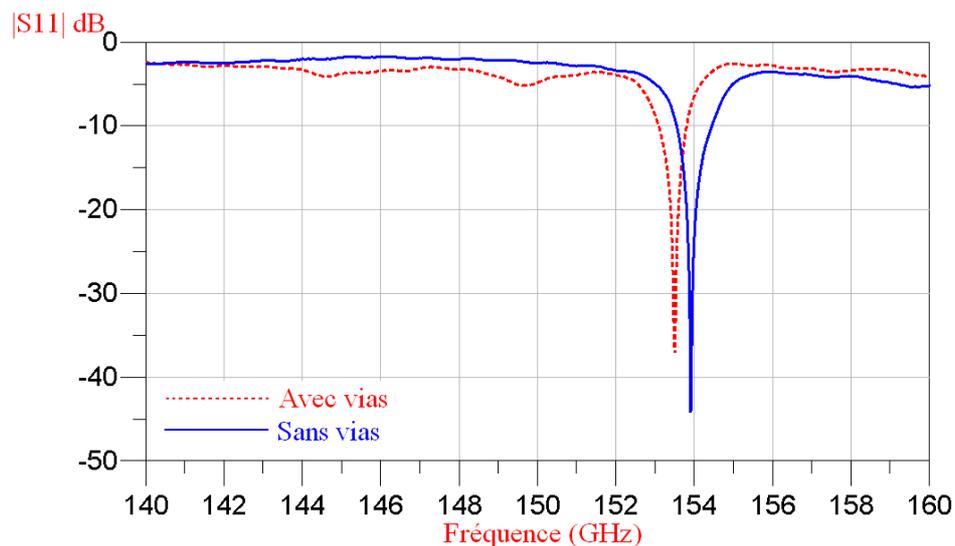


Figure III-45 : Comparaison des résonateurs cylindriques en anneaux couplés par stripline, avec et sans vias entourant les anneaux.

Ces deux courbes montrent l'effet d'un blindage par vias métallisés du résonateur en anneaux. Les vias métallisés amènent des pics parasites qui sont gênants par leur proximité

fréquentielle avec le mode principal mais améliorent légèrement les pertes d'insertion à hautes fréquences.

III.8.4 Résonateurs rectangulaires mode TE_{101}

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu, que pour caractériser un système en technologie LTCC, ou plus précisément, pour estimer la partie réelle de la permittivité, et la conductivité du métal, des lignes de transmission de type coplanaires sont étudiées, simulées et fabriquées, et pour déterminer la tangente de pertes de LTCC, une cavité cylindrique résonnante en anneaux a été utilisée. Il s'agit de mesurer les paramètres-S d'un résonateur dans la bande de fréquence considérée. En s'appuyant sur les coefficients de transmissions mesurés, le facteur Q à vide, l'atténuation totale peut être calculée.

Dans ce paragraphe, un résonateur rectangulaire fonctionnant sur le mode TE_{101} a été fabriqué en 6 lots sur chaque plaquette, chaque lot est composé de cinq exemplaires avec des hauteurs différentes (Figure III-46).



Figure III-46 : 6 lots de résonateur rectangulaire TE_{101} chacun de 5 exemplaires avec des hauteurs différentes.

La Figure III-47 présente l'exemple d'un résonateur réalisé à section rectangulaire fonctionnant sur le mode TE_{101} avec une excitation par ligne coplanaire court-circuitée (forme papillon). La largeur du conducteur central de la ligne d'excitation est comprise entre $54 \mu\text{m}$ et $58 \mu\text{m}$, les distances entre le conducteur central et la masse sont comprises entre $33 \mu\text{m}$ et $38 \mu\text{m}$.

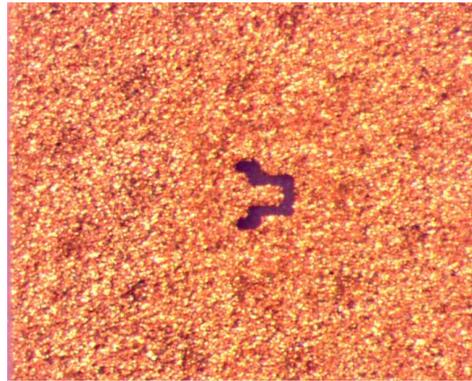


Figure III-47 : Ligne coplanaire court-circuitée de la cavité a section rectangulaire
– mode TE_{101} .

La Figure III-48 présente les résultats des coefficients de réflexion mesurés de six résonateurs rectangulaires identiques fonctionnant sur le mode TE_{101} avec une hauteur de 4 couches pour la plaquette n°3.

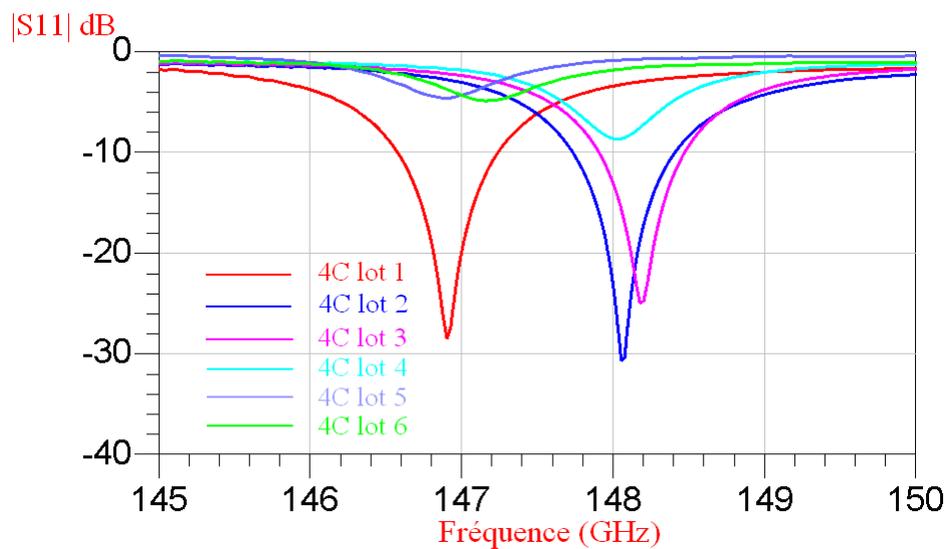


Figure III-48 : Coefficients de réflexion mesurés de 6 résonateurs rectangulaires (mode TE_{101}) avec une hauteur de 4 couches pour la plaquette n°3.

Les 3 premiers lots correspondent aux exemplaires du résonateur rectangulaire fonctionnant sur le mode TE_{101} avec une largeur d'âme centrale de la ligne coplanaire de 60 μm , et les autres lots (4, 5 et 6) correspondent à ceux avec une largeur d'âme centrale de 45 μm . On peut remarquer que les coefficients de réflexion des 3 premiers résonateurs ont de bonnes adaptations (Figure III-42) et les 3 autres résonateurs, une moins bonne adaptation.

Ceci est normal du fait de l'impédance caractéristique différente de ces lignes qui sont mesurées par pointes adaptées à 50 Ohms.

Les calculs des facteurs de qualité à vide qui tiennent compte du couplage montrent que ces résonateurs possèdent des facteurs de qualité à vide identiques aux incertitudes de mesures près, $Q_{0 \text{ moy}} = 180 \pm 5$.

La Figure III-48 montre également que les résonateurs à 4 couches ne possèdent pas les mêmes fréquences de résonance, du fait de la position des résonateurs sur la plaquette. En effet, suivant la position d'un résonateur sur la plaquette (proche d'un bord ...) et la densité des vias à proximité, les dimensions des résonateurs peuvent varier d'un résonateur à l'autre.

Un autre exemple de la réalisation de résonateurs rectangulaires à 6 couches est donné Figure III-49.

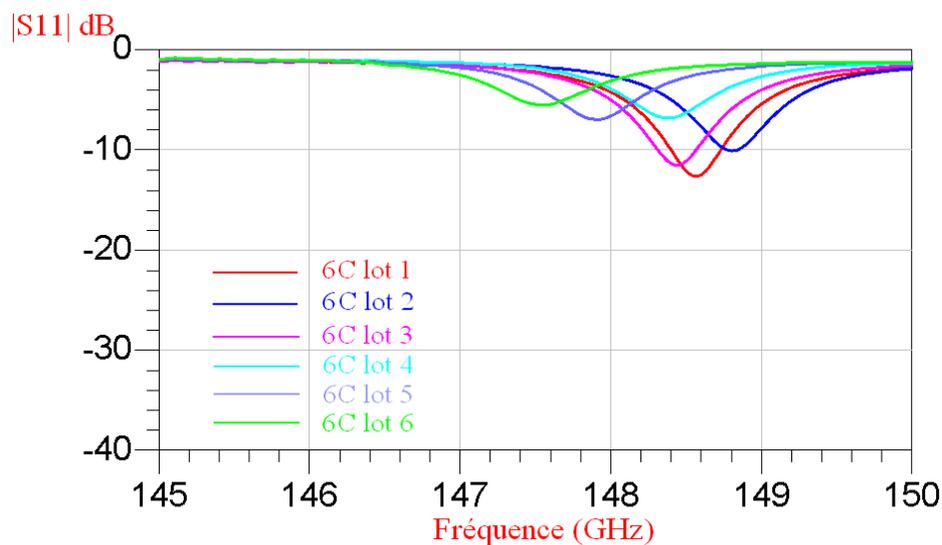


Figure III-49 : Coefficients de réflexion mesurés de 6 résonateurs rectangulaires (mode TE_{101}) avec une hauteur de 6 couches pour la plaquette n°3.

On observe la même dispersion des fréquences de résonance pour ces résonateurs conçus de manière identique.

L'adaptation est de niveau plus faible du fait d'un couplage à dimensions constantes pour un volume de résonateur plus grand.

Les valeurs des facteurs de qualités mesurés correspondent à ceux obtenus en simulation avec une conductivité $\sigma = 25 \text{ S}/\mu\text{m}$ et $\tan \delta = 3.10^{-3}$. Ils valident la prédominance des pertes diélectriques du matériau A6M et la valeur considérée pour les calculs mais ne

permettent pas, de part leur niveau trop faible, la caractérisation de la conductivité des métallisations utilisées.

III.8.5 Résonateur rectangulaire bi-modes, mode TM_{112} et TE_{301} .

Des rétro-simulations ont été réalisées sur ces structures bi-modes (TM_{112} et TE_{301}) après la détermination de la permittivité du Ferro A6M en modifiant les dimensions latérales du résonateur et pour ajuster la réponse simulée à la réponse mesurée. Les dimensions latérales obtenues après optimisation de la cavité sont les suivantes : 1,182 mm de longueur, 1,38 mm de largeur.

Les facteurs de qualité à vide mesurés (Figure III-50) pour les modes TM_{112} et TE_{301} sont respectivement de 228 et de 244, et sont en bon accord avec ceux simulés (230 pour le mode TM_{112} et 244 pour le mode TE_{301}). Les pertes prises en compte dans le modèle numérique sont pertinentes.

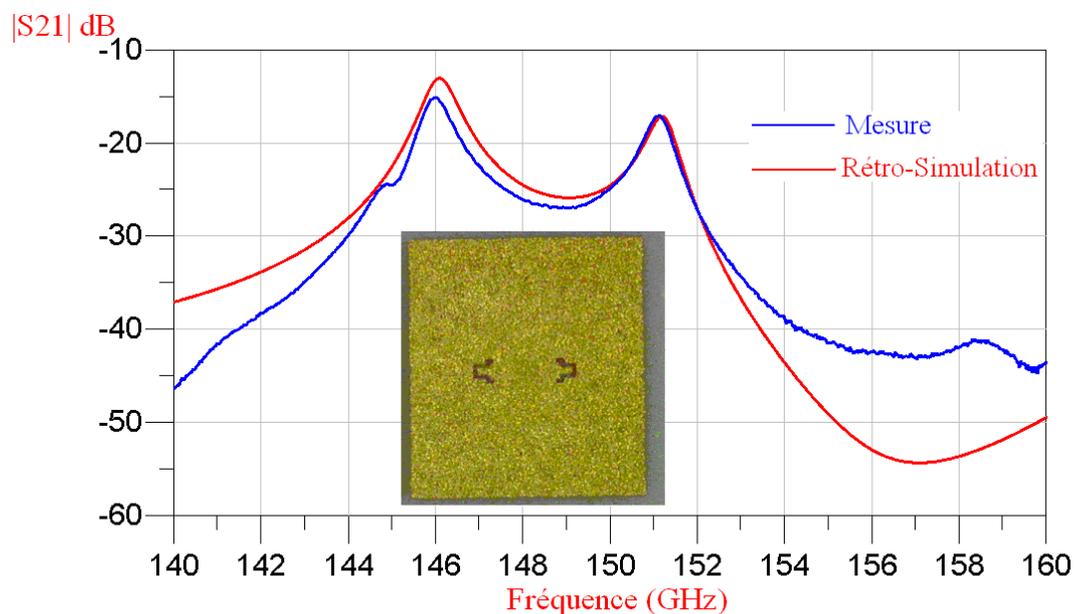


Figure III-50 : Coefficients de transmission mesuré et simulé du résonateur bi-mode, TM_{112} - TE_{301} .

Les fréquences de résonance mesurées et rétro-simulées coïncident de manière satisfaisante. Les dimensions latérales ont été corrigées de 30 μm pour l'une et de 35 μm pour

l'autre, par rapport à celles du masque fourni à VTT. Ces différences sont supérieures aux précisions d'alignement des couches qui dépendent de plusieurs étapes du processus LTCC, mais sont correctes si on considère le contexte de conception de ces résonateurs. En effet, des études menées par VTT sur la fabrication de circuits à très hautes fréquences avec des dimensions très inférieures aux dimensions standards de fabrication, ont montré une tolérance très importante de 10 à 15 % [III-21].

III.8.6 Résonateur rectangulaire fonctionnant sur le mode TM_{115} .

Un résonateur rectangulaire témoin fonctionnant sur le mode TM_{115} a été réalisé sur la même plaquette que les résonateurs précédents pour évaluer la dispersion des caractéristiques du Ferro A6M et du processus LTCC.

Après la rétro-simulation du résonateur rectangulaire TM_{115} avec la permittivité actualisée et les dimensions ajustées, un mode rectangulaire TE_{106} fait son apparition.

La différence entre la courbe simulée et mesurée (Figure III-51) peut s'expliquer par le fait que les modes TM_{115} et TE_{106} sont confondus en mesure. Le pic de résonance est plus large que celui en simulation. Un éventuel désalignement des vias peut être une explication.

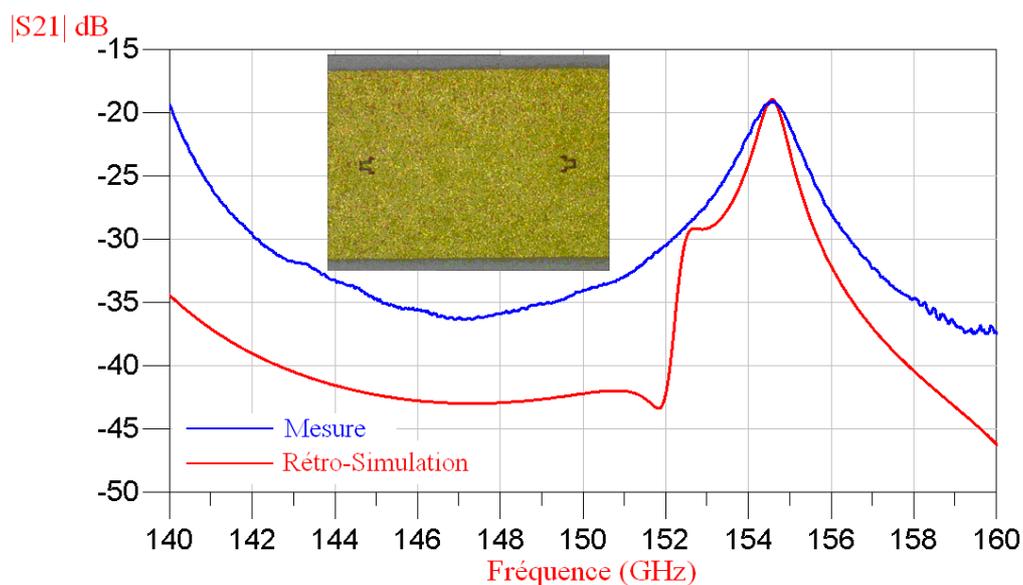


Figure III-51 : Coefficients de transmission mesuré et simulé du résonateur rectangulaire fonctionnant sur le TM_{115} .

Les dimensions latérales ajustées par rétro-simulation de cette cavité sont les suivantes : 2,7 mm de longueur, 1,22 mm de largeur.

La Figure III-52 montre les différentes configurations des vias dans une structure LTCC. La première figure (a) est la configuration idéale des vias dans les modèles numériques, et les figures (b) et (c) sont les configurations réalistes des vias dans les dispositifs réalisés. On peut remarquer que les vias ne sont pas colinéaires, n'ont pas le même diamètre et n'ont pas de parois régulières.

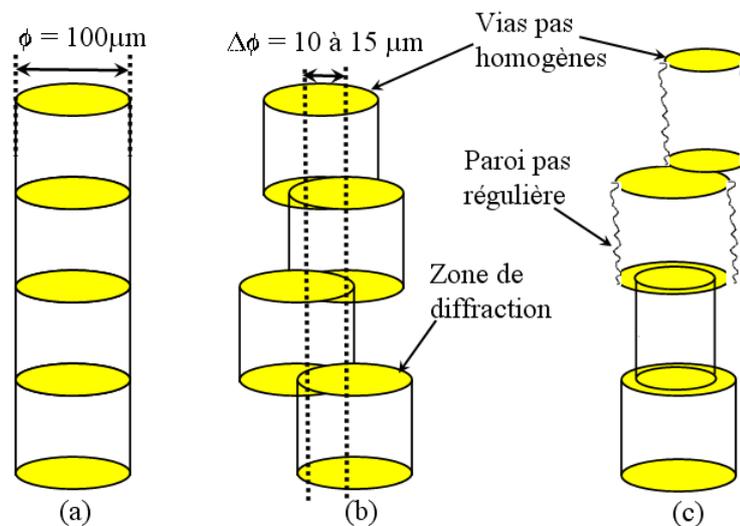


Figure III-52 : Configurations réalistes des vias dans les dispositifs

Des études ont été effectuées par VTT [III-21] montrant que la sérigraphie des lignes conductrices et des espaces, qui sont très inférieure à $100 \mu\text{m}$ (dans notre cas les espaces sont égaux à $30 \mu\text{m}$), est très difficile et la tolérance de la largeur de la ligne imprimée est de quelques microns ou de plusieurs pour cent. Une tolérance typique est, toutefois, d'environ 5%, en tenant compte des changements dans les propriétés des métallisations et les tolérances des films-masques de faible coût qui sont utilisés. Une autre source d'erreur importante des dimensions des conducteurs est la tolérance du retrait du «cofrittage» de ce procédé. Le retrait du procédé de VTT est généralement de 15 % avec une tolérance estimée de 0,2% pour une production de volume. En pratique, le dépôt du métal sur la couche LTCC affecte le retrait, ce qui amène des tolérances plus grandes que cela. De plus, il peut avoir une différence de retrait des couches entre la zone centrale et celle en périphérie du circuit. La situation devient plus difficile lorsque la conception se fait avec des dépôts de différents métaux sur la même plaquette, ce qui devient fréquent. Plusieurs itérations peuvent donc être nécessaires pour

optimiser les coefficients d'ajustement de la plaquette et notamment sa mise à l'échelle afin d'obtenir une précision maximale. Le choix des métaux utilisés pour l'impression de lignes très fines est important et les étapes du processus LTCC, tels que le laminage et la co-cuisson, doivent être soigneusement contrôlées pour conserver le niveau de précision requis.

Les variations d'épaisseur de la couche diélectrique lors de la cuisson d'un substrat est généralement de quelques pour cent. En plus de la tolérance du retrait de co-cuisson dans la direction z, il y a typiquement une variation de 1 à 2% de l'épaisseur de la bande de diélectrique, d'un lot de fabrication à un autre. En outre, l'impression et l'épaisseur des conducteurs peuvent influencer sur la distance couche-à-couche lors de la phase de laminage.

La précision de l'alignement couche-à-couche dépend de la précision de plusieurs étapes du processus. La perforation des vias dans la plaquette peut être faite en général avec une précision de 10 à 20 μm en production. L'erreur d'alignement du conducteur imprimé est typiquement de 5 à 10 μm , mais peut être facilement supérieur à 20 μm pour une plaquette à grande surface, si le processus d'impression n'est pas soigneusement contrôlé. Le désalignement des couches de 10 à 15 μm dans le processus d'assemblage ne peut pas être négligé. La stabilité dimensionnelle des plaquettes peut également devenir un problème, à moins que toutes les étapes du processus soient soigneusement contrôlées et les plaquettes manipulées avec soin. En contrôlant soigneusement les étapes du processus et en optimisant la conception, la précision d'alignement couche-à-couche, pour les vias et les conducteurs, est généralement de 10 à 20 μm .

Toutes ces études ont montré que la fabrication de dispositifs aux très hautes fréquences avec des dimensions très inférieures aux dimensions standards de fabrication entraîne une tolérance dimensionnelle très importante de l'ordre de 10 à 15 %.

Nous avons constaté dans nos études, lors des phases d'ajustement des modèles numériques par rapport aux mesures, des écarts dimensionnels de l'ordre de 20 μm et 30 μm .

III.8.7 Capteurs Miniatures LTCC

Deux types de configuration du capteur miniature basé sur le résonateur en anneaux ont été réalisés. La première configuration est celle du capteur possédant un iris circulaire affleurant, gravé sur la surface métallisée de la dernière couche et qui est directement en

contact imparfait avec l'échantillon à caractériser. La structure présentée est réalisée sans vias de blindage.

Les dimensions de ce capteur sont celles définies lors de l'étude théorique.

La Figure III-53 présente les résultats des mesures du capteur avec un iris affleurant, à vide et avec un échantillon de matériau Ferro A6M de 0,38 mm d'épaisseur. Un décalage en fréquence entre le capteur à vide et en charge est bien observé. L'élargissement du pic de résonance traduit bien l'influence des pertes diélectriques du matériau sur le mode de résonance du résonateur. Cependant, ces variations ne sont pas du même ordre de grandeur que celles observées en simulation. Ceci peut s'expliquer par l'absence de prise en compte d'une lame d'air existante entre l'échantillon et la surface du capteur.

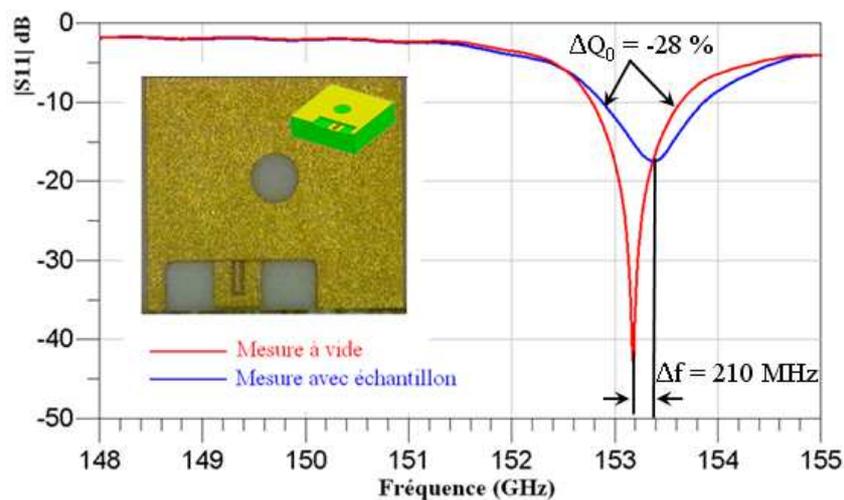


Figure III-53 : $|S_{11}|$ mesurés du capteur avec iris affleurant, à vide et en charge.

Ce problème de lame d'air et de défaut de contact entre le matériau à caractériser et le capteur est bien identifié. Cette lame d'air, variable suivant les conditions de mesures, influe naturellement sur les conditions de raccordement des champs aux interfaces. Même si le choix du mode TE_{011} minimise ces aspects, il devra être nécessaire de tenir compte de cette lame d'air dans le modèle numérique avec toute la difficulté d'estimer la valeur de l'épaisseur de cette lame d'air.

Afin d'éviter le contact direct entre cette surface et l'échantillon et de minimiser l'incertitude sur l'épaisseur de cette lame d'air, une nouvelle configuration de capteur avec un iris en retrait de la surface de contact de l'échantillon a été étudiée (cf. III.7.4).

La Figure III-54 présente les résultats des mesures du capteur avec un iris en retrait à vide et en présence d'un échantillon de Ferro A6M de 0,38 mm d'épaisseur.

Pour ce capteur en particulier, aucune structure sans via n'a été initialement prévue lors de la réalisation. C'est donc une structure avec vias qui est présentée ici. L'écart de fréquence entre les deux mesures de la fréquence de résonance est de l'ordre de 240 MHz, ce qui est comparable à l'écart constaté avec le résonateur à iris affleurant. Sur cet échantillon, il n'y a pas de pertes de sensibilité sur ce qui permet de remonter à la partie réelle de la permittivité. Concernant le facteur de qualité à vide des deux mesures, une diminution de 18% est observée. Cette diminution est inférieure à celle du capteur à iris affleurant. Le capteur reste sensible aux pertes diélectriques de l'échantillon malgré l'éloignement du matériau par rapport à l'iris.

Pour augmenter le décalage en fréquence en présence d'un échantillon afin d'améliorer la sensibilité du capteur, l'iris peut être plus grand. Cela se fait au détriment de la sensibilité aux faibles pertes diélectriques avec un facteur de qualité à vide plus faible du fait des pertes par rayonnement plus importantes.

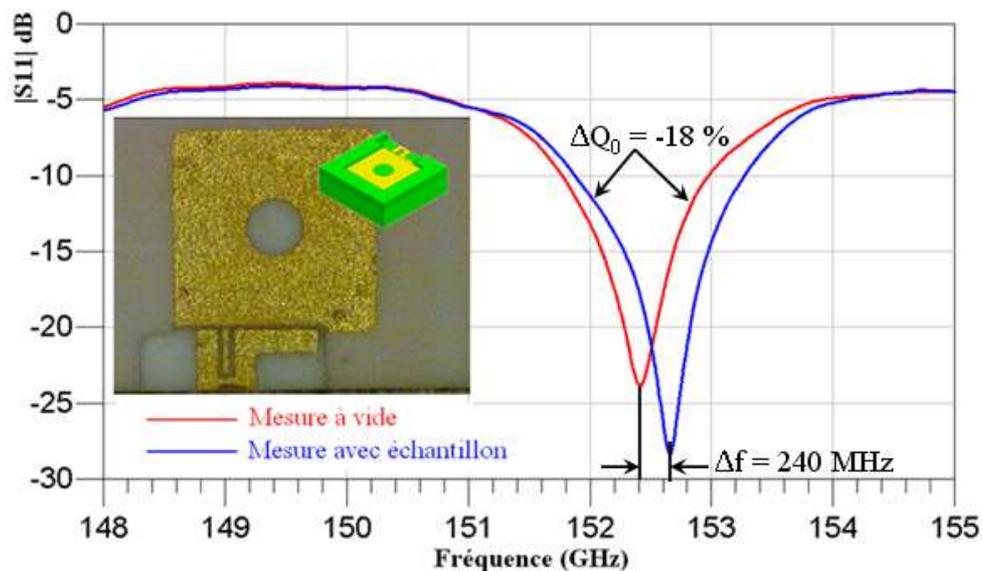


Figure III-54 : $|S_{11}|$ mesurés du capteur avec iris en retrait, à vide et en charge.

Un autre échantillon de Ferro A6M d'épaisseur de 0,19 mm d'épaisseur a montré un décalage fréquentiel de l'ordre de 540 MHz. Cette différence de résonance entre les deux échantillons de même nature montre que le champ rayonné à travers l'iris est encore

important au niveau de la face arrière de l'échantillon dans ces conditions. L'environnement proche en face arrière de l'échantillon doit être libéré de tout élément perturbant.

En dehors de la fréquence de résonance, le niveau de pertes est de l'ordre de -2,5 dB en début de bande pour la structure avec l'iris affleurant. Ceci se retrouve bien en simulation par l'ajout de conditions limites rayonnantes autour de la structure annulaire. Pour la structure avec l'iris en retrait, les pertes sont plus importantes en début de bande. Expérimentalement, nous ne disposons que de structures avec vias métallisés. Le niveau de pertes supérieur à basse fréquence s'explique par la présence de ces vias métallisés autour de la structure annulaire qui amènent une résonance parasite proche de la résonance du résonateur et qui perturbent la résonance de celui-ci.

La répétabilité des mesures a été évaluée à vide et avec un matériau. Un cycle de mesures à vide du capteur a été réalisé en retirant et en reposant les pointes de mesures. Une variation inférieure à 80 MHz a été observée. Ceci implique d'introduire un terme correctif sur les fréquences mesurées avec échantillon, procédé classique dans les méthodes résonantes. Ce terme correctif est calculé à partir de la différence de fréquence de résonance mesurée et théorique du capteur à vide.



(a)

(b)

Figure III-55 : Mesures sous pointes du capteur avec un iris en retrait, à vide (a), avec un échantillon (b).

Avec un échantillon de Ferro A6M de 0,38 mm, les mesures répétitives menées en enlevant et remplaçant l'échantillon montrent une variation fréquentielle inférieure à 30 MHz

(Figure III-56). Cette variation justifie à elle seule une augmentation de la sensibilité du capteur aux échantillons par l'utilisation d'un iris plus grand.

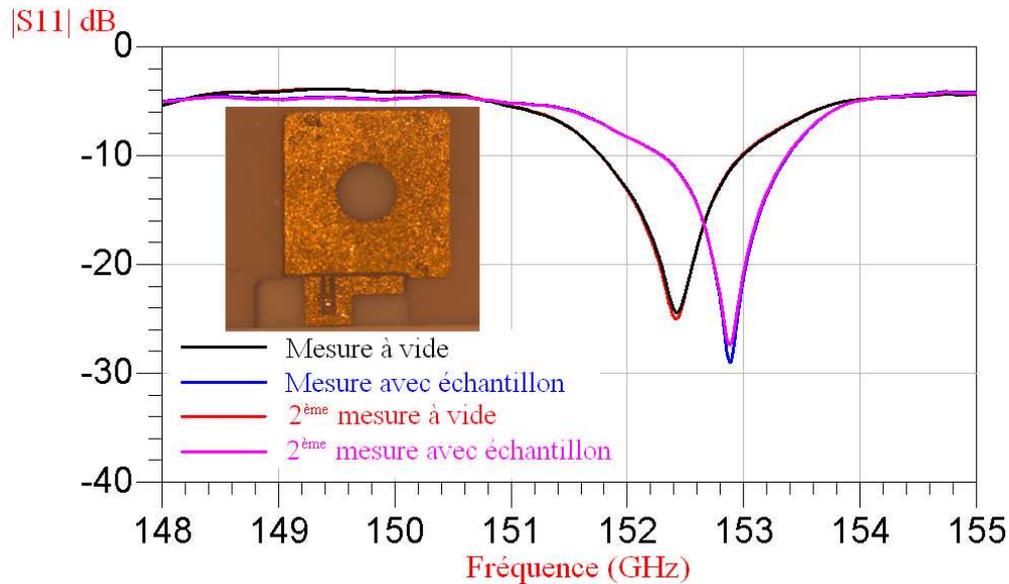


Figure III-56 : Décalage de la fréquence de résonance dû au matériau et répétabilité des mesures

Afin d'évaluer les dimensions latérales de l'échantillon nécessaires pour considérer le champ EM quasiment nul au niveau des parois latérales de celui-ci, des calculs de champ sont effectués dans des plans de coupe parallèles à l'échantillon. Ici, les calculs sont réalisés pour un échantillon d'Alumine épais de 0,6 mm. Ceux-ci montrent une atténuation rapide du champ électrique avec l'éloignement du centre de l'iris. En limitant le module du champ électrique normalisé en fonction du rayon à 10 % ($|E(r)|/|E|_{\max} < 10\%$), on obtient des dimensions latérales de l'échantillon supérieures à $4 \times 4 \text{ mm}^2$. Ceci est confirmé en mesures en vérifiant l'absence de perturbation de la résonance en présence de masses métalliques sur les faces latérales de l'échantillon aux bonnes dimensions.

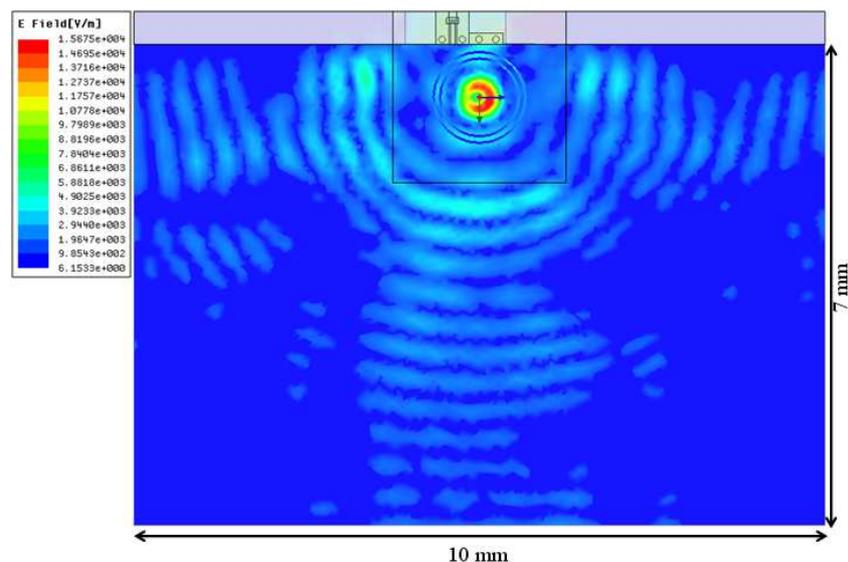


Figure III-57 : Plan de coupe horizontal de l'échantillon au milieu de l'échantillon d'Alumine (épaisseur = 0,6 mm, $z = 1,17$ mm).

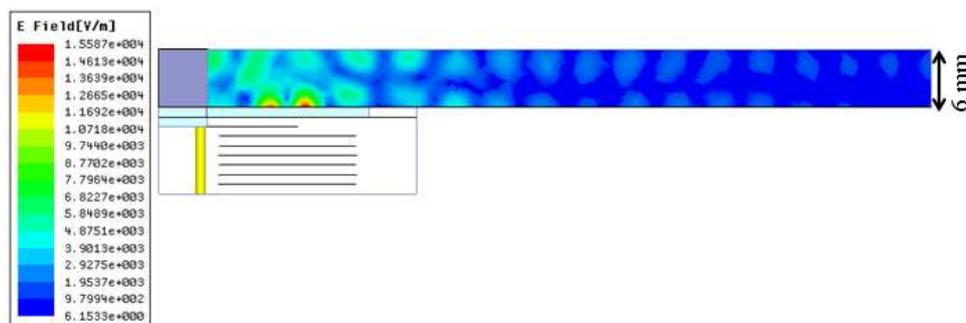


Figure III-58 : Iso valeurs de $|E|$ dans un plan de coupe vertical de l'échantillon.

En face arrière de l'échantillon, la Figure III-58 montre bien le niveau de champ E encore élevé. Ceci montre l'importance de l'environnement proche du capteur, au dessus de l'échantillon, qui doit être dégagé de toute masse perturbatrice. Cela confirme également le besoin de connaissance précis de l'épaisseur de l'échantillon et le respect du parallélisme entre les deux faces de l'échantillon.

Les rétro-simulations ont permis d'ajuster la réponse théorique du capteur à vide à celle mesurée avec un écart fréquentiel inférieur à une dizaine de MHz. Ce décalage sera pris en compte lors du calcul du terme correctif à appliquer aux fréquences mesurées.

Les simulations effectuées avec les premiers modèles électromagnétiques ne montrent pas les mêmes décalages fréquentiels que ceux en mesures avec des échantillons connus. Un

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

processus de détermination de la permittivité de matériaux inconnus dépend d'un meilleur modèle électromagnétique qui est en cours de développement.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs objectifs ont été fixés pour améliorer la connaissance des caractéristiques du procédé LTCC de VTT.

Le premier objectif était la caractérisation in situ des propriétés diélectriques du matériau Ferro A6M et de la métallisation du procédé LTCC de VTT à 150 GHz par des résonateurs volumiques.

Disposant d'échantillons vierges sous forme de substrat et du même lot que les derniers circuits réalisés, une caractérisation non destructive par la méthode de la cavité résonante à XLIM autour de 10 GHz et 94 GHz a été réalisée. La valeur de la permittivité déterminée par cette caractérisation est de $\epsilon_r = 5,6 \pm 1\%$ @ 10 GHz, et $5,55 \pm 3\%$ @ 94 GHz.

Afin de corroborer ces mesures, des lignes de transmission simples de type coplanaire ont été réalisées. L'épaisseur des douze couches constituant le substrat et les dimensions de la structure coplanaire étant mesurables, le modèle théorique a pu être ajustée. Les résultats obtenus à 150 GHz donnent une permittivité égale à $\epsilon_r = 5,52 \pm 2\%$ et une conductivité proche de $\sigma = 25 \text{ S}/\mu\text{m}$ pour les pistes métalliques. L'épaisseur de couche moyenne a été mesurée à $95,8 \mu\text{m}$

A partir de ces résultats, des rétro-simulations ont été faites, sur plusieurs cavités volumiques fonctionnant sur les modes TE_{101} , TM_{112} et TE_{301} , en ajustant les dimensions latérales des ce cavités afin de déterminer la tangente de pertes diélectriques qui égale à $3 \cdot 10^{-3}$ à 150 GHz.

Le second objectif concernait la conception et la réalisation d'un résonateur original en anneaux en technologie LTCC de VTT. Ce résonateur montre un facteur de qualité identique aux autres modes de résonateur à section rectangulaire à 150 GHz et une très bonne isolation fréquentielle. Deux types d'excitation en surface et par le coté ont été réalisés pour assurer un meilleur couplage du mode de résonance.

Le dernier objectif était la conception d'un capteur pour la caractérisation non destructive de matériaux à 150 GHz. Ce capteur est basé sur le résonateur original en anneaux. Deux types de configuration ont été réalisés, l'un avec un iris affleurant et l'autre avec un iris en retrait afin d'éviter le contact direct entre la surface supérieure du capteur et

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

l'échantillon. Les résultats expérimentaux ont montré une bonne sensibilité fréquentielle en mesure pour différents matériaux. Ce capteur sera limité, en niveau de tangente de pertes diélectriques, à la caractérisation de matériaux à faibles pertes du fait d'un facteur de qualité de quelques centaines d'unité.

III.10. Références du chapitre III

- [III-1] R. BAIRAVASUBRAMANIAN ET J. PAPAPOLYMEROU,
«FullyCanonical Pseudo-Elliptic Bandpass Filters on Multilayer Liquid Crystal Polymer
Technology»,
IEEE Mic. Wireless Compon. Lett., 2007, pp.190-192.
- [III-2] L. RIGAUDEAU, P. FERRAND, D. BAILLARGEAT, S. BILA, S. VERDEYME, M. LAHTI, ET T.
JAAKOLA,
«LTCC 3-D resonators applied to the design of very compact filters for Q-band applications
»,
IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol. 54, 2006, pp. 2620-2627.
- [III-3] CHUNWEI MIN ET CHARLES E. FREE,
«Newtechnique for analyzing coplanar lines on ceramic up to 110 GHz »,
Asia-Pacific Microwave Conference,2006, pp. 591-594.
- [III-4] M. HENRY, C. E. FREE, Q. REYNOLDS, S. MALKMUS ET J. WOOD,
«Electrical characterization of LTCC coplanar lines up to 110 GHz »,
European Microwave Conference, 2006, pp. 925-928.
- [III-5] FERRO ELECTRONIC MATERIAL SYSTEMS,
<http://www.ferro.com>
- [III-6] VTT TECHNICAL RESEARCH CENTRE OF FINLAND,
<http://www.vtt.fi/>
- [III-7] ANERAN MICROWAVE,
<http://www.aneran.com>
- [III-8] DT MICROCIRCUITS CORPORATION,
<http://www.dtmicrocircuits.com>
- [III-9] CTS MICROELECTRONICS,
<http://www.ctscorp.com>
- [III-10] VTT - K. KAUTIO,

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

“Design guidelines Low Temperature Co-fired Ceramic Modules”

<http://www.vtt.fi/>

[III-11] A. LAMMINEN, J. SÄILY, ET A. VIMPARI,

« Design and processing of 60 GHz antennas on low temperature co-fired ceramic (LTCC) substrates »

7th MINT Millimeter-Wave Inter. Symposium-MINT-MIS, 2006.

[III-12] FERRO ELECTRONIC MATERIALS,

« LTCC A6 system for wireless solutions »

Materials, specifications and guidelines, 2002.

[III-13] KHALIL ALI, PASSERIEUX DAMIEN, BAILLARGEAT DOMINIQUE, VERDEYME SERGE, RIGAUDEAU LAETITIA, PUECH JÉRÔME,

« 150 GHz Band-Pass Filter Using LTCC Technology »

IEEE Microwave & Wireless Components Letters, volume 19, July 2009.

[III-14] B. THON, D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, F. THEVENON, M. ROCHETTE, J. PUECH, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN,

« Coupled Pade Approximation-Finite Element Method Applied to Microwave Device Design »

IEEE MTT-S, vol. 3, pp. 1889 à 1892, Juin, (2002).

[III-15] P. GUILLON, Y. GARAUULT,

“Complex permittivity measurement of MIC substrate”,

AEU, Band 35, Heft 3, 1981, pp. 102-104

[III-16] D.C.THOMPSON, O.TANTOT, H.JALLAGEAS, G.E.PONCHAK, M.M.TENTZERIS AND J.PAPAPOLYMEROU,

"Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates from 30-110 GHz",

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp 1343- 1352, vol. 52, no. 4, April 2004.

[III-17] T. M. HIRVONEN, P. VAINIKAINEN, A. LOZOWSKI AND A. V. RÄISÄNEN,

“Measurement of Dielectrics at 100 GHz with an Open Resonator Connected to a network Analyser”,

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45, no. 4, August 1996.

[III-18] FABRY-PEROT CAVITY. AB MILLIMETRE.

www.abmillimetre.com

[III-19] O. TANTOT, M. CHATAR-MOULIN, P. GUILLON,

“Measurement of Complex Permittivity and Permeability and Thickness of Multi- Layered Medium by an Open-Ended Waveguide”,

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 46, no. 2, April 1997.

[III-20] O. TANTOT,

“Caractérisation Hyperfréquence de Matériaux Diélectriques aux Hautes Températures par la méthode du Guide Rayonnant Ouvert Terminé par un Iris Epais”.

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1994.

[III-21] V. KONDRATYEV, M. LAHTI AND K. KAUTIO,

“On the LTCC Characterization in Millimeter-Waves”,

40th European Microwave Conference 2010, Paris, September 28 - 30, 2010.

[III-22] A. KHALIL, D. PASSERIEUX, D. BAILLARGEAT, N. DELHOTE, S. VERDEYME, L. ESTAGERIE, J. PUECH,

“Quasi-Elliptic and Chebyshev Compact LTCC Multi-Pole Filters Functioning in the Submillimetric Wave Region at 150 GHz”,

IEEE-MTT, vol. 99, November 2010.

[III-23] A. LAMMINEN, J. SÄILY, AND A. VIMPARI,

“60-GHz patch antennas and arrays on LTCC with embedded-cavity substrates,” *IEEE Trans.*

Antennas Propagat., vol. 56, pp. 2865–2874, Sept. 2008.

[III-24] V. KONDRATYEV, M. LAHTI, AND K. KAUTIO,

“Comparative assessment of LTCC band-pass filters for millimeter-wave applications,”

In Proc. 36th European Microwave Conf., 2006, pp. 549–551, Sept. 2006.

[III-25] L. RIGAUDEAU,

« Composants 3D en technologie multicouche LTCC. Applications aux fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement ».

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2007.

Chapitre 3 : Conception et Réalisation de résonateurs en technologie LTCC pour la
caractérisation de matériaux à très hautes fréquences

[III-26] A. KHALIL,

« Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques ».

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2010.

[III-27] A. CAILLE,

« Capteur Microonde pour la caractérisation non destructive de matériaux en Bande L ».

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Novembre 1995.

[III-28] N. DELHOTE,

« Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie : solutions de filtrage hyperfréquence innovantes ».

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2008.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont axés sur le développement d'une nouvelle méthode de caractérisation des matériaux à très hautes fréquences et notamment à 150 GHz. Deux technologies ont été employées pour développer le capteur de caractérisation. La première est une combinaison entre la technologie planaire et la technique d'une cavité résonante, il s'agit de faire résonner dans l'épaisseur d'un substrat diélectrique un mode à symétrie de révolution dont les conditions limites sont imposées par des métallisations en surface de ce substrat. La deuxième est la technologie multicouche LTCC de VTT qui est le dénominateur commun aux études menées d'une part sur la caractérisation in situ des caractéristiques et des propriétés de la technologie LTCC, d'autre part sur celle du résonateur original pour la conception d'un capteur utilisé pour la caractérisation non destructive des matériaux. Au cours de ces études, un large éventail des possibilités offertes par la technologie LTCC a été traité. Elles ont pu mettre en évidence le fait que cette technologie est un candidat incontestable pour le développement de nouvelles fonctions hyperfréquences.

Dans le premier chapitre, nous nous sommes attachés à une étude bibliographique sur les techniques de caractérisation des matériaux dans les longueurs d'ondes millimétriques et submillimétriques. Cette étude nous a permis de comparer les différentes techniques de caractérisation en termes d'avantages et d'inconvénients afin de choisir une technique pour développer notre méthode non destructive à 150 GHz.

Le deuxième chapitre a été consacré à la conception d'un résonateur quasi-planaire basé sur la résonance d'épaisseur d'un substrat démétallisé dont l'avantage est de concentrer le champ EM dans un faible volume du substrat et d'obtenir des dimensions de résonateur à 150 GHz de l'ordre du millimètre. La structure proposée utilise la technologie coplanaire pour permettre la mesure avec une station sous pointes. Il est alors nécessaire de graver le motif permettant la résonance du substrat et les lignes d'excitation du résonateur. Le mode de résonance choisi est similaire au mode $TE_{01\delta}$ dans un résonateur diélectrique. Le choix du mode de résonance TE_{01} à symétrie de révolution ayant comme composante électrique E_{ϕ} , permet d'atteindre des facteurs de qualité plus élevés que les autres modes à fréquence similaire, ce mode étant peu sensible aux pertes métalliques, aux problèmes de contacts et de discontinuités électriques. La première version réalisée se compose d'un substrat démétallisé et d'un boîtier métallique entourant le motif résonant dont l'avantage est de guider le champ EM vers l'échantillon posé sur ce boîtier. Les résultats des mesures de cette version du résonateur ne sont pas suffisants au niveau des pics de résonance et de la densité des modes.

Pour cela, une deuxième topologie a été proposée et fabriquée, cette topologie permet

Conclusion générale

d'une part d'isoler le mode de résonance dans la bande de fréquence du travail, d'autre part améliore le couplage du mode de résonance et obtient une meilleur dynamique de résonance. Un modèle électromagnétique a été développé pour déterminer la permittivité de matériaux inconnus. Les simulations effectuées avec les premiers modèles électromagnétiques montrent des décalages fréquentiels très importants, ceci peut s'expliquer par une bonne sensibilité de la méthode.

Quelques problèmes subsistent lors de l'optimisation et la fabrication du capteur : la surface du substrat d'Alumine est très grande pour le procédé de dépôt d'une couche d'or d'épaisseur de 4 μm . Il se pose un problème d'homogénéité et de planéité de cette couche. Suivant l'épaisseur de métallisation des phénomènes de sous gravure sont observée ainsi que des problèmes de sur gravure. Une troisième série est en cours de fabrication, qui tient compte des problèmes rencontrés dans les deux précédentes séries.

Le troisième chapitre présente les travaux réalisés à partir d'une technologie multicouche LTCC de VTT. Disposant d'échantillons vierges sous forme de substrat et du même lot que les derniers circuits réalisés, un ensemble de cavités résonnantes développées de longue date au sein du laboratoire, correspondantes à une large gamme de fréquences discrètes allant de 10 GHz à 94 GHz a été utilisé pour caractériser ce matériau. Deux autres méthodes (guide d'onde et cavité Fabry-Pérot) ont permis de valider les résultats précédents. La valeur de la permittivité déterminée par cette caractérisation est de $\epsilon_r = 5,6 \pm 1\%$ @ 10 GHz, et $5,55 \pm 3\%$ @ 94 GHz. Pour confirmer ces mesures, des lignes de transmission de types coplanaires ont été réalisées. Les dimensions des lignes de transmissions et l'épaisseur de la plaquette de douze couches étant mesurables, le modèle théorique a pu être ajusté. Les résultats obtenus à 150 GHz donnent une permittivité égale à $\epsilon_r = 5,52 \pm 2\%$ et une conductivité proche de $\sigma = 25 \text{ S}/\mu\text{m}$ pour les pistes métalliques. La mesure de l'épaisseur moyenne du substrat multicouche donne une épaisseur de chaque couche de LTCC de l'ordre de 95,5 μm .

L'un des objectifs de ce chapitre concernait la conception et la réalisation d'un résonateur original en anneaux en technologie LTCC. Ce résonateur est une cavité à section cylindrique fonctionnant sur le mode TE_{011} . Les anneaux métalliques sont sérigraphiés sur chaque couche et leurs arrêtes colinéaires aux lignes de champ E du mode TE_{011} imposent des conditions limites suffisantes pour permettre la résonance de ce mode. Le choix de ce mode repose sur sa plus faible sensibilité aux défauts de contacts et sa faible influence aux pertes

Conclusion générale

métalliques. Lors des mesures de ce résonateur, il a été observé une isolation modale sur un très large spectre.

A partir des résultats obtenus par les lignes coplanaires, une rétro-simulation du résonateur cylindrique a été faite en ajustant le rayon des anneaux de la structure. Pour un rayon de 597 μm restant dans la plage des variations dimensionnelles et d'alignement inter-couches induites par le procédé, les calculs sont en bon accord avec la mesure. Des résonateurs volumiques à section rectangulaire ont été étudiés et fabriqués fonctionnant sur les modes TE_{301} , TM_{112} et TM_{115} dont l'avantage est la caractérisation in situ de la technologie LTCC. Les rétro-simulations de ces résonateurs permettent de confirmer les résultats précédents et vérifier les études de tolérances de la technologie. Un autre type de résonateur volumique rectangulaire fonctionnant sur le mode TE_{101} a été décliné en cinq exemplaires avec des hauteurs différentes qui permettent de multiplier les conditions de résonance pour un même mode et une même fréquence de résonance. Considérant que seul le facteur de qualité dû aux pertes métalliques Q_{σ} varie en fonction de la hauteur de cavité, il est possible de distinguer la contribution des pertes métalliques des pertes diélectriques sur le facteur de qualité mesuré. La condition nécessaire pour effectuer cette discrimination est un facteur de qualité dû aux pertes diélectriques Q_{δ} qui ne soit pas trop faible par rapport au facteur de qualité dû aux pertes métalliques Q_{σ} . Au cours de l'étude de ces cavités nous avons remarqué que les facteurs de qualité à vide sont très proches les uns des autres et les contrastes entre ces paramètres sont de l'ordre de l'incertitude de mesure à cause des fortes pertes diélectriques. L'incertitude de mesure et les valeurs faibles des facteurs de qualité ne permettent pas une détermination précise de la conductivité du métal utilisé dans la réalisation des dispositifs en technologie LTCC.

Le but principal est de réaliser un capteur pour la caractérisation non destructive de matériaux diélectriques à 150 GHz basé sur le résonateur en anneaux. Le principe consiste à réaliser un iris de mesure sur la face supérieure de ce résonateur et d'appliquer un matériau à caractériser au dessus de cet iris. Le champ électromagnétique du mode TE_{011} du résonateur en anneaux chargé par cet échantillon est ainsi perturbé, ce qui provoque un décalage de la fréquence de résonance et une diminution du facteur de qualité du résonateur. A partir de la variation de ces grandeurs et en utilisant un modèle numérique adéquat, il est possible, par processus itératif d'ajustement du modèle théorique sur les mesures, de remonter à la permittivité complexe du matériau. Afin de connaître l'influence de la lame d'air entre l'échantillon et l'iris de mesure du résonateur, deux structures différentes ont été réalisées.

Conclusion générale

Des mesures expérimentales de ces structures montrent un décalage fréquentiel de l'ordre de quelques centaines de MHz de différence entre la mesure à vide et avec le matériau.

Les rétro-simulations ont permis d'ajuster la réponse théorique du capteur à vide à celle mesurée avec un écart fréquentiel inférieur à une dizaine de MHz. Ce décalage sera pris en compte lors du calcul du terme correctif à appliquer aux fréquences mesurées.

Les simulations effectuées avec les premiers modèles électromagnétiques ne montrent pas les mêmes décalages fréquents que ceux en mesures avec des échantillons connus. Un processus de détermination de la permittivité de matériaux inconnus dépend d'un meilleur modèle électromagnétique qui est en cours de développement.

Les études effectuées par VTT montrent que la sérigraphie des lignes conductrices et des espaces inférieurs à 100 μm est difficile et augmente la tolérance pour atteindre 5%. Une autre source d'erreur importante des dimensions des conducteurs est la tolérance du retrait du cofrittage du matériau estimée à 0,2 %. La précision de l'alignement couche-à-couche dépend de la précision de plusieurs étapes du processus. La perforation des vias dans la plaquette peut être faite avec une précision de 10 μm à 20 μm sur une plaquette de grande surface. Ces études montrent que la fabrication de circuits à très hautes fréquences avec des dimensions très inférieures aux dimensions standards de fabrication possèdent une tolérance très importante de 10 à 15 %.

ANNEXES

Annexe I – Etapes et procédure de fabrication d'un résonateur démétallisé

La première étape de fabrication du circuit souhaité est de préparer le substrat d'Alumine et de le nettoyer dans un bain d'une solution chimique à base d'acide sulfurique (95 %) et de peroxyde d'hydrogène (33 %).

Une fois le nettoyage effectué, on procède à la deuxième étape de réalisation qui est le dépôt métallique. Dans cette étape, deux phases de métallisation par procédé classique d'évaporation sont réalisées sous vide.

La première phase consiste dans le dépôt d'une couche de chrome de l'ordre de 15 à 20 nm. Cette couche est dite couche d'accroche permet l'accrochage d'une couche d'or qui ne tiendrait pas seule sur un substrat vierge.

La deuxième phase est le dépôt de cette couche d'or de l'ordre de 250 nm qui permet ensuite de faire croître de manière moins contraignante et sur une épaisseur plus importante la dernière couche de métallisation d'or par procédé d'électrolyse.

La troisième étape consiste au dépôt d'une couche d'or épaisse de 4 μm par électrolyse, méthode moins coûteuse et plus rapide que par celle par évaporation. Cette épaisseur de 4 μm assure une homogénéité correcte du dépôt et est suffisante devant la profondeur de peau aux fréquences visées.

La quatrième étape est celle de la lithographie qui consiste en la gravure humide de la métallisation supérieure. Un masque positif argentique est créé pour le masquage des zones à ne pas graver.

Une première phase consiste à déposer une résine de protection sur toute la surface du substrat et à la recuire ensuite.

La phase suivante consiste à positionner le masque argentique sur la face résinée à l'aide d'un positionneur. Une fois le masque en place, la résine non masquée est insolée par UV.

La surface de la résine insolée par UV fait ensuite l'objet d'un développement par un produit développeur du commerce. La résine restante sur les surfaces à protéger refait l'objet d'un recuit.

La phase suivante est la gravure humide des différentes couches de métaux dont celle de l'or qui a été libérée de sa résine puis celle de chrome. Ces couches nécessitent à chaque gravure des solutions différentes et adaptées.

La dernière phase de réalisation est de débarrasser le substrat de la résine résiduelle couvrant les parties non gravées par un bain d'acétone suivi par un nettoyage de finition dans un four à plasma d'oxygène.

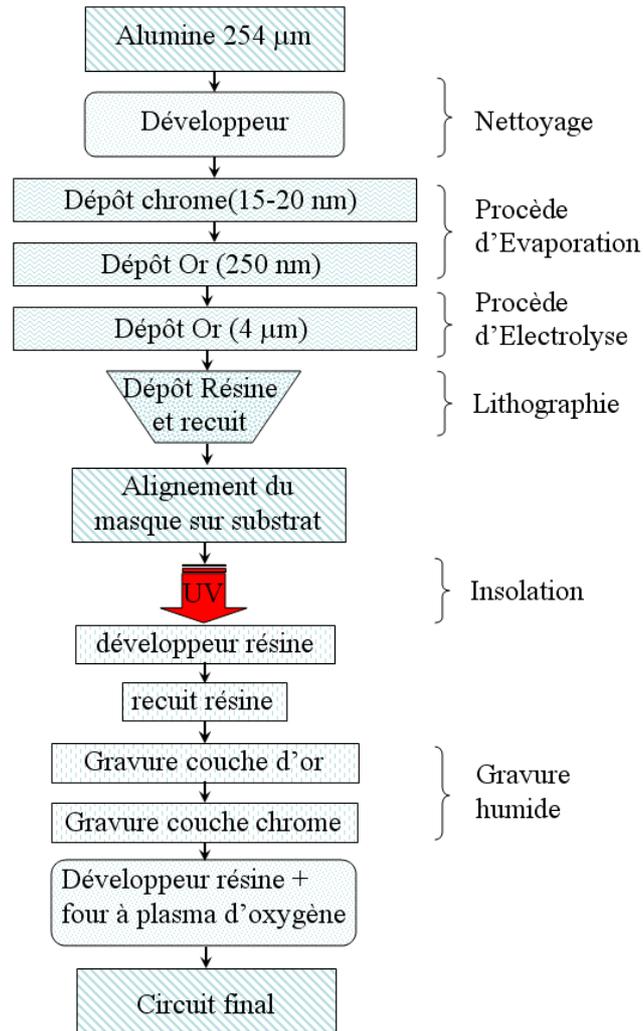


Figure A1-1 : Représentation des étapes de fabrication du résonateur démetallisé

Annexe II – Technologie LTCC

Les paragraphes suivants sont consacrés à la description détaillée de la technologie LTCC utilisée. Nous allons décrire les différents substrats et matériaux conducteurs employés, ainsi que les différentes méthodes de fabrication qui ont été mises en œuvre. Ceci afin d'intégrer et de prendre en compte dès la conception, la manière dont sera fabriqué les circuits et ainsi anticiper les points sensibles auxquels il faudra porter attention lors de l'optimisation des dimensions des dispositifs.

1. Avantages de conception

La technologie Low Temperature Cofired Ceramic permet de produire des circuits multicouches à partir de simples feuilles de céramique laminées ensemble et cuites en une seule étape. La mise au point des matériaux LTCC ayant une température de cuisson inférieure à 1000°C a permis l'utilisation de métaux faiblement résistifs comme l'or, le cuivre et l'argent et donc d'améliorer les performances des circuits réalisés.

Avec la technologie LTCC, l'intégration des composants se fait aussi bien horizontalement que verticalement et permet ainsi la conception de circuits utilisant les trois dimensions. Grâce à cette approche multicouches et à la possibilité d'enterrer des composants passifs, ce procédé correspond à la demande actuelle concernant l'augmentation de la densité d'intégration des circuits avec des réductions de dimensions pouvant aller jusqu'à 50% comparé à un Printed Circuit Board (PCB).

2. Propriétés des matériaux

Aujourd'hui, la recherche dans le domaine des céramiques a permis la mise au point de nouveaux matériaux. Les céramiques LTCC sont fabriquées à partir d'un mélange de verre, d'Alumine, de composés organiques et de solvant. Bien sûr, un large choix sur les différentes contraintes physiques et mécaniques est proposé suivant les différentes proportions des éléments qui sont introduits. Le choix des matériaux à utiliser va être un des premiers critères à considérer avant d'entreprendre toute conception. Plusieurs industriels sont présents sur le marché (Dupont, Ferro, Heraeus, Kyocera...) et proposent leur propre matériau LTCC. Les différences essentielles portent sur les caractéristiques électriques : permittivité, pertes diélectriques et sur les propriétés physiques comme l'épaisseur des couches par exemple qui varie selon le fabricant.

Annexe II

Le Tableau A2-1 présente les principales caractéristiques de quelques matériaux LTCC proposés par les industriels et disponibles par VTT. Bien entendu, de nombreux autres matériaux LTCC existent mais en voici les principaux :

Propriétés physiques	Dupont 951	Dupont 943	Ferro A6S	Ferro A6M	Heraeus CT2000	Heraeus CT765
Permittivité	7,8 10 MHz	7,4 40 GHz	5,7 – 6,1 1–100 GHz	5,7 – 6,1 1–100 GHz	9,1 2,5 GHz	68,7 2,5 GHz
Tangente de pertes ($\times 10^{-3}$)	1,5	1	1,3	1,65 30 GHz	2,27	1,73
Épaisseur des couches après cuisson (μm)	130	114	99	96 $\pm 1\%$ 196 $\pm 2.5\%$	106	80
Retrait des couches X – Y (%)	13	10	16	15	10	16
Z (%)	20	15	22	24	21	23

Tableau A2-1: principales caractéristiques des quelques matériaux LTCC

Les technologues doivent considérer le retrait des couches qui se produit lors de la cuisson, variant d'un matériau à un autre. Nous présentons aussi ces variations pour différents matériaux dans le même Tableau A2-1 au-dessus. En pratique, chaque structure individuelle sur le substrat devrait avoir la même déviation des dimensions nominales, mais la quantité de métallisation peut affecter ce pourcentage.

Par contre, le retrait n'est pas tout à fait le même au centre des circuits fabriqués ou sur les bords. Ceci est causé par la différence dans la distribution des éléments métalliques (vias, lignes,...) dans la structure et aussi par la différence dans la force de friction entre les couches quand celles-ci contractent à la cuisson. De plus la force de friction est affectée par l'épaisseur de laminage. Le retrait en x et y devrait être identique si les couches de métal sont symétriques, ce qui n'est que peu souvent le cas.

Afin de comparer les tolérances de fabrication pour des différents fabricants, nous présentons les pourcentages de retrait de Ferro A6M suivant les trois dimensions (voir Tableau A2-2). A noter que le pourcentage de retrait fourni par Ferro Electronic Material Systems [III-5] est de 15,2 $\pm 0,3\%$ suivant les axes x et y, et de 24 $\pm 0,3\%$ suivant l'axe z. On peut noter que les valeurs présentées tableau ci-dessous sont très proches.

	VTT [III-6]	Anaren Microwave [III-7]	DT microcircuits [III-8]	CTS Microelectronics [III-9]
X – Y (%)	15 ± 0,3%	14,85 ± 0,3%	15,3 ± 0,2%	15,2 ± 0,3%
Z (%)	24 ± 0,3%	25 ± 0,5%	24 ± 0,2%	26 ± 0,5%

Tableau A2-2 : Pourcentages de retrait de Ferro A6M fournis par les différents fabricants

Dans le cadre de notre étude, les maquettes LTCC sont définies selon les règles de conception imposées par VTT qui s'est chargé de toutes les réalisations.

3. Règles de conception

La conception de structures multicouches nécessite le respect de règles de dessin adaptées aux contraintes de la technologie. Chaque fabricant établit ses propres règles de dessin suivant le type de céramique qui est utilisé. Le respect de toutes les recommandations durant la phase de conception contribue de la sorte à la minimisation du coût de production et des erreurs de fabrication. Nous présentons ici une liste non exhaustive de règles de dessin à respecter lors du processus technologique standard [III-10].

3.1 Vias métalliques : Dimensions et espaces entre vias

Il existe trois dimensions différentes de diamètres de vias : 100, 150 et 200 μm . Il est recommandé de n'utiliser qu'un seul diamètre de vias sur une même couche. Cependant, quelques exceptions sont acceptées, notamment dans le cas de circuits comprenant un nombre important de vias. Durant notre travail, une seule dimension de vias sera expérimentée.

Le diamètre des vias entre deux niveaux de métallisation est limité à cause des tolérances sur l'alignement des couches. En général, il est conseillé d'ajouter une couronne de métallisation d'au moins 50 μm autour de la base du via et du sommet du via pour contourner ce problème. Les empilements de vias sont possibles à travers plusieurs couches de LTCC.

Quelques règles sont également à observer quant à l'écartement minimal entre vias :

- La distance minimale entre deux vias (centre à centre) à l'intérieur d'une même couche doit être au moins égale à 2,5 fois le diamètre du via.
- La distance minimale entre deux vias (centre à centre) sur deux couches différentes doit être au moins égale à 2 fois le diamètre du via utilisé.
- La distance minimale entre le centre d'un via et le bord de la structure doit être égale à 3 fois le diamètre du via.

Durant notre travail, les vias de 100 μm de diamètre seront expérimentés en raison de structures réalisées en LTCC dédiées à des applications à 150 GHz, qui comme nous l'expliquerons nécessitent des vias à très faible diamètre.

3.2 Lignes conductrices

- La largeur minimale standard d'une ligne doit être de 150 μm , sa largeur maximale doit être de 1.5 mm, ceci avec une longueur de ligne "illimitée".
- L'espace minimal standard entre deux lignes est de 150 μm .
- L'espace minimal standard entre une ligne et un via non connecté à cette ligne est de 125 μm .

Sans surcoût particulier, il est possible de descendre jusqu'à 100 μm de largeur pour une ligne conductrice. Si l'on veut une meilleure finesse de gravure, il existe un procédé qui permet d'obtenir des lignes de largeur $W = 45 \mu\text{m}$, et un espacement entre deux lignes $G = 30 \mu\text{m}$ mais qui dégrade la tolérance dimensionnelle de $\pm 20 \%$ environ.

L'épaisseur de métallisation mesurée est de l'ordre de 3 μm au lieu de 5 ou 6 μm .

4. La fabrication

Les procédés de fabrication de modules LTCC varient peu selon les fabricants. Nous présentons ci-dessous les principales étapes de la chaîne de réalisation de VTT [III-10] (Figure A2- 1).

➤ 1^{ère} étape : la préparation

Cette étape regroupe les phases de préparation du matériau. Les feuilles de céramique sont déroulées et découpées au format du circuit avec une lame, un poinçon ou un laser. Pour certains matériaux, les feuilles doivent subir une cuisson. Des marques de repérage sont ensuite appliquées pour permettre l'alignement des couches entre elles en fin de processus.

➤ 2^{ème} étape : Le perçage

Les trous et les cavités sont ouverts dans les couches concernées. Cette étape est réalisée par poinçonnage ou usinage laser

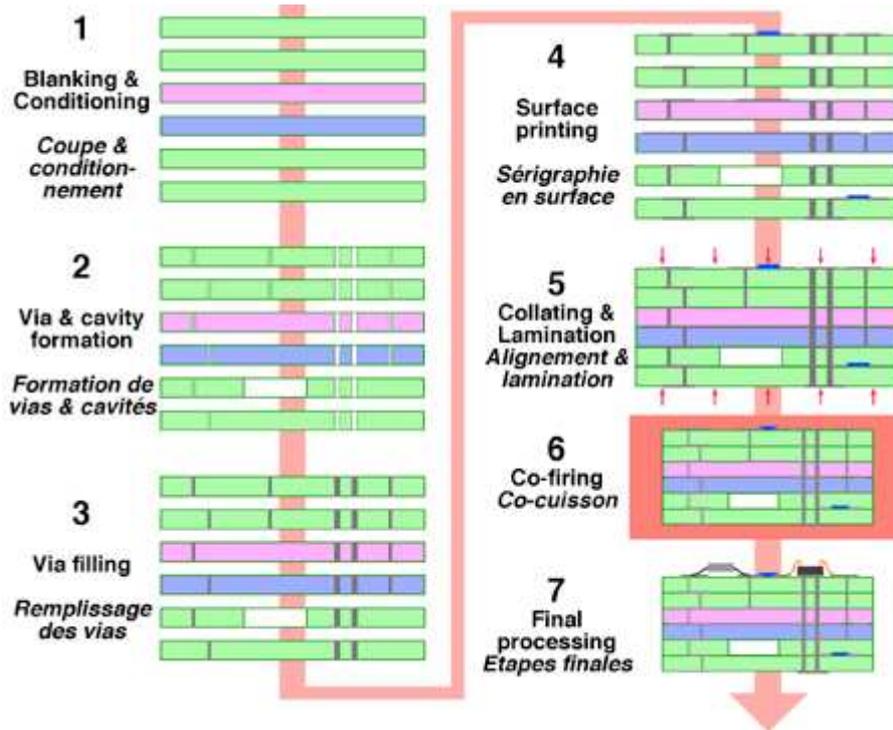


Figure A2- 1: Etapes de fabrication de la technologie LTCC

➤ **3^{ème} étape : Le remplissage**

Les trous percés à l'étape précédente sont remplis avec une encre conductrice en utilisant un pochoir, dans notre cas avec de l'or. Pour faciliter le remplissage des trous par l'encre, le diamètre des vias doit être supérieur à l'épaisseur de la couche de céramique. Dans certains cas, une pompe peut être placée sous la couche pour faciliter le remplissage. Les vias formés vont permettre de connecter les couches électriquement entre elles.

➤ **4^{ème} étape : L'impression**

Les lignes conductrices, les composants passifs et les plans de masse sont imprimés sur chaque feuille avec le même procédé que pour le remplissage des trous. Les feuilles sont ensuite séchées dans une étuve. A ce stade, toutes les couches peuvent être contrôlées visuellement et électriquement avant de passer à l'étape suivante.

➤ **5^{ème} étape : L'alignement et le laminage des couches**

Les couches de LTCC qui vont composer le module final sont empilées et alignées à l'aide des repères posés lors de la première étape puis elles sont placées dix minutes sous pression à une température de 70 °C.

➤ **6^{ème} étape : La cuisson**

Annexe II

Une seule cuisson est nécessaire pour toutes les couches, les matières organiques contenues dans le matériau LTCC sont brûlées à une température de 900°C. A cette étape, les couches de LTCC forment un bloc compact et rigide. Une cuisson unique pour toutes les couches permet un meilleur contrôle de la valeur dimensionnelle finale des composants passifs.

➤ **Dernière étape : les préparations finales**

La surface supérieure peut recevoir l'impression d'un réseau de lignes conductrices pour y fixer des circuits passifs ou actifs. La face inférieure peut recevoir une connectique permettant le report sur une carte mère. Des tests sur la géométrie et les caractéristiques électriques sont effectués afin de valider le module.

Annexe III - Calcul du facteur de qualité

Facteur de qualité d'une cavité à un accès à faible dynamique

Le système résonant est équivalent au schéma suivant:

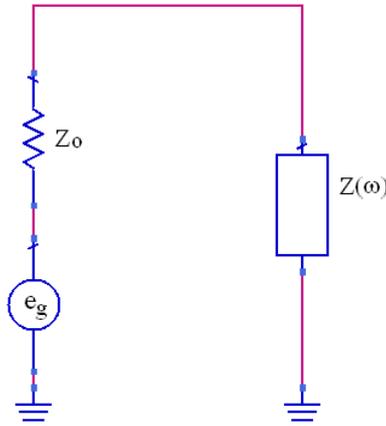


Figure A3- 1

Dans le cas qui nous intéresse, on a un circuit à un accès avec la mesure $S_{11}(\omega)$.

$$S_{11} \text{ s'écrit : } S_{11}(\omega) = \frac{Z(\omega) - Z_0}{Z(\omega) + Z_0} \quad (\text{A3-1}).$$

- Calcul de $Z(\omega)$

On peut considérer le résonateur comme un circuit résonant parallèle R, L, C avec un

facteur de qualité à vide $Q_0 = \frac{R}{L\omega_0} = RC\omega_0$ et de pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega \quad (\text{A3-2}) \Leftrightarrow$$

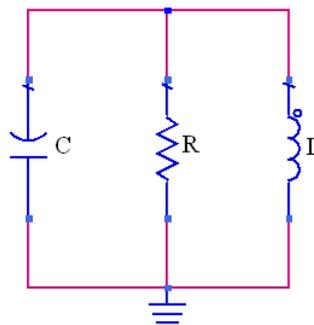


Figure A3- 2

En posant $\omega = \Delta\omega + \omega_0$ et en utilisant $\frac{1}{1 + \varepsilon} \approx 1 - \varepsilon$

$$(A1-2) \Rightarrow \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega_0 \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} + jC\omega_0 \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega_0} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) + jC\omega_0 \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{j}{L\omega_0} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + jC\omega_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \Rightarrow Z = \frac{R}{1 + j2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

On pose $x = Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$

$$Z = \frac{R}{1 + j2x} \quad (A3-3)$$

- Le coefficient de couplage

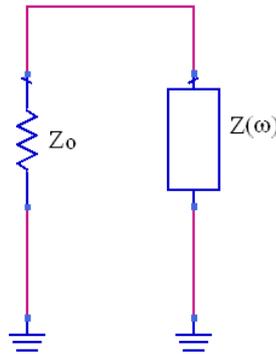


Figure A3- 3

$Q_0 = \frac{R}{L\omega_0}$ représente le coefficient de qualité à vide du système non couplé. Lorsque le système est chargé par Z_0 , les coefficients de qualité extérieur Q_E et en charge Q_L sont définis par :

$$Q_E = \frac{Z_0}{L\omega_0} \quad \text{et} \quad Q_L = \frac{(R // Z_0)}{L\omega_0}$$

Et le coefficient de couplage s'écrit $\beta = \frac{Q_0}{Q_E} = \frac{R}{Z_0}$

avec $\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_E} = \frac{1 + \beta}{Q_0} \Rightarrow Q_0 = Q_L (1 + \beta)$

- Expression du coefficient de réflexion

En remplaçant, dans l'expression (A3-1) la valeur de $Z(\omega)$ par (A3-3), on obtient :

Annexe III

$$S_{11}(\omega) = \frac{Z(\omega) - Z_0}{Z(\omega) + Z_0} = \frac{R - Z_0(1 + 2jx)}{R + Z_0(1 + 2jx)}$$

or $Q_L = \frac{R // Z_0}{L\omega_0} = \frac{Z_0}{R + Z_0} Q_0$

S_{11} devient :

$$S_{11}(\omega) = \frac{\frac{R - Z_0}{R + Z_0} - 2j \frac{Z_0}{R + Z_0} Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + 2j \frac{Z_0}{R + Z_0} Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{\frac{R - Z_0}{R + Z_0} - 2j Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + 2j Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

On pose $X = 2Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ et $\beta = \frac{R}{Z_0}$

$$S_{11} \text{ devient } S_{11}(\omega) = \frac{\frac{\beta - 1}{\beta + 1} - jX}{1 + jX} \quad (\text{A3- 4})$$

si $\omega = \omega_0$: $|S_{11}(\omega_0)| = \frac{\beta - 1}{\beta + 1}$ sur couplage : courbe (2)

$|S_{11}(\omega_0)| = \frac{1 - \beta}{1 + \beta}$ sous couplage : courbe (1)

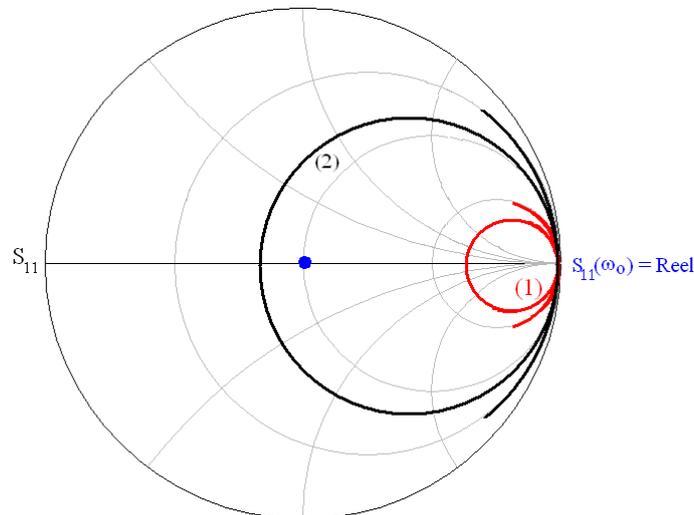


Figure A3- 4

- Expression du facteur de qualité en charge Q_L

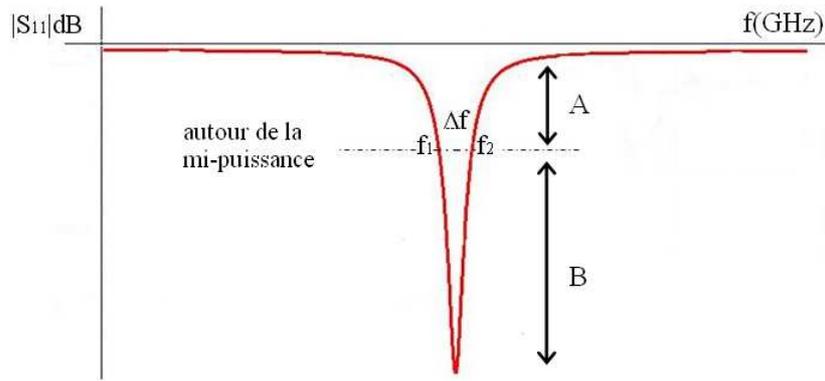


Figure A3- 5

Le modèle de l'expression (A1-4) nous donne :

$$|S_{11}(\omega)| = \frac{\left| \frac{\beta-1}{\beta+1} - jX \right|}{|1+jX|}$$

On pose :

$$K = \frac{\beta-1}{\beta+1}$$

$$|S_{11}| = \sqrt{\frac{K^2 + X^2}{1 + X^2}} \text{ qui devient dB} \Rightarrow |S_{11}|_{dB} = 10 \log \frac{K^2 + X^2}{1 + X^2}$$

en un point quelconque $|S_{11}(\omega)|_{dB} = A \text{ dB}$

$A = -3 \text{ dB}$ s'il y a une grande dynamique sinon :

$$A \approx 10 \log \left(\frac{1 + |S_{11}(\omega_0)|}{2} \right) \quad (\text{voir A1-19})$$

$$A = 10 \log \frac{K^2 + X^2}{1 + X^2} \Rightarrow X^2 = \frac{K^2 - 10^{\frac{A}{10}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1}$$

d'où

$$X = \pm \sqrt{\frac{K^2 - 10^{\frac{A}{10}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1}} = 2Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

Les deux solutions de X nous donnent :

$$2Q_L \frac{(\omega_1 - \omega_0)}{\omega_0} = X = \sqrt{\frac{K^2 - 10^{\frac{A}{10}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1}}$$

$$2Q_L \frac{(\omega_1 - \omega_0)}{\omega_0} = X = -\sqrt{\frac{K^2 - 10^{\frac{A}{10}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1}}$$

La combinaison linéaire des deux solutions nous donne l'expression du facteur de qualité en charge :

$$Q_L = \frac{f_0}{f_1 - f_2} \sqrt{\frac{|S_{11}(\omega_0)|^2 - 10^{\frac{A}{10}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1}} \quad (\text{A3-5})$$

Facteur de qualité d'une cavité à deux accès : réponse passe bande

Autour d'un mode de résonance, la cavité résonante peut être représentée par un circuit résonant série R, L, C, couplée à des systèmes d'excitation. Ces couplages, peuvent être modélisés par des transformateurs parfaits. Le circuit équivalent de la cavité couplée devient :

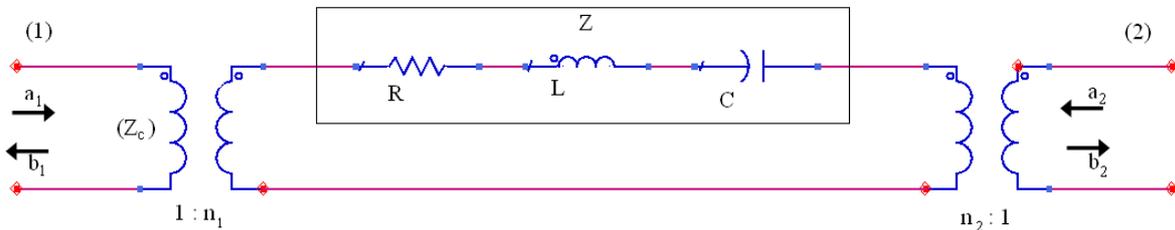


Figure A3- 6

a) Paramètres caractéristiques du couplage cavité-excitation

Z_c représente l'impédance caractéristique des guides d'accès. Ce circuit de la Figure A3-6, sera caractérisé par les paramètres suivants :

- La fréquence de résonance du mode s'écrit:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- Le facteur de qualité à vide :

$$Q_0 = \frac{L\omega_0}{R}$$

Annexe III

Ce facteur de qualité caractérise le circuit résonant et notamment ses pertes représentées par la résistance R.

- Le facteur de qualité extérieur à l'accès (1) de la cavité

$$Q_1 = \frac{L\omega_0}{n_1^2 Z_c}$$

$n_1^2 Z_c$ représente l'impédance ramenée au secondaire du premier transformateur lorsque le circuit est attaqué par un générateur d'impédance interne Z_c .

Q_1 est donc le facteur de qualité du circuit suivant :

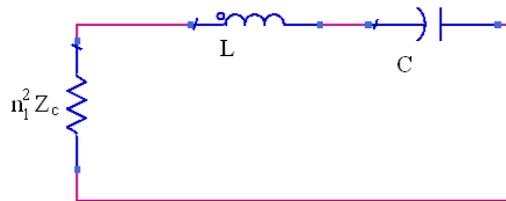


Figure A3-7

Les pertes de la cavité sont annulées ($R = 0$). Ce coefficient traduit la qualité du couplage du guide (1).

- Le facteur de qualité extérieur à l'accès (2) de la cavité :

Il est défini de la même manière que Q_1 .

$$Q_2 = \frac{L\omega_0}{n_2^2 Z_c} \quad (\text{A3-6})$$

- Le facteur de qualité en charge Q_L s'écrit alors:

$$Q_L = \frac{L\omega_0}{R + n_1^2 Z_c + n_2^2 Z_c}$$

Q_L est le facteur de qualité du circuit suivant :

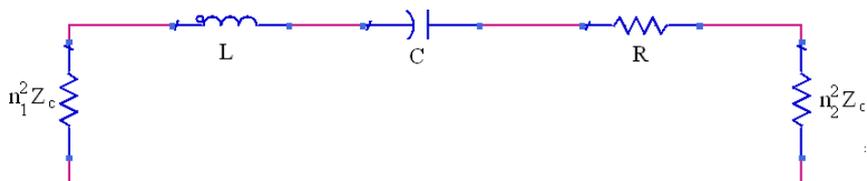


Figure A3-8

Il tient compte du circuit résonant et de ses pertes ainsi que des couplages aux accès.

Le facteur de qualité en charge Q_L se déduit des expressions précédentes :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \quad (\text{A3-7})$$

b) – Calcul des paramètres S_{ij}

Si l'on suppose que la source d'excitation et la charge sont adaptées aux guides et si l'on pose $z = Z/Z_c$ le calcul des paramètres S de ce quadripôle aboutit aux deux relations suivantes :

$$b_1 = a_1 \left[\frac{n_2^2 - n_1^2 + z}{n_2^2 + n_1^2 + z} \right] + a_2 \left[\frac{2.n_1.n_2}{n_2^2 + n_1^2 + z} \right] \quad (\text{A3-8})$$

$$b_2 = a_1 \left[\frac{2.n_1.n_2}{n_2^2 + n_1^2 + z} \right] + a_2 \left[\frac{n_1^2 - n_2^2 + z}{n_1^2 + n_2^2 + z} \right] \quad (\text{A3-9})$$

avec
$$\begin{cases} z = \frac{R}{Z_c} \left(1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x} \right) \right) \\ x = \frac{\omega}{\omega_0} \text{ et } Q_0 = \frac{L\omega_0}{R} \end{cases} \quad (\text{A3-10})$$

On pose :

$$\alpha_1 = n_1^2 \frac{Z_c}{R} = \frac{Q_0}{Q_1} \quad (\text{A3-11})$$

$$\alpha_2 = n_2^2 \frac{Z_c}{R} = \frac{Q_0}{Q_2} \quad (\text{A3-12})$$

En remplaçant n_1 et n_2 ainsi que z , par leurs valeurs tirées de (A3-10) à (A3-12), dans les expressions (A3-8) et (A3-9), on obtient les paramètres S_{ij} de la cavité :

$$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1 + 1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x} \right)}{\alpha_1 + \alpha_2 + 1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x} \right)} \quad (\text{A3-13})$$

$$S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} = \frac{\alpha_1 - \alpha_2 + 1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x} \right)}{\alpha_1 + \alpha_2 + 1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x} \right)} \quad (\text{A3-14})$$

$$S_{12} = S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{\alpha_1\alpha_2}}{\alpha_1 + \alpha_2 + 1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x} \right)} \quad (\text{A3-15})$$

La relation (A1-15) montre que la cavité est un composant réciproque. Par contre, elle n'est pas symétrique ($\alpha_1 \neq \alpha_2$), sauf si les systèmes d'excitation sont identiques auquel cas $\alpha_1 = \alpha_2 \Rightarrow S_{11} = S_{22}$. La relation A1-7 permet d'écrire :

$$1 + \alpha_1 + \alpha_2 = \frac{Q_0}{Q_L} \quad (\text{A3-16})$$

c) – Calcul des impédances d'entrée

Sachant que S_{11} et S_{22} représentent respectivement les coefficients de réflexion sur les accès 1 et 2 de la cavité adaptée aux accès, les impédances normalisées d'entrée z_1 et z_2 correspondantes se déduisent immédiatement des relations (A3-13) et (A3-14) :

$$z_{1(2)} = \frac{1 + S_{11(22)}}{1 - S_{11(22)}}$$

$$\Rightarrow z_1 = \frac{1 + \alpha_2}{\alpha_1} + j \frac{Q_0}{\alpha_1} \left(x - \frac{1}{x} \right) = \frac{1 + \alpha_2}{\alpha_1} + jQ_1 \left(x - \frac{1}{x} \right) \quad (\text{A3-17})$$

$$z_2 = \frac{1 + \alpha_1}{\alpha_2} + j \frac{Q_0}{\alpha_2} \left(x - \frac{1}{x} \right) = \frac{1 + \alpha_1}{\alpha_2} + jQ_2 \left(x - \frac{1}{x} \right) \quad (\text{A3-18})$$

Ces deux relations indiquent que si l'on trace le lieu de z_1 et de z_2 en fonction de la fréquence (donc de x) sur l'abaque de Smith, il est possible de calculer graphiquement les valeurs de Q_1 et Q_2 .

L'observation de $S_{21}(x)$ donne accès Q_L puisque :

à la résonance $f=f_0$ ($x=1$) : $|S_{21}|$ est maximal et égal à : $\frac{2\sqrt{\alpha_1\alpha_2}}{1 + \alpha_1 + \alpha_2}$

-pour f quelconque ($x \neq 1$) :

$$|S_{21}| = \frac{|S_{21(MAXI)}|}{\left| 1 + jQ_L \left(x - \frac{1}{x} \right) \right|}$$

Annexe III

$$\text{Si } \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \Rightarrow |S_{21}|_{f_0} = \frac{2\alpha}{1+2\alpha}$$

$$\alpha = \frac{|S_{21}|_{f_0}}{2(1-|S_{21}|_{f_0})}$$

$$Q_0 = Q_L \left(1 + \frac{|S_{21}|_{f_0}}{1-|S_{21}|_{f_0}}\right) = \frac{Q_L}{1-|S_{21}|_{f_0}} \quad (\text{A3-19}) \text{ pour un couplage entrée/sortie identique}$$

Facteur de qualité d'une cavité à deux accès : réponse stop bande

Le schéma équivalent du résonateur couplé à un guide de transmission est le suivant :

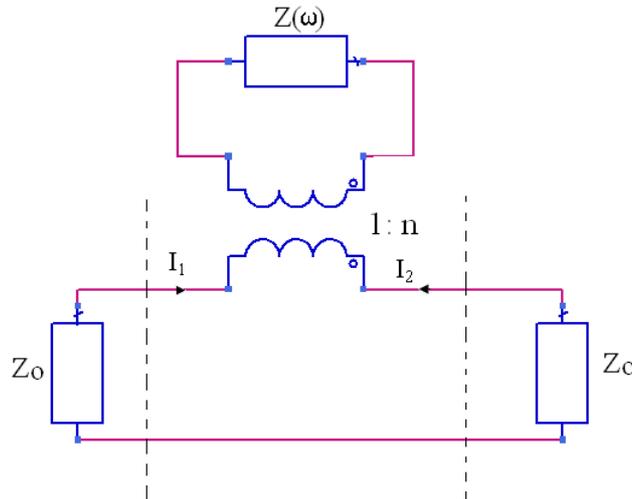


Figure A3-9

avec $Z(\omega)$ impédance d'un résonateur d'un circuit résonant parallèle.

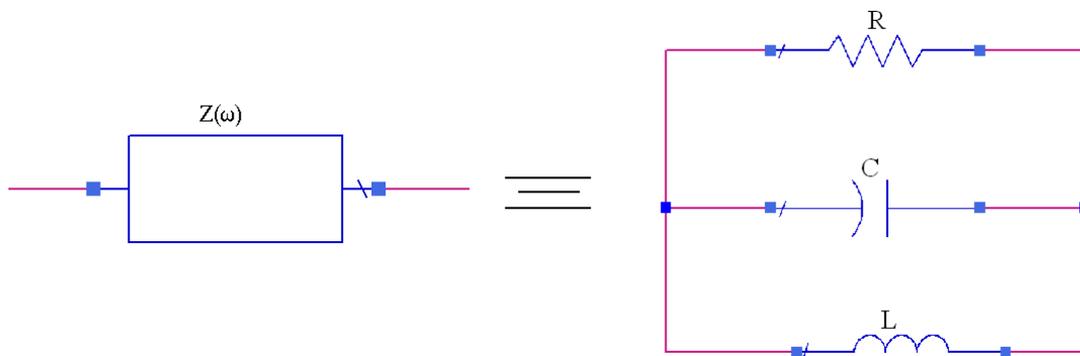


Figure A3-10

$$(A3-3) \Rightarrow Z = \frac{R}{1 + 2jx}$$

et

$$\begin{cases} Q_0 = \frac{R}{L\omega_0} \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ x = Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \\ \omega = \Delta\omega + \omega_0 \end{cases}$$

Q_0 : Facteur de qualité à vide.

Le circuit (Figure A3-9) est équivalent au suivant :

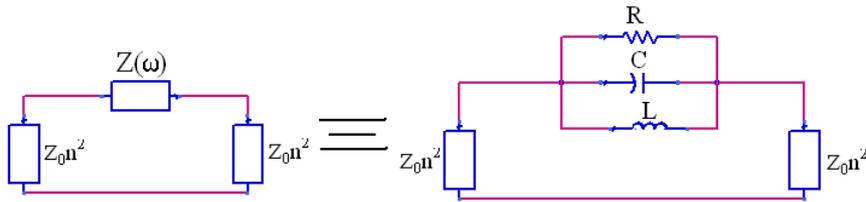


Figure A3-11

On définit :

le facteur de qualité extérieur Q_e :

$$R/n^2 \rightarrow \infty \Rightarrow Q_e = \frac{2Z_0 n^2}{L\omega_0}$$

le facteur de qualité en charge Q_L :

$$Q_L = \frac{R + 2Z_0 n^2}{L\omega_0}$$

le coefficient de couplage α :

$$\alpha = \frac{Q_0}{Q_e} = \frac{R}{2Z_0 n^2}$$

soit $\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_e}$

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \alpha}$$

Le paramètre S_{21} du quadripôle de la figure A3-9 s'écrit :

$$S_{21} = \frac{2}{\frac{Z}{Z_0 n^2} + 2}$$

$$\text{soit } S_{21} \# \frac{1+2jx}{1+\alpha+2jx} = \frac{1+2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1+\alpha+2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{\left(\frac{1}{1+\alpha}\right)^2 + \left(2Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + \left(2Q_L \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

soit $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, lorsque $Q_L \frac{2\Delta\omega_0}{\omega_0} = 1$ à mi-puissance

$$\text{alors } |S_{21}| = \sqrt{\frac{1}{(1+\alpha)^2} + 1} = \sqrt{\frac{|S_{21}|_{f_0}^2 + 1}{2}} \quad (\text{A3-20})$$

$$\text{et } \alpha = \frac{1 - |S_{21}|_{f_0}}{|S_{21}|_{f_0}} \quad (\text{A1-21})$$

On retrouve $Q_L = \frac{f_0}{\Delta f}$ à -3 dB du maximum de $|S_{21}|$ si le couplage est fort ($\alpha \gg 1$)

ou si $|S_{21}|_{f_0}^2 \ll 1$.

3. Application de calcul du facteur de qualité

A partir des expressions obtenues précédemment un programme sous Agilent VeePro a été développé.

Il permet le calcul du facteur de qualité, à partir de fichiers issus de mesures par analyseur de réseaux vectoriel, de dispositif mesuré en S_{21} avec une réponse de type passe bande (Figure A3-12) ou une réponse de type stop bande ainsi que d'un résonateur à un seul accès avec prise en compte du sous ou sur couplage (Figure A3-13)

Annexe III

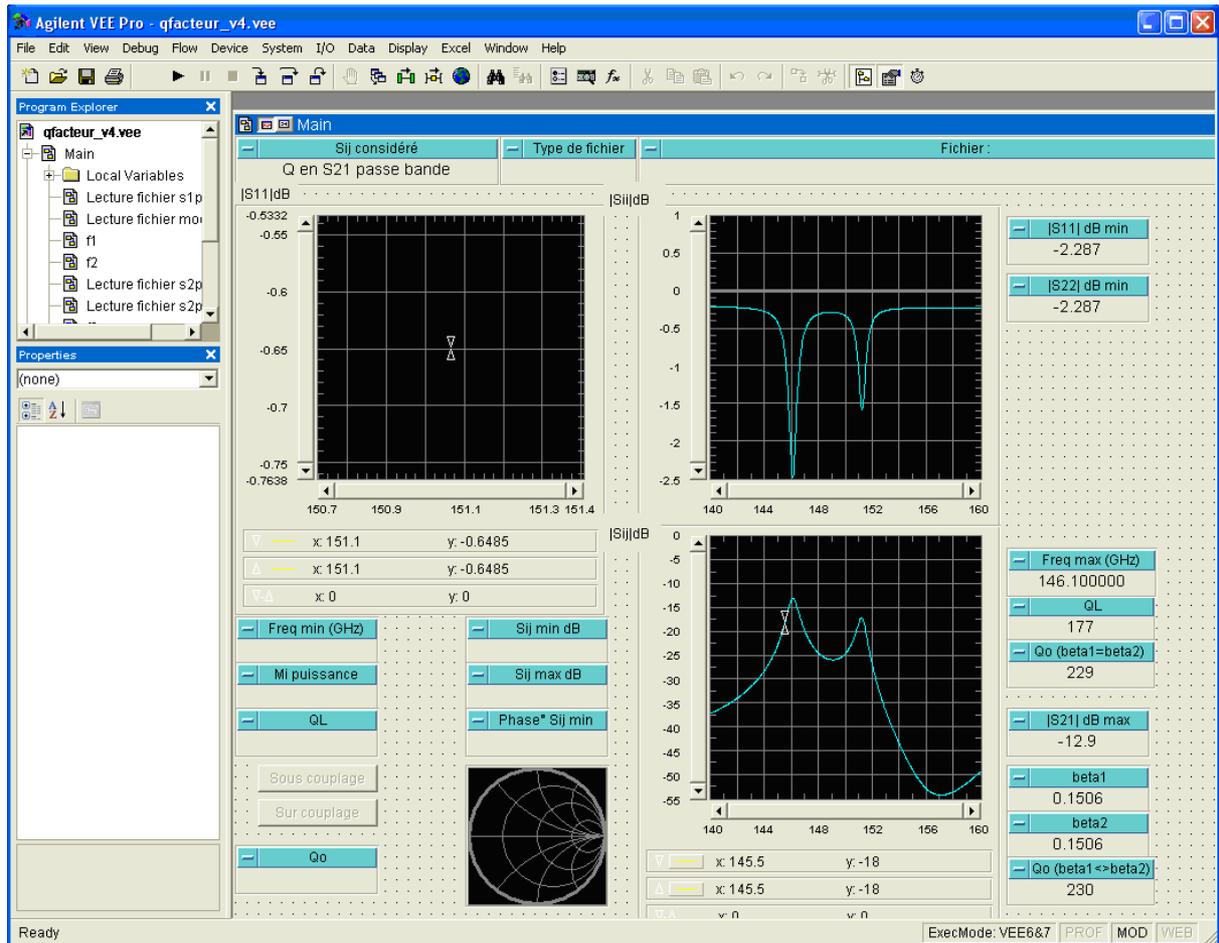


Figure A3-12 : Cavité à deux accès à réponse passe bande.

Annexe III

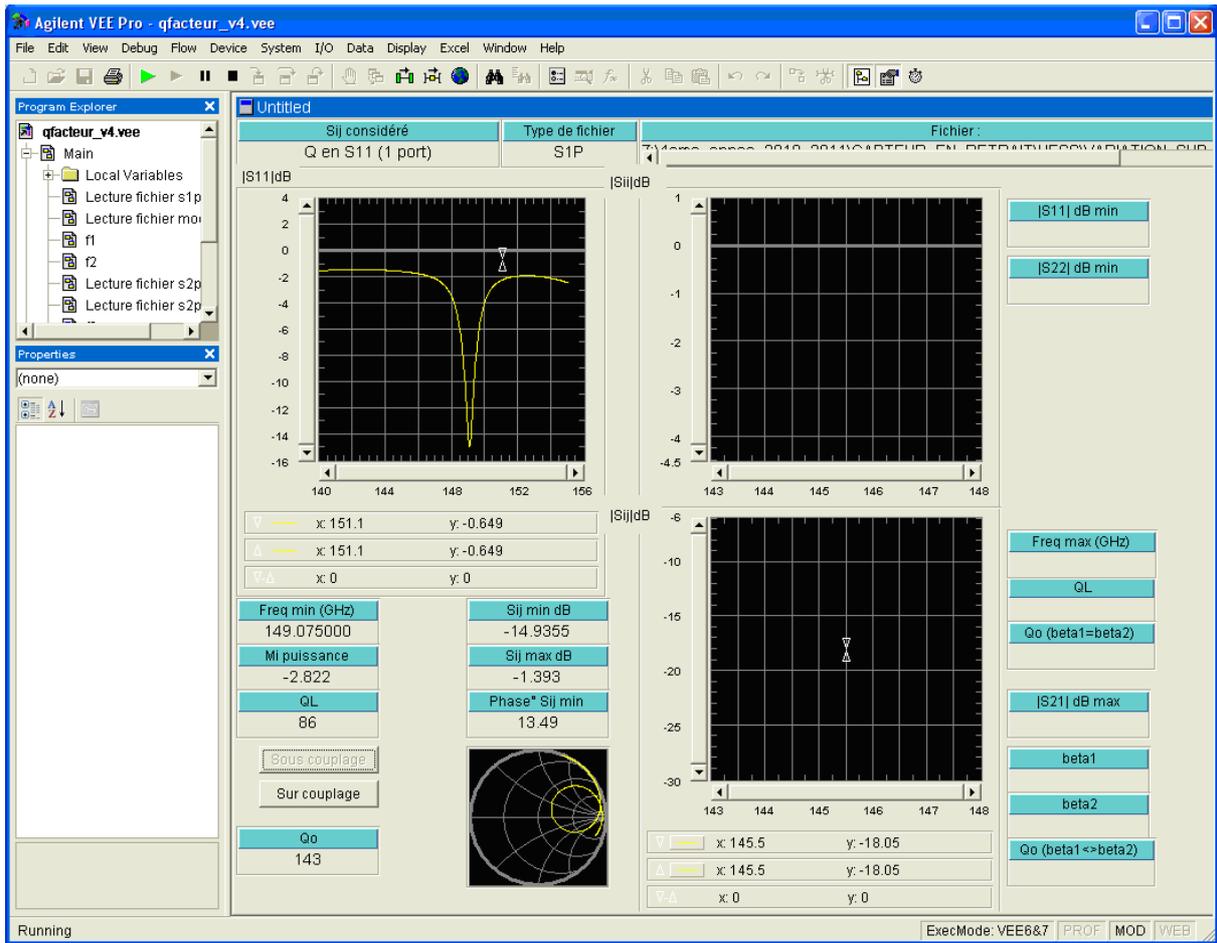


Figure A3-13 : Cavité à un accès avec une résonance sous couplée.