

Titre: Innovations en microfabrication pour la production de circuits à très hautes fréquences et ajustables
Title: [Innovations en microfabrication pour la production de circuits à très hautes fréquences et ajustables](#)

Auteur: Maxime Daigle
Author: [Maxime Daigle](#)

Date: 2012

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Daigle, M. (2012). Innovations en microfabrication pour la production de circuits à très hautes fréquences et ajustables [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/796/>
Citation: [Daigle, M. \(2012\). Innovations en microfabrication pour la production de circuits à très hautes fréquences et ajustables \[Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal\]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/796/](#)

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/796/>
PolyPublie URL: [https://publications.polymtl.ca/796/](#)

Directeurs de recherche: Ke Wu
Advisors: [Ke Wu](#)

Programme: Génie Électrique
Program: [Génie Électrique](#)

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

INNOVATIONS EN MICROFABRICATION POUR LA PRODUCTION DE
CIRCUITS À TRÈS HAUTES FRÉQUENCES ET AJUSTABLES

MAXIME DAIGLE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph. D)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

FÉVRIER 2012

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée

INNOVATIONS EN MICROFABRICATION POUR LA PRODUCTION DE
CIRCUITS À TRÈS HAUTES FRÉQUENCES ET AJUSTABLES

présentée par : DAIGLE Maxime

en vue de l'obtention du diplôme de : Philosophiae Doctor

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

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D, président

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

M. DESLANDES Dominic, Ph.D, membre

M. MANSOUR Raafat, Ph.D, membre externe

DÉDICACE

À Fannie que j'aime et qui m'aime

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mon directeur, le professeur Ke Wu d'avoir eu confiance en moi pour une autre fois. Je remercie tous mes collègues et techniciens de Poly-Grames avec qui j'ai eu la chance de travailler pendant toutes ces années. Finalement, merci à mes parents de m'avoir appuyé inconditionnellement.

RÉSUMÉ

Au cours des dernières années, deux tendances importantes dans le domaine des micro-ondes ont été l'augmentation de la fréquence d'opération et l'intégration de plusieurs fonctionnalités dans un même dispositif. Ces changements ont généré des défis nouveaux, principalement liés à l'utilisation d'éléments ajustables intégrés et à la difficulté de fabrication de circuits dont les dimensions critiques sont très fines. Deux pistes de solution sont présentées dans cette thèse : le recours à des éléments ajustables à base de matériaux ferroélectriques intégrés au substrat et l'utilisation d'un procédé de fabrication innovateur à base de pâtes photoimageables mises en forme en couches épaisses pour la fabrication de circuits en trois dimensions.

Le matériau ferroélectrique choisi est le titanate de baryum et strontium, noté $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$, ou plus simplement BST. Comme tous les ferroélectriques, sa permittivité varie en fonction d'un champ électrique externe appliqué. Pour déposer ce matériau, la pulvérisation RF est utilisée. L'analyse par diffraction rayons X confirme la nature cristalline des couches minces de BST, alors qu'une mesure par rétrodiffusion de Rutherford semble indiquer une légère déviation par rapport à la stoechiométrie prévue. Une lacune en titane est identifiée comme étant la source probable de cette variation. En ajoutant du titane comme dopant diffusé dans la couche de BST, ses propriétés électriques se trouvent améliorées pour des concentrations de titane excédentaire de 2-5 % en volume. Les couches minces de BST optimisées présentent une ajustabilité de 35 % sous un potentiel de 20 V. Pour réaliser ces mesures, des condensateurs à plaques parallèles sont utilisés. La dépendance de la tangente des pertes en fonction du champ appliqué est aussi mise en évidence. Une fois les couches minces de BST suffisamment performantes, un déphasageur variable est conçu et fabriqué. Ce déphasageur prend la forme d'un filtre passe-bas en technologie de guides coplanaires chargé de condensateurs ajustables en parallèle. Le déphasageur variable présente une figure de mérite de 36 %/dB avec un potentiel d'activation de 20 V, ce qui le place en milieu de peloton pour la figure de mérite, mais parmi les premiers pour le potentiel utilisé. Toutefois, un grand déplacement de la fréquence d'opération indique que les propriétés électriques du BST changent en variant l'épaisseur du dépôt.

Les pâtes photoimageables permettent des résolutions latérales d'environ 20 μm et des épaisseurs du même ordre. Puisque ce procédé de fabrication est multicouche par nature, il convient pour la réalisation de circuits à ondes millimétriques à géométries complexes, comme

les guides d'onde. Jusqu'à ce jour, cette approche n'a été explorée que par un seul groupe de recherche. Cependant, ces matériaux n'ont pas été conçus pour un usage à haute fréquence; il est donc nécessaire de les caractériser. La permittivité des couches diélectriques est extraite à l'aide de condensateurs à plaques parallèles et de résonateurs circulaires. La constante diélectrique demeure très stable en fréquence à une valeur mesurée de $9,2 \pm 1\%$ entre 9 et 93 GHz. Afin de réduire le temps de fabrication de ces circuits, plusieurs modifications sont apportées au procédé de fabrication. D'abord, une méthode de séchage à atmosphère contrôlée permet d'augmenter l'épaisseur des couches sans qu'il y ait craquelage. Ensuite, un système d'électrodéposition pulsée de cuivre réduit considérablement les coûts et le temps de fabrication en remplissant, en une seule étape, les tranchées constituant les murs latéraux des guides d'onde. Par exemple, un guide qui prendrait 21 jours à fabriquer sans ces modifications serait réalisé en seulement 7 jours grâce à l'électrodéposition.

L'intérêt du procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables est démontré au moyen de plusieurs dispositifs passifs. D'abord, des guides d'onde rectangulaires sont présentés. Leur plage d'opération monomode se situe entre 60 et 95 GHz. Une transition vers une ligne micro-ruban permet la mesure à l'aide de sondes GSG. Les pertes mesurées de ces guides sont inférieures à 0,4 dB/longueur d'onde jusqu'à 110 GHz. Ces résultats se comparent avantageusement à ceux de l'autre groupe travaillant sur les pâtes épaisses photoimageables. Des filtres passe-bande d'ordres 3 et 5 sont conçus et fabriqués en guides d'onde rectangulaires. Ils affichent des pertes de 3,7 et 4,1 dB respectivement à 80 et 75 GHz. Ces résultats sont comparables aux meilleurs filtres passe-bande publiés dans ces fréquences. Un coupleur 3 dB de type Riblet est ensuite présenté. Ce coupleur possède une très large bande, soit 26,6 %, et de très faibles pertes à 0,9 dB. Pour mesurer ce circuit, une nouvelle approche pour remplacer les charges adaptées est présentée. Il s'agit d'utiliser des ports hautement résistifs en titane aux terminaisons inutilisées. Avec suffisamment d'atténuation, le signal réfléchi dans le dispositif s'avère trop faible pour perturber les mesures. Suivent ensuite des demi-guides d'onde; ils ont l'apparence de guides rectangulaires coupés en deux, et présentent donc un côté ouvert, sujet à des pertes par radiation. Cependant, lorsque le guide est suffisamment mince, la radiation devient très faible et l'onde se trouve confinée dans le guide. La fabrication de ces guides est similaire à celle des guides rectangulaires standards. Comme prévu, les performances des demi-guides d'ondes sont légèrement inférieures à celles des guides rectangulaires.

Finalement, des guides micro-coaxiaux sont présentés. Ces lignes prennent l'apparence de guides rectangulaires, mais dotés d'un conducteur central à l'intérieur. L'intérêt de ces lignes de transmission est qu'elles ne sont pas dispersives, toutes les fréquences y voyagent à la même vitesse. Cette propriété permet de concevoir des dispositifs pourvus d'une très grande largeur de bande. Une transition fonctionnant dans la bande de 1 à 110 GHz est présentée. Cette dernière permet d'extraire les caractéristiques de guidage des lignes micro-coaxiales. Les performances mesurées demeurent très près des résultats simulés. Cependant, ces mesures montrent que les câbles ou connecteurs V utilisés pour la plage de 32 à 65 GHz provoquent trop de pertes et ajoutent du bruit dans le système. Les mesures dans cette bande sont donc moins bonnes et fiables que celles prises de 1 à 32 GHz et de 65 à 110 GHz. Un filtre passe-bande centré à 60 GHz est ensuite conçu sous la forme de lignes couplées verticalement. Ce filtre requiert donc quatre niveaux de métallisation. L'accord entre les mesures et la simulation est excellent; le filtre montre des pertes de 1,5 dB. Pour finir, un coupleur 8 dB micro-coaxial est présenté. Encore une fois, le couplage s'effectue verticalement. Sa plage d'opération va de 20 à 82 GHz, ce qui lui procure une largeur de bande exceptionnelle de 122 %, avec des pertes de 1,5 dB.

ABSTRACT

In recent years, the microwave field has seen two important trends: the increase in the operation frequency and the integration of several functions in one device. These changes have brought new challenges, mainly related to the use of integrated tunable elements and fabrication problems caused by the increasingly small critical dimensions required for high frequency operation. Two possible solutions are presented in this thesis: the use of ferroelectric-based adjustable elements integrated onto the substrate and the fabrication of three dimensional circuits using an innovative manufacturing process called photoimageable thick films.

The ferroelectric material chosen is barium and strontium titanate noted $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$, or simply BST. As all ferroelectrics, its permittivity can be changed by applying an external electric field. RF sputtering is used to deposit this material. X-ray diffraction analysis confirms the crystalline nature of the BST thin films while a measurement by Rutherford backscattering spectroscopy suggests a slight deviation from the expected stoichiometry. A titanium deficiency is identified as the likely source of this variation. The addition of titanium as a dopant diffused into the BST film is shown to have important impact on its electrical properties. Optimum concentration of titanium dopant is determined to be 2-5% by volume. The optimized BST thin films have an adjustability of 35% with a potential of 20 V. To achieve these measures, parallel plate capacitors are used. The dependence of the tangent loss as a function of the applied field is also highlighted. Once BST thin films demonstrate satisfactory performances, a variable phase shifter is designed and fabricated. This phase shifter is implemented as a low-pass filter in coplanar guides technology loaded with adjustable capacitors. The variable phase shifter has a figure of merit of 36 °/dB with an activation potential of 20 V, which places it in the midfield for the figure of merit, but among the first for the small potential used. However, a large shift in the operating frequency indicates that the electrical properties of BST are thickness dependant.

Photoimageable pastes allow lateral resolutions of about 20 microns and thicknesses of the same order. Since this process is multi-layered in nature, it is suitable for the realization of millimeter wave circuits of complex geometry, such as waveguides. This approach has been explored by only one research group to this day. However, these materials were not designed for use with high frequency, so it is necessary to characterize their microwave properties. The permittivity of the dielectric layers is extracted using parallel plate capacitors and circular

resonators. The dielectric constant is very stable in frequency with a measured value of $9,2 \pm 1\%$ between 9 and 93 GHz. To reduce the fabrication time of these circuits, several changes to the manufacturing process are implemented. First, a method of drying in a controlled atmosphere allows to increase each layer thickness without cracking. Moreover, a pulsed electroplating of copper significantly reduces the cost and manufacturing time by filling up in one step the trenches that make the waveguide sidewalls. For example, a guide that would take 21 days to fabricate without these changes can be manufactured in only 7 days using electroplating.

The interest of this fabrication process using thick films of photoimageable paste is shown through a number of passive devices. First, the rectangular waveguides are presented. Their single-mode operating range is between 60 and 95 GHz. A transition to a microstrip line allows measurement using GSG probes. The measured losses of these guides are less than 0,4 dB / length up to 110 GHz. These results compare favorably with those of the other group working with photoimageable paste. Two rectangular waveguide band-pass filter of 3rd and 5th order are designed and fabricated. They show measured losses of 3,7 and 4,1 dB at 80 and 75 GHz respectively. These results are comparable to the best band-pass filters published at these frequencies. A 3 dB Riblet type coupler is then presented. This coupler has a very wide bandwidth of 26,6 %, and presents low loss measured at 0,9 dB. To properly characterize this circuit, a new approach to replace the matched loads is presented. Highly resistive titanium is used to terminate the unused ports. With sufficient attenuation, the signal reflected in the device is too small to disturb the measurements. Half-waveguides are also presented. These guides have the appearance of rectangular guides cut in half; they have an open side and are therefore subject to radiation loss. However, when such guide is sufficiently thin, the radiation becomes very small and the wave is properly confined in the guide. The fabrication of these guides is similar to the standard rectangular guides. As expected, the performances of half-waveguides are slightly lower than those of rectangular guides.

Finally, micro-coaxial guides are presented. These lines take the appearance of rectangular guides, but with a central conductor inside. The interest of these transmission lines is that they are not dispersive; all frequencies will travel at the same speed. This property enables the design of devices with very large bandwidth. A transition in the band from 1 to 110 GHz is presented for measurements with GSG probes. This allows extracting the guiding characteristics the micro-coaxial lines. The measured performance is very close to the simulated results.

However, these measures show that the V cables or connectors used from 32 to 65 GHz cause too much loss and add noise to the system. The measures in this band are not as good and reliable as those taken from 1 to 32 GHz and 65 to 110 GHz. A vertically coupled lines band-pass filter centered at 60 GHz is then designed. This filter requires four levels of metallization. The agreement between measurements and simulation is excellent; the filter has a loss of 1,5 dB. Finally, an 8 dB micro-coax coupler is presented. As with the filter, the coupling is done vertically. Its operating range is from 20 to 82 GHz, which gives it an exceptional bandwidth of 122 %, with losses of 1,5 dB.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE.....	III
REMERCIEMENTS	IV
RÉSUMÉ.....	V
ABSTRACT	VIII
TABLE DES MATIÈRES	XI
LISTE DES FIGURES.....	XV
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 LES MATERIAUX FERROÉLECTRIQUES ET LEUR APPLICATION DANS LE DOMAINE DES CIRCUITS MICRO-ONDES.....	10
1.1 Matériaux ferroélectriques et paraélectriques	10
1.1.1 Piézoélectricité, pyroélectricité et ferroélectricité.....	10
1.1.2 Le titanate de baryum et de strontium.....	14
1.2 Dépôt et caractérisation du BST.....	16
1.2.1 Dépôt du BST par pulvérisation RF réactive	16
1.2.2 Mesure des performances électriques du BST 50/50	22
1.3 Design et mesure d'un déphaseur variable intégré utilisant du BST 50/50 en couches minces	33
1.3.1 Les déphaseurs variables utilisant des condensateurs ajustables	33
1.3.2 Déphaseur variable à ligne chargée.....	34
CHAPITRE 2 LES COUCHES ÉPAISSES PHOTOIMAGEABLES POUR DES APPLICATIONS DANS LE DOMAINE DES MICRO-ONDES	42
2.1 Procédé de couches minces photoimageables	42
2.1.1 Description du procédé : vue générale	42

2.2 Détermination des paramètres physiques du procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables.....	45
2.2.1 Paramètres physiques du procédé pour la pâte diélectrique.....	45
2.2.2 Paramètres physiques du procédé pour la pâte d'or.....	49
2.2.3 Compatibilité du procédé des couches minces photoimageables avec d'autres procédés de fabrication.....	53
2.3 Détermination des paramètres électriques et RF du procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables.....	55
2.3.1 Mesure de la permittivité à l'aide de condensateurs	56
2.3.2 Mesure de la permittivité à l'aide de circuits résonants	60
2.4 Récapitulatif des paramètres du procédé de fabrication des couches minces photoimageables.....	63
CHAPITRE 3 APPLICATIONS UTILISANT LES COUCHES ÉPAISSES PHOTOIMAGEABLES	64
3.1 Guides d'onde rectangulaires	64
3.1.1 Design, fabrication et caractérisation de guides d'onde rectangulaires	65
3.1.2 Fabrication de filtres en guides d'onde rectangulaires.....	74
3.1.3 Fabrication d'un coupleur en guide d'onde rectangulaire.....	81
3.1.4 Fabrication de demi-guides d'onde rectangulaires.....	91
3.2 Guides micro-coaxiaux	94
3.2.1 Design, fabrication et caractérisation de guides micro-coaxiaux.....	97
3.2.2 Fabrication d'un filtre micro-coaxial	106
3.2.3 Fabrication d'un coupleur micro-coaxial	117
CONCLUSION	121
BIBLIOGRAPHIE	126

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1 : Température de Curie ferroélectrique pour différentes proportions de baryum dans le BST	14
Tableau 1-2 : Rendement de pulvérisation des trois métaux du BST pour un ion d'argon de différentes énergies cinétiques à incidence normale	21
Tableau 1-3 : Procédure de fabrication des condensateurs à plaques parallèles	26
Tableau 1-4 : Valeurs des éléments pour le déphasageur variable dont la fréquence de coupure est de 20 GHz.....	35
Tableau 1-5 : Résumé des performances publiées de différents déphasages variables utilisant des couches minces de BST	41
Tableau 2-1 : Résumé des propriétés de la pâte photoimageable <i>Fodel® 5989 gold conductor</i> ...	44
Tableau 2-2 : Résumé des propriétés de la pâte photoimageable <i>Fodel® QM44F multilayer dielectric</i>	44
Tableau 2-3 : Résultats d'observation de lignes diélectriques pour différents temps d'exposition	47
Tableau 2-4 : Résultats d'observation de lignes diélectriques pour différents temps de cuisson ..	50
Tableau 2-5 : Dimensions physiques des résonateurs fabriqués	62
Tableau 2-6 : Fiche technique mise à jour des pâtes photoimageables utilisées.....	63
Tableau 3-1 : Étapes de fabrication des guides d'onde rectangulaires	69
Tableau 3-2 : Valeurs physiques des paramètres du filtre d'ordre 3 centré à 80 GHz.....	75
Tableau 3-3 : Valeurs physiques des paramètres du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz.....	76
Tableau 3-4 : Comparaison de différents filtres passe-bande publiés opérant aux fréquences millimétriques.....	80
Tableau 3-5 : Valeurs physiques des paramètres du coupleur 3 dB.....	83
Tableau 3-6 : Étapes de fabrication du coupleur 3 dB et son masque correspondant.....	84
Tableau 3-7 : Comparaison de différents coupleurs 3 dB publiés	90

Tableau 3-8 : Étapes de fabrication des guides micro-coaxiaux et leur masque correspondant ..	100
Tableau 3-9 : Valeurs des variables physiques du filtre passe-bande d'ordre 3 centré à 60 GHz	107
Tableau 3-10 : Étapes de fabrication du filtre et du coupleur micro-coaxial	110

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Apparence générale d'un graphique de la permittivité relative en fonction de la fréquence et ses différentes contributions	11
Figure 1-2 : Polarisation de matériaux a) ferroélectriques et b) paraélectriques sous l'application d'un champ électrique externe	13
Figure 1-3 : Structure d'une maille cristalline élémentaire de BST, appelée pérovskite.....	15
Figure 1-4 : Mesures XRD de couches minces de BST déposées par pulvérisation RF et recuites sous différentes températures pour 4 heures, utilisant la radiation K_{α} du cuivre	18
Figure 1-5 : Comparaison des résultats simulés et mesurés par rétrodiffusion de Rutherford d'une couche mince de BST 50/50 déposée sur alumine.....	20
Figure 1-6 : Géométrie des condensateurs a) interdigitaux et b) à plaques parallèles	22
Figure 1-7 : Configuration de condensateur avec et sans pont aérien.....	23
Figure 1-8 : Images par microscopie électronique à balayage du profil trapézoïdal de la résine positive AZ1518 et du pont aérien fabriqué.....	23
Figure 1-9 : Photographie des condensateurs à plaques parallèles fabriqués et détail de la zone active	25
Figure 1-10 : Ajustabilité de couches minces de BST à 50 kV/ μ m pour différents niveaux de dopage en titane.....	28
Figure 1-11 : Tangente des pertes de couches minces de BST à 0 V/ μ m pour différents niveaux de dopage en titane	29
Figure 1-12 : Figure de mérite du BST 50/50 pour différents niveaux de dopage en titane.....	30
Figure 1-13 : Ajustabilité en fonction du potentiel appliqué d'une couche de 400 nm de BST 50/50 dopé avec 4 % vol. de titane.....	31
Figure 1-14 : Tangente des pertes en fonction du potentiel appliqué d'une couche de 400 nm de BST 50/50 dopé avec 4 % vol. de titane	31
Figure 1-15 : Permittivité relative de la couche de BST 50/50 en fonction de la fréquence au repos et sous un potentiel de 20 V	32

Figure 1-16 : Représentation schématique du déphaseur variable a) à ligne chargée et b) en réflexion (dans ce cas un coupleur hybride de 3 dB doit être utilisé)	33
Figure 1-17 : Schéma du déphaseur variable à ligne chargée	36
Figure 1-18 : Comportement idéal simulé du déphaseur variable, le tracé bleu représentant le système polarisé au maximum et le tracé rouge le déphaseur au repos, en considérant une ajustabilité de 40 %	36
Figure 1-19 : Déphasage maximum simulé en fonction de la fréquence	37
Figure 1-20 : Vue globale et détail du déphaseur variable fabriqué	37
Figure 1-21 : Pertes d'insertion mesurées en fonction de la fréquence pour le déphaseur au repos et sous 20 V de tension.....	38
Figure 1-22 : Différence de phase mesurée entre l'état au repos et polarisé du déphaseur variable et sous une polarisation de 20 V.....	38
Figure 2-1: Résumé schématique des procédés a) de fabrication par couches épaisses standards et b) de fabrication par couches épaisses photoimageables	43
Figure 2-2 : Système de développement par pulvérisation et fournaise de cuisson.....	46
Figure 2-3 : Raclette pour l'application de pâte photoimageable	48
Figure 2-4 : Image MEB du problème de corniche rencontré pour de grandes épaisseurs de pâte diélectrique	49
Figure 2-5 : Résistivité des lignes d'or en fonction du temps de cuisson, les différents symboles représentent les mesures de trois échantillons différents	52
Figure 2-6 : Montage d'électrodéposition pulsée.....	53
Figure 2-7 : Vue éclatée et photographie d'un condensateur à plaques parallèles fabriqué	56
Figure 2-8 : Montage de mesure sous pointes avec analyseur HP8510 et sonde GSG de Picoprobe (photographie de la sonde tirée du site web de Semiprobe : http://www.semiprobe.com/store/in).....	57
Figure 2-9 : Résultats de mesure de la permittivité relative de la pâte QM44F mesurée au moyen de condensateurs à plaques parallèles	58

Figure 2-10 : Résonateurs en anneau fabriqués pour la mesure de la permittivité relative de la pâte diélectrique <i>Fodel® QM44F</i>	60
Figure 2-11 : Résultats de mesure de la permittivité de la pâte <i>Fodel® QM44F</i> en fonction de la fréquence au moyen de résonateurs circulaires	62
Figure 3-1 : Géométrie des guides d'onde rectangulaires a) classiques b) intégrés au substrat (SIW) c) obtenus par procédé de fabrication utilisant des couches épaisses photoimageables	65
Figure 3-2 : Image de la distribution des champs électriques pour le mode fondamental d'un guide d'onde	66
Figure 3-3 : Trois premiers modes apparaissant dans le guide d'onde rectangulaire de 1,04 mm de largeur	66
Figure 3-4 : Paramètres géométriques de la transition entre le mode du guide d'onde rectangulaire et les sondes coplanaires	67
Figure 3-5 : Image présentant l'évolution des champs électriques lors de la conversion du mode du guide d'onde vers le mode des sondes coplanaires	68
Figure 3-6 : Résultats simulés de la transition entre le guide d'onde rectangulaire et la sonde coplanaire	68
Figure 3-7 : Photographie des guides d'onde rectangulaires fabriqués et de leur kit de calibrage	72
Figure 3-8 : Pertes par unité de longueur et par longueur d'onde des guides rectangulaires fabriqués par le procédé des couches épaisses photoimageables	73
Figure 3-9 : Géométrie du filtre passe-bande à iris d'ordre 5	74
Figure 3-10 : Effet simulé d'une variation de l'épaisseur de l'iris sur les performances du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz	76
Figure 3-11 : Effet simulé d'une augmentation du rayon de courbure des coins de l'iris sur les performances du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz	77

Figure 3-12 : Effet simulé d'une augmentation du rayon de courbure d'un coin de l'iris sur les performances du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz, l'autre coin de l'iris a un rayon de courbure fixé à 50 µm	77
Figure 3-13 : Photographie des filtres fabriqués et représentation des champs électriques dans le filtre d'ordre 3 pour des fréquences inférieures à l'intérieur, et supérieures à la bande passante du filtre respectivement	78
Figure 3-14 : Résultats de simulation et de mesure pour le filtre à iris d'ordre 3 centré à 80 GHz	79
Figure 3-15 : Résultats de simulation et de mesure pour le filtre à iris d'ordre 5 centré à 75 GHz	79
Figure 3-16 : Schéma montrant le principe de fonctionnement des ports résistifs permettant la mesure de circuits multiports	82
Figure 3-17 : Schéma montrant les variables de conception du coupleur 3dB et image montrant le comportement des champs électriques dans le coupleur.....	83
Figure 3-18 : Photographie des coupleurs 3 dB fabriqués avec les ports résistifs permettant la mesure de la transmission directe, du couplage et de l'isolation respectivement	87
Figure 3-19 : Paramètres d'isolation (S_{41}) et d'adaptation (S_{11}) mesurés et simulés du coupleur 3 dB	88
Figure 3-20 : Paramètres de transmission directe (S_{21}) et couplée (S_{31}) simulés et mesurés du coupleur 3 dB	89
Figure 3-21 : Différence de phase entre les signaux directs (S_{21}) et couplés (S_{31})	89
Figure 3-22 : Image montrant la géométrie des demi-guides d'onde et les champs du mode fondamental de propagation et la transition vers une ligne micro-ruban.....	91
Figure 3-23 : Évolution des pertes dans le demi-guide d'onde en fonction de sa hauteur pour un guide de 0,52 mm de large contenant un diélectrique ayant une permittivité relative de 9,2	91
Figure 3-24 : Photographie du kit de calibrage TRL en demi-guide d'onde et de la ligne servant aux mesures	92

Figure 3-25 : Pertes par unité de longueur et par longueur d'onde des demi-guides d'onde fabriqués par le procédé des couches épaisses photoimageables	93
Figure 3-26 : Différentes géométries de guides coaxiaux, dans l'ordre : câble coaxial, guide coaxial rectangulaire, guide micro-coaxial intégré sur substrat	94
Figure 3-27 : Constante de propagation simulée du mode fondamental d'un guide coaxial et des quatre premiers modes du guide rectangulaire présenté précédemment (en pointillé)	95
Figure 3-28 : Permittivité effective simulée des deux premiers modes d'un guide micro-coaxial d'une largeur de 0,45 mm	95
Figure 3-29 : Distribution des champs pour un guide micro-coaxial de 100 μm de haut et 450 μm de large avec un conducteur central de 50 μm de largeur	97
Figure 3-30 : Apparence de la transition coplanaire/micro-ruban/micro-coaxial	98
Figure 3-31 : Comportement simulé de la transition coplanaire/micro-ruban/micro-coaxial optimisée	99
Figure 3-32 : Dimensions physiques de la transition coplanaire/micro-ruban/micro-coaxial optimisée	99
Figure 3-33 : Photographie des lignes micro-coaxiales et du kit de calibrage	104
Figure 3-34 : Comportement simulé et mesuré d'une ligne de transmission micro-coaxiale de 1 cm de longueur	104
Figure 3-35 : Détail des pertes d'insertion simulées et mesurées d'une ligne de transmission micro-coaxiale de 1 cm de longueur	105
Figure 3-36 : Pertes par longueur d'onde mesurées de la ligne micro-coaxiale	105
Figure 3-37 : Géométrie d'un filtre passe-bande d'ordre 3 en guide micro-coaxial et ses variables de conception	107
Figure 3-38 : Effet d'une variation de l'épaisseur de la couche séparatrice sur le comportement simulé du filtre micro-coaxial d'ordre 3	108
Figure 3-39 : Effet d'un chevauchement supplémentaire de 10 et 20 μm entre les couches métalliques sur le comportement simulé du filtre micro-coaxial d'ordre 3	108

Figure 3-40 : Photographie du filtre micro-coaxial avant l'ajout de deux couches diélectriques et la métallisation de l'enveloppe externe (juste avant l'étape #7 du tableau 3-10). Le niveau inférieur est constitué de platine et le niveau supérieur, d'or.....	109
Figure 3-41 : Résultats simulés et mesurés du filtre micro-coaxial de troisième ordre	116
Figure 3-42 : Apparence d'un coupleur micro-coaxial à lignes couplées verticalement	117
Figure 3-43 : Effet d'une variation de l'épaisseur de la couche séparatrice sur le niveau de couplage du coupleur micro-coaxial	118
Figure 3-44 : Photographie du coupleur micro-coaxial avant l'ajout de deux couches diélectriques et la métallisation de l'enveloppe externe (juste avant l'étape #7 du tableau 3-10).	118
Figure 3-45 : Résultats mesurés et simulés du coupleur micro-coaxial à lignes couplées verticalement	119

INTRODUCTION

Mise en contexte

Comme la plupart des champs scientifiques, le domaine des micro-ondes est en perpétuel changement et un des défis auxquels sont confrontés les groupes de recherche consiste à se maintenir à la fine pointe des dernières avancées technologiques et théoriques. Dans le cas des micro-ondes, ces changements se sont surtout matérialisés dans l'augmentation graduelle des fréquences d'opération et l'intégration de plusieurs fonctionnalités au sein d'un même dispositif.

Ainsi, en général, la fréquence d'opération des dispositifs (cellulaires et réseaux locaux, par exemple) grand public n'a cessé de croître au cours des années. De fait, les téléphones sans fil qui fonctionnaient à 900 MHz il y quelques années, opèrent maintenant à 5,8 GHz. Cette tendance à la hausse des fréquences d'opération s'explique en partie par l'élargissement de la bande passante absolue des dispositifs qui augmente proportionnellement avec la fréquence, et donc du taux de transfert d'information. Ainsi, un dispositif fonctionnant au double de la fréquence d'un autre permettra d'utiliser deux fois plus de canaux de même largeur spectrale, il transmettra donc deux fois plus rapidement. De plus, l'utilisation des fréquences millimétriques offre des applications nouvelles irréalisables à basse fréquence, comme l'imagerie dont la résolution dépend de la longueur d'onde. Par exemple, la fréquence de 77 GHz est, depuis quelques années, utilisée pour les radars anticollisions des voitures. Dans d'autres cas, la nature de l'atmosphère incite à utiliser les ondes millimétriques (de 30 à 300 GHz). La fréquence de 60 GHz est envisagée pour établir des réseaux sans fil personnels plus sécuritaires. Le pic d'absorption de l'atmosphère dû à l'oxygène gazeux à cette fréquence contribue à réduire considérablement la portée, la vulnérabilité aux attaques et la sensibilité aux interférences; les mêmes fréquences pourraient être réutilisées à proximité sans problème. D'un autre côté, le creux d'absorption à 94 GHz rend cette fréquence intéressante pour plusieurs applications à plus longue portée. Le domaine des térahertz, c'est-à-dire pour des fréquences supérieures à 300 GHz, fait aussi l'objet d'un très grand intérêt, en particulier pour des applications de sécurité et possiblement pour l'imagerie médicale.

L'autre tendance majeure observée dans le domaine des micro-ondes est l'intégration de plusieurs fonctionnalités dans le même dispositif. De plus en plus, les dispositifs de communication personnels regroupent les fonctions et les capacités de plusieurs appareils. Les

téléphones cellulaires de dernière génération peuvent accéder à internet via le réseau cellulaire, mais aussi par un réseau sans fil domestique; certains peuvent maintenant opérer dans plusieurs bandes de fréquence en fonction du pays où ils se trouvent ou de l'achalandage des bandes disponibles. Afin de regrouper toutes ces fonctions dans un même appareil, deux principales approches, non mutuellement exclusives, peuvent être envisagées. D'abord regrouper, miniaturiser et intégrer les différents éléments dans un même boîtier. Cette approche a mené aux avancées récentes dans le domaine de l'encapsulation et de la mise en boîtier (*packaging*) comme l'empilement 3D (*3D stacking*) et les systèmes sur puce (*SOC, system on a chip*). La deuxième consiste à augmenter l'étendue d'opération des dispositifs au moyen de circuits ajustables. Par exemple, si l'on désire concevoir un téléphone cellulaire pouvant fonctionner dans plusieurs bandes, une solution consiste à fabriquer les circuits appropriés pour chacune des bandes et les intégrer dans un seul boîtier; l'autre serait de fabriquer un seul circuit fonctionnant sur une très large bande avec un filtre ajustable en amont permettant de sélectionner la fréquence admise dans le système.

Ces deux tendances en micro-ondes apportent leur part de défis et de problèmes particuliers. Premièrement, la longueur de l'onde est inversement proportionnelle à la fréquence. Ceci implique que les dispositifs seront plus petits à hautes fréquences. Les techniques de fabrication utilisées pour ces circuits devront donc être plus précises que ce qui est requis pour des fréquences plus basses. Aux fréquences millimétriques, les procédés de fabrication utilisés traditionnellement (usinage mécanique, utilisation de PCB) deviennent problématiques. De plus, les lignes de transmission planaires (micro-ruban, guide coplanaire, ligne à fentes, etc.) sont de plus en plus inadéquates; leurs pertes deviennent trop importantes. Les circuits intégrés au substrat ont été proposés afin de contourner certaines de ces difficultés. Cependant, bien que les pertes soient réduites par rapport aux circuits planaires, la fabrication doit se faire individuellement, ce qui exclut la production de masse et a donc empêché l'utilisation commerciale de circuits intégrés au substrat. En effet, ceux-ci synthétisent les murs métalliques d'un guide d'onde au moyen de vias métallisés suffisamment rapprochés. Ces trous sont percés mécaniquement ou en utilisant un laser. Dans les deux cas, si l'on désire fabriquer un certain nombre de dispositifs en parallèle, il nous faudra autant de systèmes de perçage. Or, l'un des éléments clés de la révolution microélectronique relève du caractère hautement parallèle de la fabrication de circuits, d'où des

coûts unitaires très bas. Il apparaît donc très improbable que les circuits intégrés au substrat soient commercialisés sans un changement radical dans la façon de les fabriquer.

D'un autre côté, l'augmentation du niveau d'intégration pose non seulement des problèmes au niveau de la fabrication, mais aussi au niveau des matériaux utilisés. Premièrement, l'intégration verticale des différents niveaux des systèmes sur puce implique nécessairement l'utilisation d'interconnexions au moyen de via métallisés traversant le substrat. Pour l'instant, les seules démonstrations de cette méthode d'intégration utilisent des substrats de silicium et une technique de perçage et de métallisation des trous appelée TSV (*through silicon via*). Cette technique très récente commence seulement à être commercialisée. Cependant, le silicium est un très mauvais substrat pour guider les micro-ondes étant donné sa nature semi-conductrice, d'où des pertes très élevées. Transposer cette technique sur un autre substrat comme l'alumine demanderait un travail énorme; pour développer les TSV, l'industrie du silicium consacre depuis plusieurs années des ressources se chiffrant dans les milliards de dollars. Le problème reste le même lorsque l'on considère les circuits ajustables : les éléments ajustables qui les contrôlent doivent être faits de matériaux semi-conducteurs. Malheureusement, seules deux possibilités demeurent, soit utiliser le semi-conducteur comme substrat afin d'intégrer tout le dispositif, ou ajouter des éléments ajustables discrets. Dans le premier cas, les pertes seront élevées à cause du mauvais substrat. La deuxième méthode s'avère applicable pour des fréquences relativement basses, mais les discontinuités provoquées par les éléments discrets posent des problèmes de plus en plus importants à mesure que la fréquence augmente.

La problématique de l'augmentation de la fréquence d'opération des dispositifs micro-ondes, et les difficultés de fabrication qui en découlent, sera donc l'un des axes de recherche de cette thèse. Le second sera plutôt de fournir des solutions à l'intégration de plusieurs fonctionnalités sur un même circuit, soit en intégrant verticalement plusieurs couches de circuits sans utiliser de techniques complexes comme les TSV, soit en fabriquant des dispositifs intégrés ajustables sur des substrats de qualité (non semi-conducteurs).

Solutions envisagées

Deux solutions techniques seront présentées, développées et démontrées pour répondre aux problématiques énoncées. Premièrement, l'utilisation d'une nouvelle approche de fabrication

par couches épaisses photoimageables sera développée. Il s'agit d'une technique de fabrication où les matériaux sont déposés sous forme de pâte visqueuse, séchés puis mis en forme par un procédé photolithographique, donc par exposition à un rayonnement ultraviolet passant à travers un masque. Ce procédé permet d'allier une résolution suffisamment petite pour la fabrication de circuits à ondes millimétriques et au-delà, mais comportant des épaisseurs assez importantes pour fabriquer des circuits réellement en trois dimensions. Ces pâtes existent déjà et sont commercialisées, mais pour d'autres applications, notamment les interconnexions de panneaux solaires ou grands écrans plats; ils n'ont pas été conçus ou caractérisés à haute fréquence. Un seul groupe de recherche a jusqu'ici exploré la possibilité de fabriquer des circuits à ondes millimétriques avec cette méthode de fabrication. Puisque c'est un procédé additif, il serait relativement facile de réaliser des circuits multicouches, par opposition aux méthodes soustractives (qui utilisent la gravure, par exemple, les circuits intégrés au substrat). Aussi, cette technique de fabrication requiert très peu d'investissement en équipement, ce qui la rend intéressante pour des laboratoires ou groupes de recherche au budget limité désirant travailler dans le spectre des ondes millimétriques. De plus, la fabrication par couches épaisses photoimageables permet la fabrication en parallèle de plusieurs circuits à la fois; c'est un procédé qui se prête facilement à la production de masse, ce qui n'est pas le cas des circuits intégrés au substrat. Toutefois, le principal désavantage de cette technique demeure le temps relativement long de fabrication. Les temps de cuisson et de refroidissement limitant la déposition de couches à une seule par jour, il faudra donc maximiser l'épaisseur de chacune afin d'en réduire le nombre et donc, le temps total de fabrication.

La deuxième piste de solution qui sera explorée consiste en l'utilisation d'éléments discrets ferroélectriques ou paraélectriques dans le but de réaliser des circuits ajustables. Ces familles de matériaux ont la propriété de changer leur permittivité relative sous l'influence d'un champ électrique externe. La variation de permittivité relative fait directement varier la longueur de l'onde guidée, ce qui a pour effet de changer la fréquence centrale d'opération d'un dispositif. L'avantage principal de cette approche est que le matériau ferroélectrique ou paraélectrique peut être déposé localement sur un substrat à faibles pertes (l'alumine par exemple), par opposition aux semi-conducteurs devant être utilisés sous forme monocristalline, donc comme substrat. Ainsi, un circuit ajustable monolithique sur un substrat à faibles pertes peut être fabriqué. Un grand nombre de matériaux ferroélectriques ou paraélectriques peuvent être utilisés, mais le

titanate de baryum et de strontium, noté BST, a été identifié comme étant le plus prometteur pour la fabrication de circuits micro-ondes ajustables, en particulier sous sa forme paraélectrique contenant des proportions égales de baryum et de strontium, appelée BST 50/50.

Démarche proposée

Les deux solutions envisagées font appel à des techniques de fabrication n'ayant jamais été tentées au laboratoire Poly-Grames. Avant de pouvoir concevoir des applications ou des circuits utilisant ces technologies, il faudra d'abord maîtriser de façon satisfaisante les paramètres de fabrication et caractériser adéquatement les propriétés des matériaux utilisés.

Dans le cas des couches épaisses photoimageables, les premières étapes consisteront à vérifier et corriger les paramètres de mise en forme des couches épaisses : méthode de déposition, épaisseur du dépôt, résolution du procédé, temps et température de séchage et de cuisson, durée de l'exposition aux ultraviolets. Ces étapes doivent être réalisées pour chaque pâte photoimageable, la pâte diélectrique et la pâte métallique. Une fois les paramètres de fabrication bien établis, il est possible de caractériser les propriétés électriques des matériaux constituant les couches épaisses. Pour la pâte conductrice, la conductivité sera la principale caractéristique qui devra être mesurée. Dans le cas de la pâte diélectrique, il est crucial de connaître précisément la permittivité relative et son comportement en fonction de la fréquence pour toute la gamme de fréquences envisagées. La permittivité relative sera mesurée au moyen de condensateurs à plaques parallèles et de résonateurs sous forme planaire. La tangente des pertes, bien que moins critique pour le design de dispositifs, présente aussi un intérêt et devra être mesurée. Une fois le procédé de fabrication bien contrôlé et les propriétés des matériaux connues, il sera possible de concevoir et fabriquer des dispositifs à ondes millimétriques. Premièrement, des guides d'ondes rectangulaires seront réalisés et comparés aux seuls résultats publiés utilisant cette méthode de fabrication pour les ondes millimétriques. Des dispositifs passifs seront ensuite conçus et fabriqués, en particulier des filtres et des coupleurs. Finalement sera tentée la fabrication de circuits multicouches, c'est-à-dire possédant plus de deux niveaux de métallisation. Pour cette partie, la gamme de fréquences d'intérêt sera les ondes millimétriques en général, soit les fréquences supérieures à 30 GHz. En particulier, les fréquences autour de 60 et 77 GHz seront considérées puisqu'elles représentent des fréquences d'intérêt particulier. À 60 GHz se situe un

maximum local d'absorption et cette fréquence a conséquemment été envisagée pour des applications de réseaux sans fil locaux. La fréquence de 77 GHz est utilisée en ce moment pour la détection d'obstacles dans l'industrie automobile et fera donc aussi l'objet d'une attention particulière.

Du côté des circuits ajustables requérant du titane de baryum et de strontium, il existe beaucoup plus d'informations publiées puisque ce matériau a récemment fait l'objet de nombreuses recherches. Cependant, les informations publiées révèlent des propriétés qui varient énormément d'un groupe de recherche à l'autre et en fonction des conditions de dépôts utilisées. Par exemple, la permittivité de couches minces de BST 50/50 dans les articles consultés oscille entre 300 et 1200. La variation de la permittivité, qu'on appelle ajustabilité, change aussi selon les conditions de dépôts. Il faudra donc caractériser le matériau déposé dans nos installations avant d'en arriver à concevoir des dispositifs. D'abord, il faudra s'assurer que la couche mince déposée est bien constituée de BST et que la stœchiométrie désirée (autant de baryum que de strontium) est respectée. Une fois la nature de la couche mince confirmée, il faudra caractériser les propriétés électriques du BST. Trois informations seront nécessaires, la permittivité relative de la couche en fonction de la fréquence, la tangente des pertes de la couche mince et l'ajustabilité de la couche, c'est-à-dire la variation de sa permittivité relative sous un champ électrique donné. Il faudra en particulier mettre en relation les conditions de dépôts et les propriétés électriques. Un dispositif ajustable sera conçu une fois que des conditions permettant le dépôt de couches minces de BST de qualité suffisante seront satisfaites, soit une ajustabilité d'au moins 30 % pour un potentiel réaliste (moins de 30 V). Afin de limiter la complexité du dispositif ajustable, c'est un déphasageur variable qui sera conçu, fabriqué et caractérisé.

Méthodologie de la thèse

Lors de l'élaboration du projet de recherche pour cette thèse, les principales étapes envisagées ont été énoncées relativement aux deux parties de ce travail :

Partie sur les couches épaisses photoimageables

1 - Déterminer les paramètres de dépôt des couches épaisses photoimageables (temps d'exposition, de séchage, de cuisson) afin d'obtenir des couches de bonne adhérence et d'optimiser la résolution.

2 - Maximiser l'épaisseur des couches diélectriques afin de réduire le temps de fabrication.

3 - Déterminer les propriétés électriques des couches épaisses photoimageables, soit la conductivité des couches d'or, ainsi que la permittivité relative et la tangente des pertes des couches diélectriques dans la plage de 1 à 110 GHz.

4 - Démontrer la capacité de ce procédé de fabrication à réaliser des guides d'onde rectangulaires et les caractériser.

5 - Réaliser des dispositifs passifs en guides d'onde rectangulaires tels que des filtres ou coupleurs et les caractériser.

6 - Démontrer la capacité de ce procédé à fabriquer des dispositifs multicouches.

7 - Comparer les résultats obtenus avec ce procédé de fabrication à ceux publiés récemment impliquant d'autres méthodes de fabrication.

Partie sur les circuits ajustables utilisant du BST

8 - Mettre en place un procédé de dépôt de couches minces de BST 50/50.

9 - Vérifier la stœchiométrie et la cristallinité des couches minces.

10 - Déterminer les conditions optimales de dépôt afin d'obtenir une ajustabilité d'au moins 30 %.

11 - Développer une configuration requérant un potentiel d'opération modéré (moins de 30 V).

12 - Concevoir et fabriquer un déphaseur variable utilisant des couches minces de BST comme élément ajustable.

Présentation de la thèse

Le corps principal de la thèse sera divisé en trois chapitres. Le premier traitera des matériaux ferroélectriques, en particulier du BST. L'origine des propriétés ferroélectriques et paraélectriques sera présentée. Les paramètres de dépôt seront optimisés et les couches de BST seront caractérisées. Entre autres, l'influence d'un dopage de titane sur l'ajustabilité et la tangente des pertes sera mise en évidence. Une géométrie de condensateur à plaques parallèles sera implantée, ce qui permet de réduire considérablement le potentiel de contrôle devant être

appliquée. Ensuite, un déphasageur variable utilisant des éléments ajustables de BST sera présenté et mesuré. Ce dispositif sera ensuite comparé à d'autres déphasages variables ferroélectriques publiés.

Le deuxième chapitre aura pour objet le procédé de fabrication par couches minces photoimageables. En premier lieu, les conditions physiques des dépôts seront évaluées afin de fixer les paramètres de fabrication pour les deux matériaux (diélectriques et conducteurs). Une fois la procédure de fabrication bien maîtrisée, des dispositifs de caractérisation seront présentés et mesurés. D'abord, la résistivité des couches d'or sera mesurée. Ensuite, la compatibilité de cette méthode de fabrication avec l'électrodéposition et la photolithographie sera vérifiée. Dans le but de caractériser les couches diélectriques, des condensateurs à plaques parallèles seront fabriqués pour en extraire la permittivité relative. Finalement, la fabrication de résonateurs circulaires permettra de caractériser les couches diélectriques à plus haute fréquence et de façon plus précise.

Le troisième chapitre traitera des applications concrètes du procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables et des résultats obtenus. La méthode de fabrication sera d'abord appliquée pour produire des guides d'onde rectangulaires. Les propriétés de guidage de ces structures seront extraites et présentées. Ensuite, des dispositifs concrets seront présentés afin de démontrer les capacités de cette méthode de fabrication. Suivra un exposé sur les filtres passe-bande d'ordres trois et cinq ainsi qu'un coupleur 3 dB. Les résultats seront ensuite comparés à l'état de l'art pour différentes approches de fabrication. D'autres types de lignes de transmission seront ensuite présentés. D'abord, les demi-guides d'ondes seront démontrés et caractérisés. Par la suite, une ligne de transmission micro-coaxiale sera présentée. Les avantages de cette ligne non dispersive seront discutés avant d'en présenter les étapes de fabrication, relativement complexes. Les propriétés de guidage de cette ligne de transmission seront extraites avant d'en présenter les applications pratiques. Pour prouver l'intérêt de cette ligne de transmission, un filtre passe-bande et un coupleur à très large bande seront fabriqués et mesurés. Encore une fois, les résultats obtenus seront confrontés aux meilleurs résultats publiés par d'autres groupes de recherche.

En dernier lieu, un retour sur les principaux résultats obtenus dans le cadre de ce travail figurera dans la conclusion. Les performances des différentes lignes de transmission fabriquées en utilisant le procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables seront comparées.

Finalement, quelques propositions et idées seront présentées pour poursuivre le développement des deux approches de fabrication traitées dans cette thèse.

CHAPITRE 1 LES MATÉRIAUX FERROÉLECTRIQUES ET LEUR APPLICATION DANS LE DOMAINE DES CIRCUITS MICRO-ONDES

Les matériaux ferroélectriques et paraélectriques attirent l'attention des chercheurs depuis quelques décennies. Initialement envisagés pour des applications en microélectronique [1,2,3], ces matériaux ont depuis beaucoup attiré l'attention dans le domaine des micro-ondes, principalement pour la fabrication de circuits intégrés ajustables [4,5,6]. Dans cette section, seront présentées des méthodes de dépôts et de caractérisation d'un matériau paraélectrique : le titanate de baryum et de strontium, communément appelé BST. Une application utilisant ce matériau sera ensuite présentée.

1.1 Matériaux ferroélectriques et paraélectriques

1.1.1 Piézoélectricité, pyroélectricité et ferroélectricité

La plupart des propriétés macroscopiques des matériaux sont issues de la façon dont les atomes sont agencés et interagissent dans la structure cristalline microscopique. Par exemple, les conducteurs électriques possèdent des charges (électrons ou ions) suffisamment libres pour se déplacer dans la matrice cristalline. Un champ électrique externe produira un déplacement net de ses charges, il en résultera un courant électrique. Par contre, si les charges sont suffisamment liées à leur site respectif, ce déplacement de charge ne sera pas possible, il n'y aura pas de courant électrique et nous nommons ces matériaux isolants. Lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique externe, les charges contenues dans la structure subissent la force électrostatique, mais elles ne peuvent s'échapper de leur site. Néanmoins, cette force a pour conséquence de modifier la distribution spatiale de ces charges, par exemple, en changeant l'orientation de dipôles permanents dans la structure ou en déformant le nuage électronique autour d'un atome. Ce déplacement de charge aura pour effet de venir contrer localement le champ électrique externe appliqué. On appelle polarisation (P) la densité de dipôles induits ou permanents par unité de volume dans un matériau. La permittivité relative ϵ_r est reliée à la polarisation par la relation suivante :

$$P = (\varepsilon_r - 1)\varepsilon_0 E \quad (1)$$

où E est le champ électrique externe appliqué et ε_0 la permittivité du vide. Ainsi, la permittivité relative est liée à la capacité d'un matériau de réarranger ses charges sous l'application d'un champ électrique externe. Pour un champ électrique en courant continu (CC), les charges ont amplement le temps de se réarranger et le solide est toujours dans un état d'équilibre. Cependant, à mesure que la fréquence d'un champ alternatif augmente, certaines contributions à la constante diélectrique ne pourront plus se réarranger assez rapidement pour suivre la fréquence d'oscillation du champ. Plus la masse impliquée dans le réarrangement de charge est importante, plus la fréquence à laquelle elles ne pourront plus contribuer à la constante diélectrique sera basse. Un graphique de la permittivité relative en fonction de la fréquence présentera donc l'apparence d'escaliers descendants, comme montré à la figure 1-1 [7]; à basse fréquence, nous aurons la contribution des dipôles moléculaires permanents, la contribution des charges

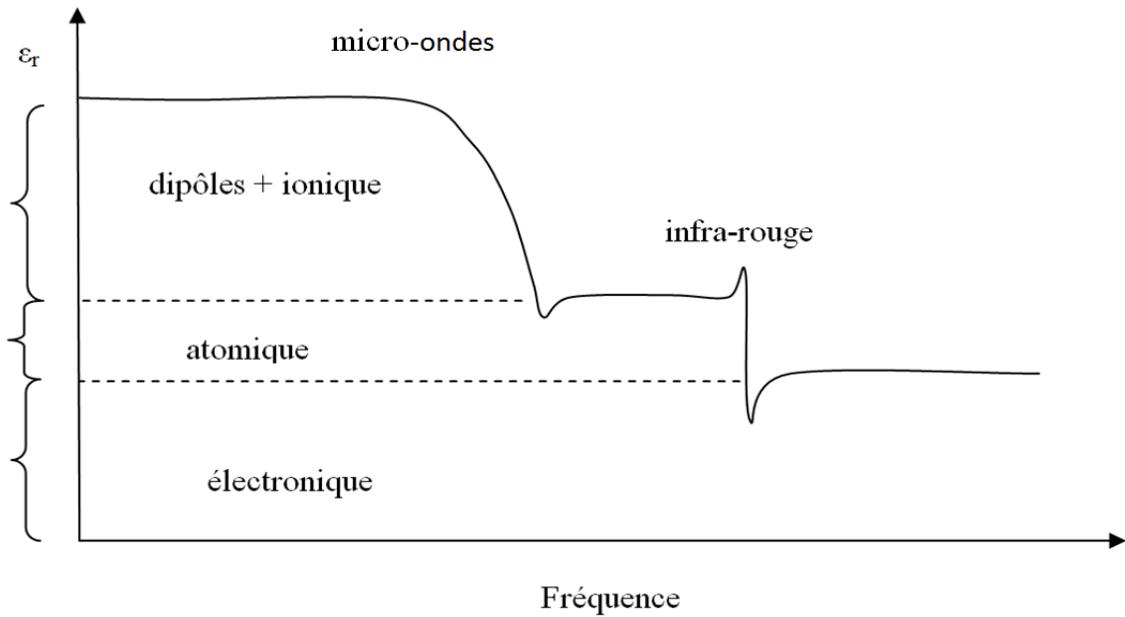


Figure 1-1 : Apparence générale d'un graphique de la permittivité relative en fonction de la fréquence et ses différentes contributions

interstitielles, appelée contribution ionique, la contribution des noyaux atomiques et la contribution due au réarrangement des nuages électroniques. Premièrement, la contribution des dipôles permanents moléculaires et la contribution ionique disparaissent dans la gamme de fréquences micro-ondes. Ensuite, les atomes cessent de pouvoir suivre le champ alternatif dans

les fréquences infrarouges. Finalement, les électrons possèdent une masse assez faible pour contribuer à la constante diélectrique jusque dans les fréquences optiques ou ultraviolettes.

Chez certains matériaux, l'application d'une contrainte externe cause non seulement une déformation de la structure cristalline, mais génère aussi une polarisation électrique. En général, ces matériaux sont non centrosymétriques, c'est-à-dire que leur maille cristalline élémentaire ne présente pas de centre de symétrie. Inversement, lorsque ces matériaux sont soumis à un champ électrique, ils se déforment. Cette propriété est nommée piézoélectricité. La piézoélectricité est couramment utilisée dans des objets usuels, par exemple, pour l'allumage de certains briquets ou pour générer les ultrasons pour pratiquer une échographie. Un sous-ensemble des matériaux piézoélectriques montre une variation de polarisation lorsque sa température varie, nous les nommons pyroélectriques. En général, la cause de ce phénomène est une transition de phase cristalline qui induit des contraintes internes dans le matériau. Puisque tout pyroélectrique est nécessairement aussi un piézoélectrique (l'inverse n'est pas vrai), cette contrainte interne provoquera une augmentation de la polarisation du matériau. Ainsi, la polarisation d'un matériau pyroélectrique varie en fonction de la température. Un sous-ensemble de matériaux pyroélectriques présente la caractéristique supplémentaire de pouvoir changer l'orientation de leur polarisation sous l'effet d'un champ électrique externe, ils sont appelés ferroélectriques par analogie avec les matériaux ferromagnétiques avec lesquels ils présentent plusieurs caractéristiques communes. Puisque ces matériaux conservent leur état de polarisation sans énergie externe et qu'ils peuvent être changés d'état au moyen d'un champ électrique, une application évidente de ces matériaux serait pour la fabrication de mémoires, soit sous la forme de RAM ou de ROM (*random access memory* et *read only memory* respectivement). Ces matériaux présentent aussi un certain intérêt pour la fabrication de circuits micro-ondes ajustables. Cependant, le fait qu'ils conservent leur polarisation, même quand le champ externe n'est pas appliqué, fait en sorte que leur comportement n'est pas réciproque, il dépend de l'état préalable du matériau. Cette propriété est nommée hystéresis, tout comme son équivalent en magnétisme. Par contre, si la température d'un ferroélectrique dépasse un certain seuil, appelé température de Curie ferroélectrique et notée T_{Cf} , un changement de phase cristalline se produit et l'énergie thermique du système est suffisante pour dépolarisier le matériau en l'absence du champ électrique, nous appelons ce régime paraélectrique. Dans ce cas, la polarisation induite par le champ électrique disparaît dès que le champ n'est plus appliqué. De plus, le niveau de

polarisation est directement proportionnel au champ appliqué et ne dépend pas de l'état préalable du matériau, il n'y a plus d'hystérésis, comme montré à la figure 1-2. Ces matériaux ne peuvent

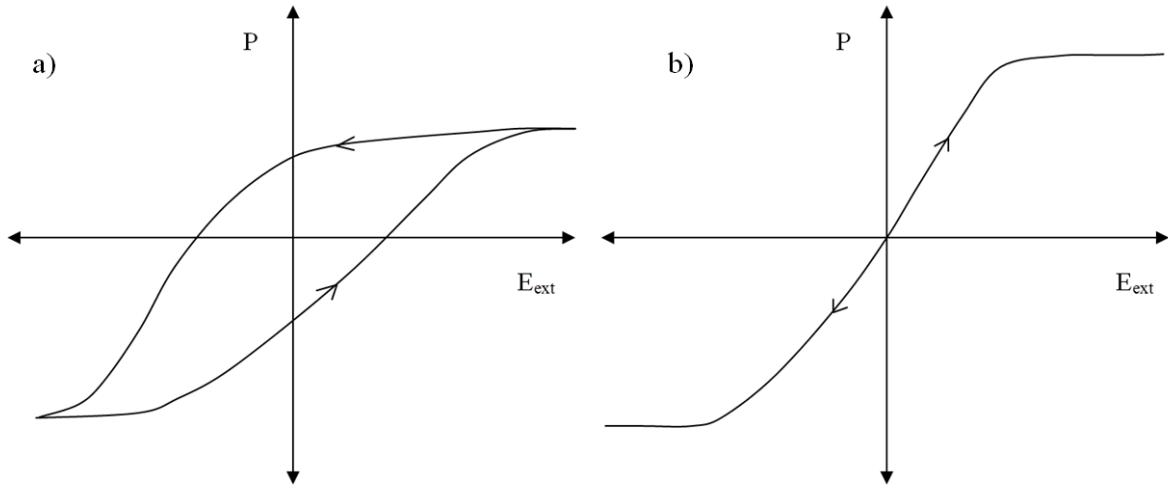


Figure 1-2 : Polarisation de matériaux a) ferroélectriques et b) paraélectriques sous l'application d'un champ électrique externe

plus être utilisés comme mémoire non volatile (ROM), car ils perdraient leur état, mais ils peuvent être utilisés comme RAM. De plus, les matériaux paraélectriques s'avèrent les plus intéressants pour la fabrication de circuits micro-ondes ajustables justement à cause de l'absence d'hystérésis [8].

En résumé, la constante diélectrique est directement liée à la capacité d'un matériau de se polariser sous l'effet d'un champ électrique. Il est possible de modifier cette capacité de polarisation pour certains matériaux. Cela aura comme conséquence directe de faire varier la permittivité relative d'un matériau. Par exemple, on peut varier la permittivité d'un piézoélectrique en lui appliquant une contrainte mécanique, il est possible de faire de même en variant la température d'un pyroélectrique ou le champ appliqué sur un ferroélectrique (ou paraélectrique). Toutes ces approches permettent de fabriquer des circuits ajustables, mais un contrôle rapide et précis des contraintes mécaniques ou de la température se révèle moins aisés que dans le cas d'un champ électrique. Pour cette application, les matériaux ferroélectriques dans leur phase paraélectrique sont généralement utilisés. Parmi les nombreux matériaux ferroélectriques connus, le BST (titanate de baryum et de strontium) suscite beaucoup d'intérêt et

se positionne comme étant le candidat le plus prometteur pour la fabrication de circuits micro-ondes ajustables.

1.1.2 Le titanate de baryum et de strontium

Il existe un grand nombre de matériaux ferroélectriques ou paraélectriques. Un bon candidat pour la fabrication de circuits micro-ondes ajustables doit réunir plusieurs conditions. Premièrement, il est important que la variation de permittivité relative soit la plus élevée possible pour offrir une plus large plage d'ajustements. Ensuite, les pertes doivent, pour des raisons évidentes, être le plus faible possible et le matériau, pouvoir soutenir suffisamment de puissance, d'où une tension de claquage élevée. De plus, il est primordial que la température de Curie ferroélectrique se situe hors des températures d'opération envisagées du dispositif. La transition de la phase ferroélectrique vers la phase paraélectrique présente des discontinuités qui seraient problématiques pendant l'opération du dispositif. Comme il a déjà été mentionné, pour des circuits micro-ondes ajustables, il serait préférable que le matériau se situe dans la phase paraélectrique; il faudrait donc que la température de Curie ferroélectrique soit inférieure à la température d'opération. D'autres considérations entrent dans le choix du matériau paraélectrique : résistance mécanique, stabilité chimique, facilité de dépôt et coût de fabrication. Des nombreux candidats, le titanate de baryum et de strontium, communément appelé BST, a été

Tableau 1-1 : Température de Curie ferroélectrique pour différentes proportions de baryum dans le BST

X	T _{Cf} (°C)
0,90	101
0,80	69
0,65	19
0,60	-3
0,50	-30
0,45	-48

identifié parmi les plus prometteurs [9]. De façon plus précise, le BST est un mélange de titanate de strontium (SrTiO_3) et de titanate de baryum (BaTiO_3). Généralement, la proportion molaire de baryum x est donnée pour permettre d'identifier la stœchiométrie du composé noté sous la forme $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$. Il est possible d'ajuster la température de Curie ferroélectrique du composé en variant la valeur de x . Le tableau 1-1 montre quelques températures de Curie ferroélectriques pour différentes compositions. Pour une valeur de x de 0,5, la température de Curie ferroélectrique est de -30 °C, ce qui est parfait pour la plupart des applications, même extérieures. C'est cette proportion de baryum qui sera utilisée pour tous les dispositifs présentés dans ce chapitre; on appelle ce matériau BST 50/50. La structure cristalline du BST pour ces températures est appelée pérovskite et est présentée à la figure 1-3. Les atomes de strontium et de baryum sont placés aléatoirement sur les coins de la maille élémentaire, on ne peut affirmer que

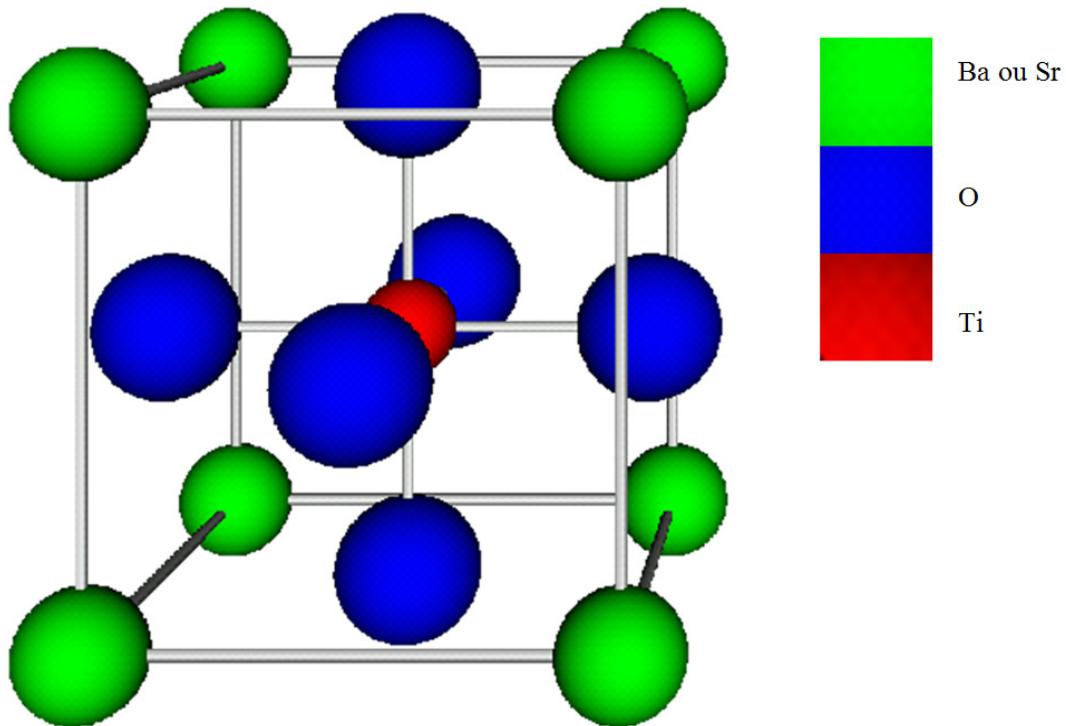


Figure 1-3 : Structure d'une maille cristalline élémentaire de BST, appelée pérovskite

chaque maille possède un nombre particulier d'atomes de strontium et de baryum, c'est seulement à l'échelle macroscopique que la proportion x est respectée. En observant la structure cristalline du BST, on peut comprendre l'origine physique du phénomène ferroélectrique ou

paraélectrique qui le caractérise. L'atome de titane au centre de la maille élémentaire est plus petit que le site octaédrique qui le contient, il peut donc se déplacer dans ce site sous l'application d'un champ électrique externe. Dans sa phase ferroélectrique, l'ion titane possède deux états de polarisation non nuls stables en l'absence de champ externe. Par contre, dans sa phase paraélectrique, ces positions ne sont plus stables et le noyau de titane revient à l'équilibre dès que le champ disparaît. Lorsqu'un champ externe déplace le noyau de titane, celui-ci peut moins contribuer à la polarisation induite, ce qui réduit la permittivité du matériau.

Un grand nombre d'équipes de recherche a travaillé à caractériser les propriétés du BST 50/50 et à optimiser ses propriétés pour des applications micro-ondes. À partir des informations publiées, il est clair que les propriétés électriques du BST 50/50 dépendent d'un grand nombre de facteurs. D'abord, la méthode de dépôt (pulvérisation plasma, dépôt par laser pulsé, dépôt en phase vapeur assisté par plasma, sol-gel, etc.) ainsi que les conditions de dépôt (température, pression, composition de l'atmosphère, puissance du plasma/laser, etc.) ont une influence sur les propriétés des couches minces de BST. De plus, il a été démontré que le substrat utilisé ainsi que l'épaisseur de la couche mince pouvaient faire varier ces paramètres. Il est donc important de caractériser et d'optimiser le BST pour le substrat et la méthode de fabrication utilisée.

1.2 Dépôt et caractérisation du BST

1.2.1 Dépôt du BST par pulvérisation RF réactive

La méthode disponible au laboratoire Poly-Grames pour le dépôt de BST est la pulvérisation plasma radiofréquence réactive. Celle-ci est une technique de déposition offrant un plus large éventail de matériaux que l'évaporation mais qui, en même temps, est plus complexe et fait intervenir un plus grand nombre de paramètres. Une plaquette circulaire du matériau à déposer, appelée cible, est fixée sur la partie supérieure d'une chambre à vide, le substrat sur lequel nous voulons déposer est placé directement en dessous de la cible à une distance d'environ 30 cm. Un vide moyen (c.-à-d. 1×10^{-5} torr) est créé dans la chambre afin de retirer toutes les impuretés ambiantes. Ensuite, un gaz d'argon est introduit sous pression plus élevée (de l'ordre des millitorrs) et une différence de potentiel est appliquée (entre 300 et 3 000 V) entre la cible et le substrat, avec la cible comme borne négative de manière à ce que des atomes du gaz s'ionisent; nous sommes alors en présence d'un plasma. Les atomes ionisés ont une charge nette positive, ils

sont donc attirés vers la cible à potentiel négatif. Par conservation de la quantité de mouvement et de l'énergie cinétique, la collision entre la cible et l'ion provoquera une expulsion de particules de la cible, soit des atomes ou des groupes d'atomes. Ces particules sont neutres, elles ne sont donc pas influencées par le champ électrique présent. Les particules et atomes vont alors se déposer sur le substrat. L'uniformité du dépôt est bonne puisque la cible est généralement plus grande que le substrat sur lequel nous déposons et que le libre parcours moyen des particules est plus court que le trajet qu'elles doivent parcourir, elles arrivent donc de tous les côtés à la suite des collisions entre elles ou avec des atomes d'argon neutres. Pour cette raison, les dépôts par pulvérisation parviennent à recouvrir efficacement des topologies accidentées, même des parois verticales. Pour augmenter l'efficacité de l'ionisation, des aimants sont placés derrière la cible afin de confiner le plus possible les électrons près de la cible. Ceci aura pour effet de modifier leur trajectoire grâce à la force de Lorentz, ce qui les ramènera plusieurs fois en collision avec des atomes d'argon, augmentant ainsi le nombre d'ions libérés et donc la vitesse de dépôt.

Ce dispositif fonctionne très bien avec des cibles conductrices et peut même déposer des alliages en conservant leur stoechiométrie, mais lorsque nous tentons de déposer des matériaux non conducteurs, il se forme une accumulation de charge à la cible; il faudrait une différence de potentiel beaucoup trop élevée pour obtenir le courant nécessaire. Pour contourner ce problème, il est possible d'appliquer un potentiel alternatif plutôt que DC. À de basses fréquences (inférieures à 1 MHz), l'anode et la cathode s'inversent à chaque cycle et la cible et le substrat sont alternativement pulvérisés, ce qui empêche le dépôt. Par contre, dans le cas de fréquences plus élevées, les ions ne sont pas assez mobiles pour suivre le champ électrique et il se forme un plasma maintenu qui remplit toute la chambre. Le circuit équivalent à cette situation est formé de deux capacités en série. Les deux électrodes sont alors susceptibles d'être pulvérisées, mais c'est celle possédant la plus petite surface qui le sera. Dans une configuration correcte, le substrat est mis à la terre, ainsi que tout le bas du réacteur et quelquefois aussi ses parois, ce qui lui confère une très grande surface, c'est donc la cible qui est pulvérisée. La fréquence de 13,56 MHz a été allouée pour ces procédés par le FCC (*Federal Communication Commission*). On parle alors de pulvérisation plasma radiofréquence. Il faut cependant un système qui permet d'adapter l'impédance de la source à l'impédance du plasma, sinon la puissance radiofréquence sera réfléchie à l'entrée du plasma. Généralement, un tel système prend la forme d'inductances et de condensateurs variables automatisés reliés à une boucle de rétroaction. Il est parfois

avantageux d'introduire d'autres gaz que l'argon dans la chambre à vide afin de faire réagir le composé à déposer. Par exemple, l'ajout d'oxygène dans le plasma est parfois utilisé pour déposer du BST, assurant que celui-ci ne présente pas une déficience en oxygène. Cette méthode de déposition est appelée pulvérisation plasma (radiofréquence ou non) réactive. Puisque la cible de BST 50/50 n'est pas conductrice, il faut le déposer par pulvérisation radiofréquence seulement, qu'elle soit réactive ou non. La couche mince de BST doit ensuite être recuite à haute température pendant un certain temps afin de permettre aux cristaux de croître, ce qui augmentera la qualité de la couche mince et ses propriétés électriques. Différentes températures sont proposées dans la littérature. Pour vérifier la température de cuisson et confirmer que nous sommes en présence du BST dans sa phase pérovskite, des mesures de diffractométrie rayons X (XRD) sont effectuées sur des échantillons de 400 nm de BST 50/50 déposé sur alumine polie à la température de la pièce dans une atmosphère d'argon à 3,5 millitorrs pour une puissance de 100 W. Ce type de mesure irradie la structure cristalline avec des rayons X dont la longueur d'onde est du même ordre de grandeur que la maille cristalline élémentaire. L'intensité de rayons X réfléchie est mesurée en faisant varier l'angle d'un détecteur de rayons X. Les atomes irradiés se comportent comme des sources ponctuelles qui réémettent des rayons X. Pour certains angles

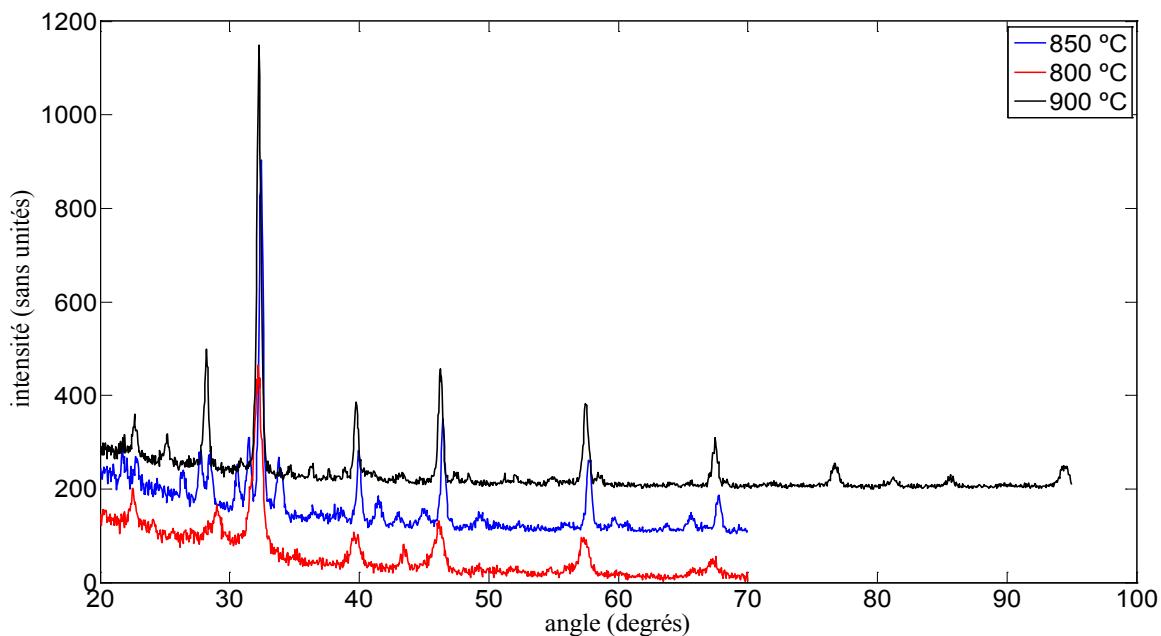


Figure 1-4 : Mesures XRD de couches minces de BST déposées par pulvérisation RF et recuites sous différentes températures pour 4 heures, utilisant la radiation K_{α} du cuivre

d'incidence, la radiation d'un atome sera en phase avec les autres et leurs émissions interféreront de manière constructive. Ce sont les angles d'incidence de ces pics de radiation, ainsi que leur intensité les uns par rapport aux autres qui permettent d'identifier les structures cristallines et leur composition. De surcroît, plus les pics sont étroits, plus les cristaux sont gros; si la structure de la couche mince est parfaitement monocristalline, les pics auront une largeur nulle. La figure 1-4 montre les résultats de mesure XRD pour différentes températures de cuisson du BST. Il est possible d'observer que les pics deviennent plus étroits et plus hauts pour une température plus élevée. Aussi, il y a plusieurs pics secondaires présents aux températures plus basses qui disparaissent à 900 °C. Ces pics montrent la présence d'autres phases cristallines dans la couche mince qui nuiront aux propriétés paraélectriques de la couche mince de BST. Comme prévu, le pic principal observé par XRD correspond à l'orientation cristalline (110) à 32°. À plus hautes températures de recuit, la surface de BST était endommagée et présentait des craquelures qui compromettent sa stabilité mécanique; un recuit à 900 °C pendant quatre heures sera donc utilisé pour la fabrication des couches minces de BST 50/50.

Durant la procédure de dépôt par pulvérisation, les ions d'argon attaquent mécaniquement la cible de BST 50/50 et en détache des morceaux plus ou moins gros. Il est connu que l'efficacité de ce processus dépend de plusieurs paramètres, dont le poids de l'élément ou du composé et les liaisons qui le constituent. Par exemple, il est plus difficile pour un ion d'argon d'extraire un atome très lourd plutôt qu'un atome léger. Par contre, il sera plus facile de pulvériser du charbon que du graphite, même si les deux sont composés de carbone; les liens covalents entre atomes de carbone dans le graphite étant beaucoup plus forts que les liens dans le charbon. Ce phénomène entraîne non seulement une variation du taux de dépôt selon le matériau déposé, mais peut aussi provoquer une variation de la composition chimique de la couche par rapport à la cible d'origine dans le cas de dépôts de composés chimiques (par opposition à des éléments simples). Pour déterminer la stœchiométrie de la couche mince déposée, la spectroscopie de rétrodiffusion de Rutherford (*RBS, Rutherford backscattering spectroscopy*) a été utilisée. Pour ce type de mesure, des ions (dans notre cas des particules alpha) sont accélérés à de grands niveaux d'énergie (quelques MeV) et sont dirigés pour bombarder la cible dont la stœchiométrie est à déterminer. Lorsque les ions rencontrent un noyau atomique, ils rebondissent vers l'arrière et peuvent être détectés. Il est possible de déterminer la nature du noyau à l'origine de cette collision en fonction de l'angle d'arrivée de l'ion rétrodiffusé et son énergie cinétique.

Pour des composés complexes, il n'est pas toujours possible de déterminer exactement la composition de la cible puisque plusieurs solutions, et donc compositions, sont possibles. Il s'agit alors d'utiliser aussi les connaissances que nous avons sur la couche (présence ou absence de certains éléments, assumer que la couche est totalement oxydée, etc.) afin de réduire les possibilités. La figure 1-5 montre le résultat d'une mesure RBS de la couche mince de BST 50/50

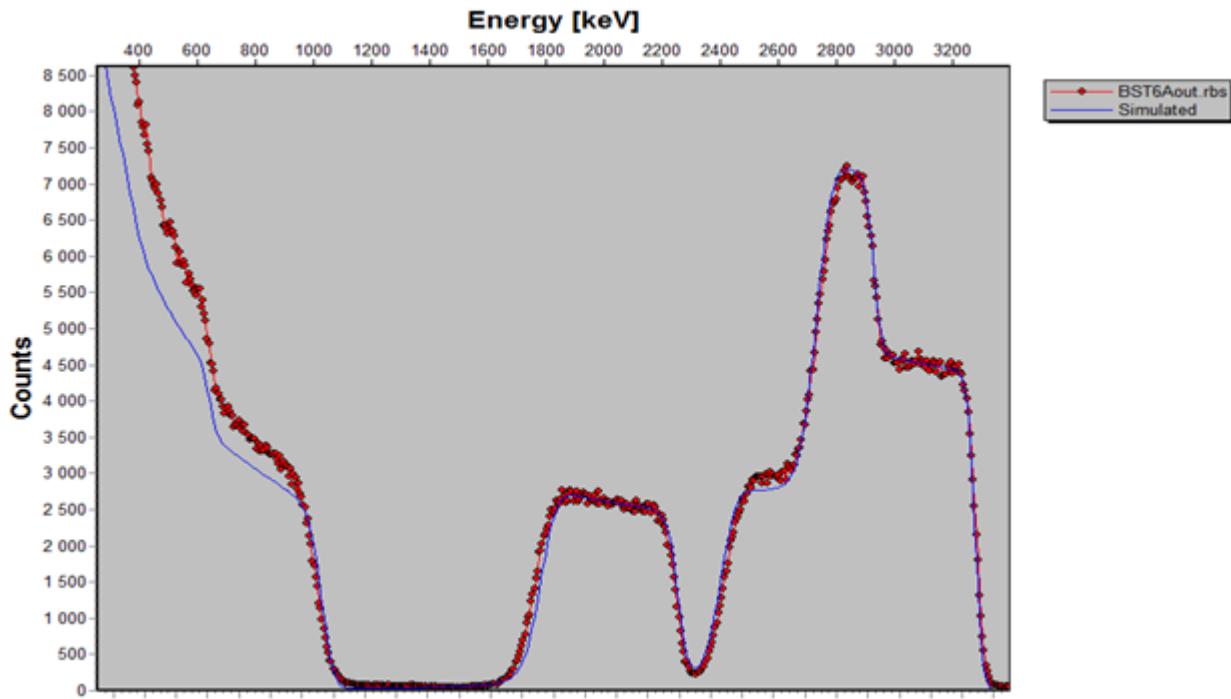


Figure 1-5 : Comparaison des résultats simulés et mesurés par rétrodiffusion de Rutherford d'une couche mince de BST 50/50 déposée sur alumine

cuite à 900 °C et déposée dans les conditions décrites plus haut et la courbe théorique d'un BST 50/50 parfaitement stœchiométrique. L'accord entre les deux courbes est très bon, on perçoit cependant une légère différence pour les ions moins énergétiques. Cette différence trouve son origine dans une petite variation par rapport à la stœchiométrie idéale du BST 50/50. Il peut manquer soit d'oxygène, de titane, de strontium ou de baryum. Cependant, il serait surprenant qu'il y ait une lacune en oxygène puisque la cuisson de quatre heures à 900 °C sert à s'assurer que le BST est totalement oxydé. Pour les trois autres métaux, il est possible de comparer le rendement d'un ion d'argon incident. Un rendement unitaire implique qu'un ion d'argon détachera en moyenne un atome de la cible; il est donc possible de comparer ces rendements pour des conditions expérimentales semblables. Le tableau 1-2 donne un comparatif de rendement

pour un plasma d'argon, une incidence normale et une énergie cinétique de 500, 1 000 et 5 000 eV [10].

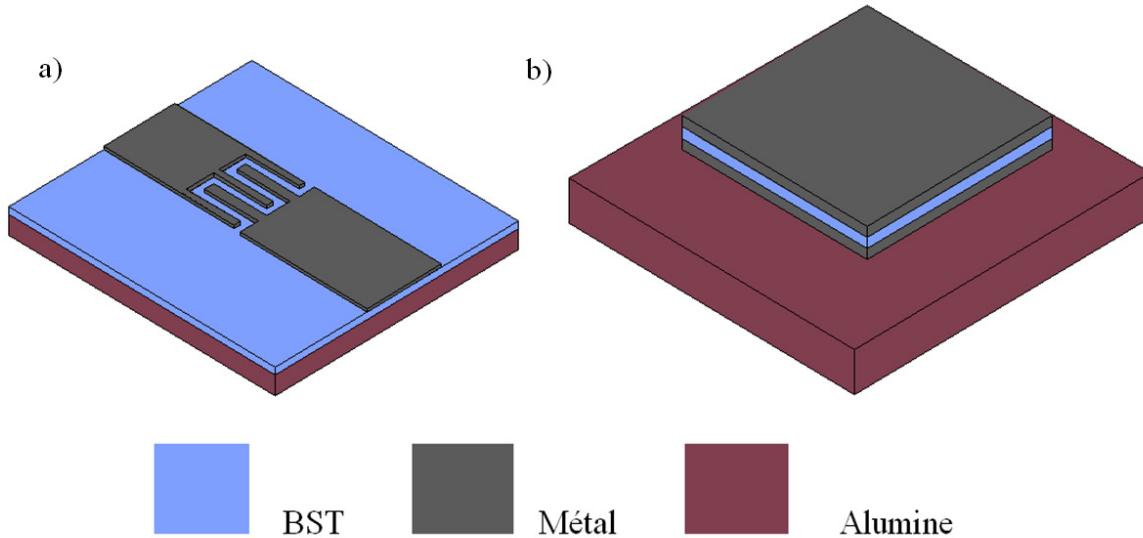
Tableau 1-2 : Rendement de pulvérisation des trois métaux du BST pour un ion d'argon de différentes énergies cinétiques à incidence normale

Élément	Rendement 500 eV	Rendement 1 000 eV	Rendement 5 000 eV
Titane	0,557	0,901	1,733
Baryum	1,245	1,775	3,241
Strontium	1,372	1,929	3,411

Les valeurs de rendement du baryum et du strontium sont assez proches, mais le rendement pour le titane est nettement inférieur, ce qui pourrait provoquer une déficience en titane dans la couche de BST déposée.

1.2.2 Mesure des performances électriques du BST 50/50

Nous avons déjà confirmé que les couches minces déposées par pulvérisation RF étaient bien constituées de BST 50/50 dans sa phase pérovskite paraélectrique avec une orientation préférentielle (110). Nous avons aussi vu que la stœchiométrie de la couche déposée déviait



légèrement de la stœchiométrie anticipée et une lacune en titane est soupçonnée d'être à l'origine de cette déviation, attribuable au mécanisme de dépôt par pulvérisation. Cependant, les performances électriques du BST, comme sa permittivité relative, son ajustabilité et sa tangente de perte n'ont pas été mesurées. Pour mesurer ces quantités, il faut un dispositif permettant de soumettre la couche mince à un champ électrique relativement fort. La solution la plus simple consiste à fabriquer un condensateur aux bornes duquel un potentiel sera appliqué. Deux configurations sont communément rencontrées pour ce type de mesure : les condensateurs interdigitaux et les condensateurs à plaques parallèles, qui sont présentés à la figure 1-6. L'avantage des condensateurs interdigitaux réside en leur simplicité de fabrication, le BST est déposé sur toute la surface et une couche métallique est ajoutée, généralement par *lift-off*, ce qui ne requiert qu'une étape photolithographique. Cependant, la distance minimale entre les doigts où le champ électrique est appliqué dépend de la résolution du procédé photolithographique utilisé et peut donc limiter l'ajustabilité des dispositifs; dans notre cas, l'espacement minimum entre les doigts est de 5 μm . De plus, l'extraction des paramètres électriques de la couche nécessite un

traitement complexe puisque le champ électrique pénètre aussi dans le substrat montrant une permittivité et des pertes différentes de la couche de BST. Dans le cas des condensateurs à plaques parallèles, le contrôle de l'épaisseur de la couche déposée est très précis, de l'ordre du nanomètre, ce qui permettra d'appliquer des champs très forts avec un potentiel relativement

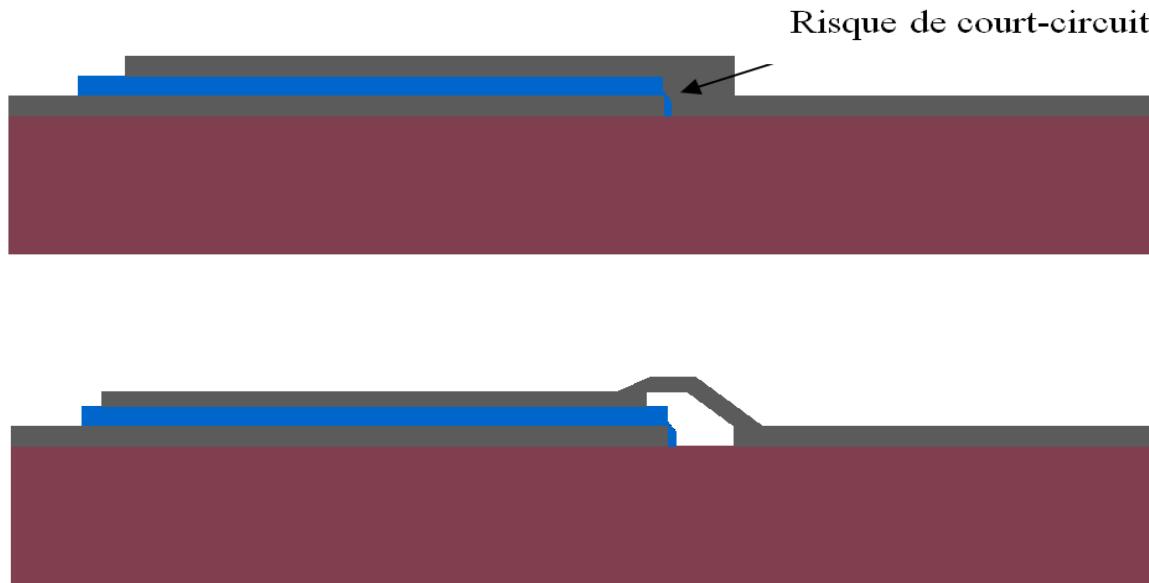


Figure 1-7 : Configuration de condensateur avec et sans pont aérien

faible pour une couche de BST de quelques centaines de nanomètres. Cependant, la qualité de la surface devra être excellente puisque la moindre piqûre (*pinhole*) provoquera un court-circuit. De

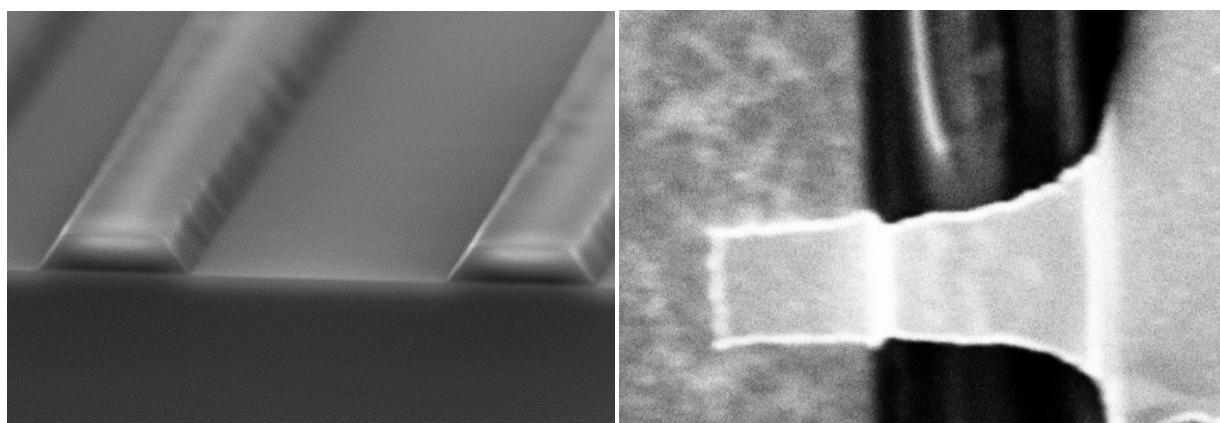


Figure 1-8 : Images par microscopie électronique à balayage du profil trapézoïdal de la résine positive AZ1518 et du pont aérien fabriqué

plus, si l'électrode du bas est épaisse (ce qui est désiré pour réduire les pertes ohmiques), il faudra utiliser un pont aérien afin de connecter l'électrode du haut à la source de potentiel. Effectivement, la faible épaisseur de BST n'est pas suffisante pour couvrir la marche métallique de l'électrode, d'où la possibilité de court-circuit. La figure 1-7 montre cette situation et le pont aérien utilisé pour l'éviter. Ce pont est réalisé au moyen d'une couche d'or déposée par pulvérisation plasma sur une trace de résine positive AZ1518. Comme montré à la figure 1-8, le profil de cette résine est trapézoïdal, ce qui permet de déposer l'or directement en forme de pont. Ensuite, la résine est dissoute dans un solvant et le pont devient une structure suspendue. L'image par microscopie électronique montre que la résolution photolithographique limite la précision de la dimension du condensateur; dans le cas montré, le pont aérien possède une largeur de 8 μm . Une série de condensateurs de différentes tailles a été réalisée afin de caractériser la couche mince de BST 50/50 et se retrouve à la figure 1-9. La géométrie des condensateurs est adaptée pour la mesure sous pointes en utilisant des sondes de GSG de 250 μm . Le potentiel est appliqué directement sur les sondes de mesures au moyen d'une source de tension branchée dans le port de polarisation de l'analyseur de réseaux vectoriels, il est donc limité à 30 V. Cette valeur doit cependant être mise en contexte; puisque l'épaisseur de la couche de BST est de 400 nm, un potentiel de 30 V équivaut à un champ de 75 kV/ μm . Finalement, les deux critères principaux qui seront considérés pour évaluer les couches de BST sont l'ajustabilité et la tangente de perte. L'ajustabilité A à un potentiel appliqué de x Volts est définie par la relation suivante :

$$A(xV) = \frac{C(0V) - C(xV)}{C(0V)} \quad (2)$$

Une expérience visant à déterminer si les couches de BST 50/50 déposées à Poly-Grames présentaient une déficience en titane a été réalisée. Pour ce faire, plusieurs couches de BST sont déposées en insérant de minces couches de titane entre elles. Pendant la cuisson à 950 °C, le titane dans ces couches diffuse et vient doper la couche de BST. Puisque la cuisson est très longue (4 heures), les atomes de titane ont suffisamment de temps pour trouver les sites où il y a

des lacunes. Par contre, trop de titane pourrait déformer la maille cristalline ou encore fournir des

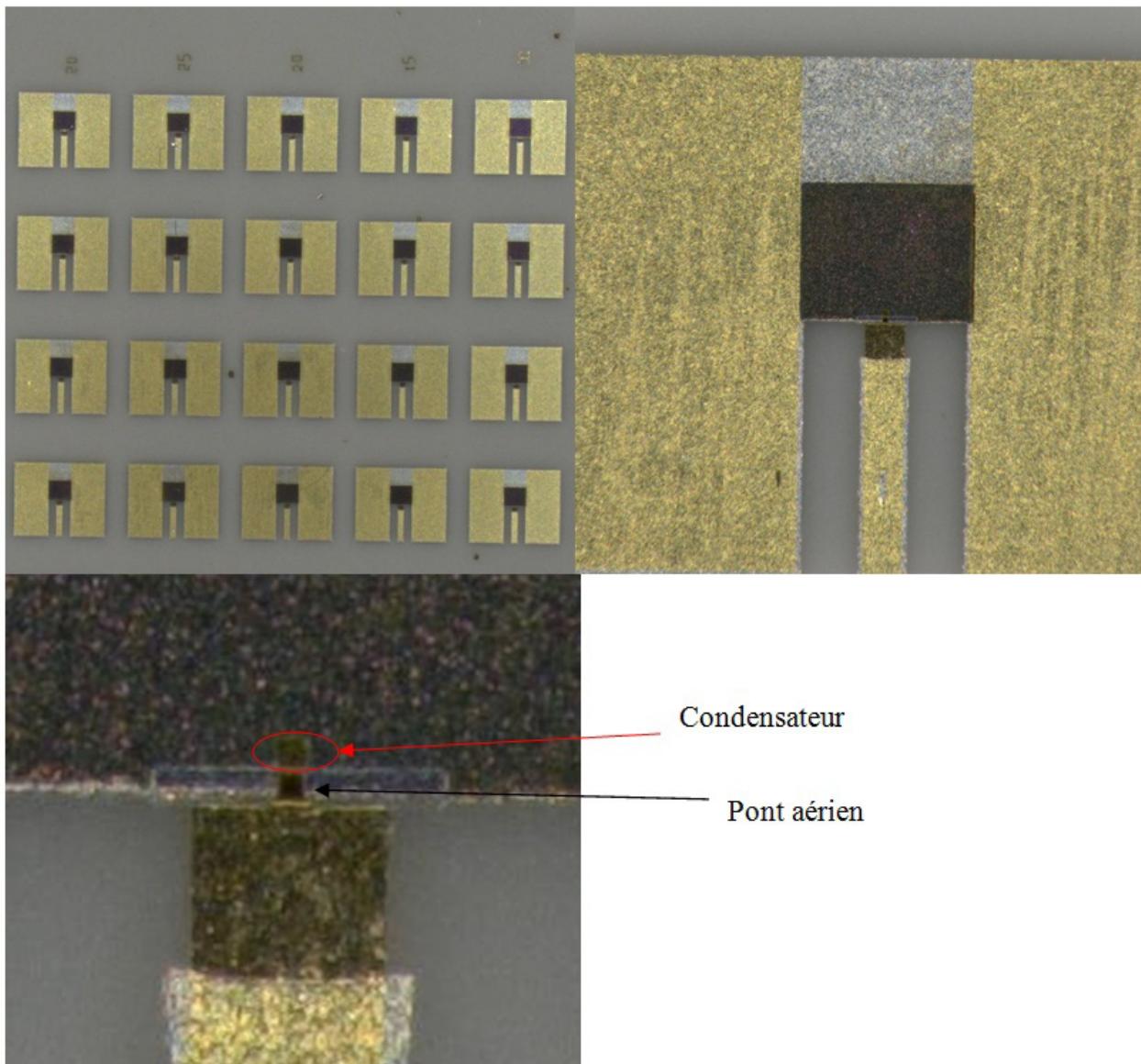
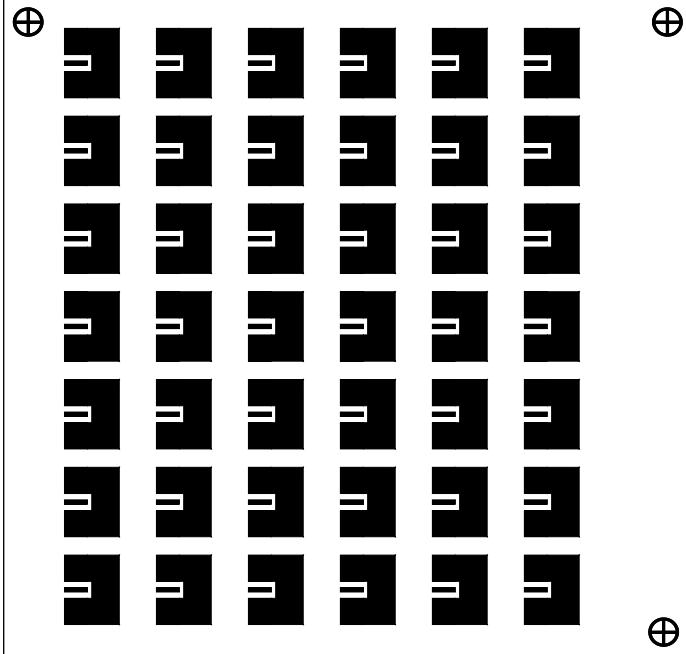
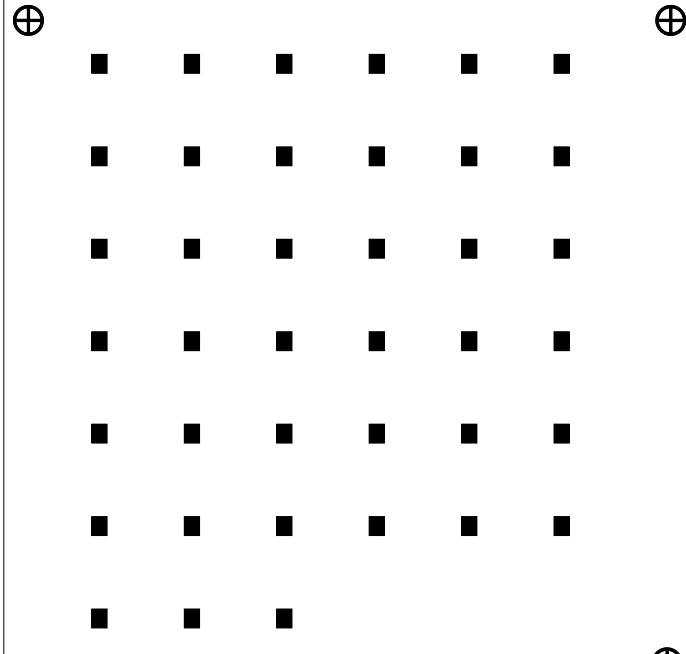


Figure 1-9 : Photographie des condensateurs à plaques parallèles fabriqués et détail de la zone active

charges pour la conduction. L'un ou l'autre de ces phénomènes pourrait grandement nuire aux propriétés électriques de la couche mince, en réduisant l'ajustabilité ou en augmentant les pertes par exemple. Des condensateurs ont donc été fabriqués avec des proportions (en volume) de titane d'environ 0, 2, 5, 7 et 11 %. De plus, les dépôts ont été effectués à la fois sur du silicium à

Tableau 1-3 : Procédure de fabrication des condensateurs à plaques parallèles

#	Opération	masque
1	<u>Dépôt et mise en forme de l'électrode du bas</u> <p>Une électrode de platine est déposée par pulvérisation plasma sur le substrat et gravée par gravure ionique (<i>ion milling</i>); le platine est utilisé car il ne s'oxyde pas et ne diffuse pas à haute température.</p>	
2	<u>Dépôt et mise en forme du BST</u> <p>Dépôt du BST (400 nm) par pulvérisation plasma radiofréquence, température ambiante, puissance de 100W, atmosphère d'argon, pression de 3,5 millitorrs, mise en forme par gravure ionique.</p>	

3	<p><u>Mise en place de la résine pour le pont aérien</u></p> <p>Le pont aérien est formé de résine positive AZ1518 qui présente le profil approprié.</p>	
4	<p><u>Dépôt de l'électrode du haut et du pont aérien</u></p> <p>Une couche d'or de 750 nm est déposée par pulvérisation plasma afin de recouvrir efficacement le pont aérien. Ensuite, l'or est gravé par gravure humide et le soutien de résine est finalement dissous.</p>	

haute résistivité ($10\Omega\text{cm}$) et sur de l'alumine polie afin de vérifier des différences de comportement. La procédure de fabrication complète est présentée au tableau 1-3. Les résultats montrent un fort impact de la quantité de titane sur les paramètres électriques importants du BST,

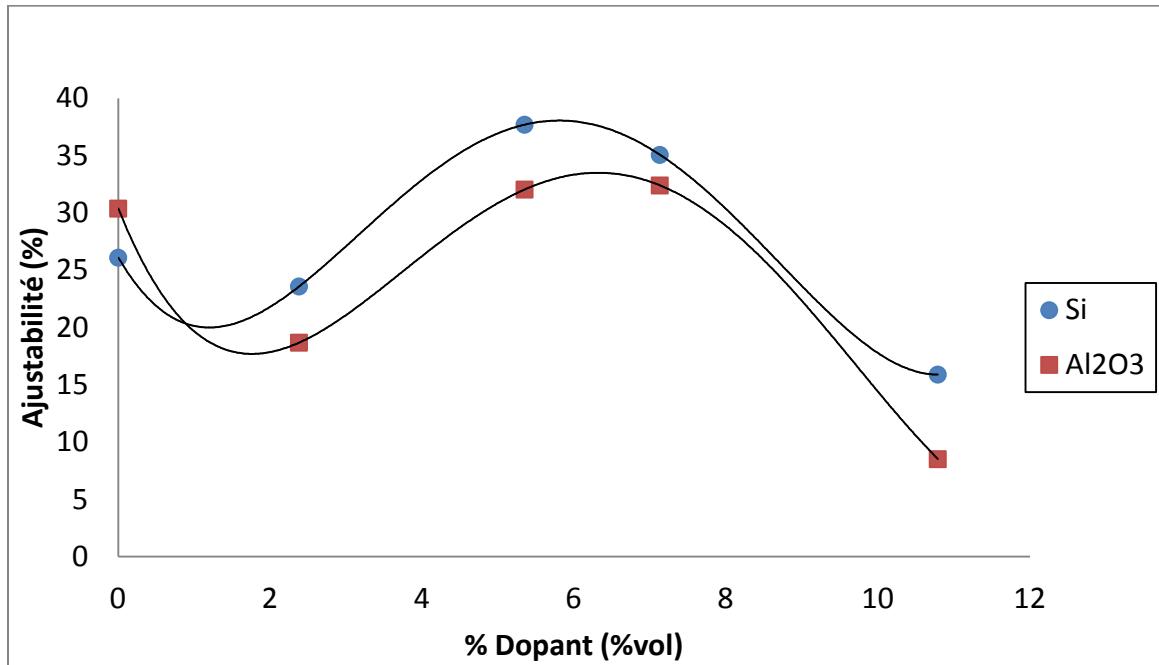


Figure 1-10 : Ajustabilité de couches minces de BST à $50 \text{ kV}/\mu\text{m}$ pour différents niveaux de dopage en titane

soit l'ajustabilité et la tangente des pertes. Comme montré à la figure 1-10, l'ajustabilité de la couche de BST suit la même tendance pour un substrat de silicium et d'alumine. L'ajustabilité maximale est obtenue pour un dopage d'environ 5-7% en volume pour l'alumine et le silicium. De plus, l'ajustabilité du BST sur silicium semble être supérieure à celle du BST déposé sur alumine. Ceci s'explique par le fait que le silicium est un substrat monocristallin alors que l'alumine est polycristalline. Il en résulte que la couche de BST déposée sur silicium présentera moins de lacunes ou de dislocations et que les grains seront plus grands, d'où une meilleure qualité de couche mince. L'impact de la quantité de titane ajoutée dans la couche de BST s'avère aussi très important sur le niveau des pertes, comme il est montré à la figure 1-11. La tangente des pertes semble augmenter avec la quantité de titane ajoutée, ce qui est normal puisque ce dernier est un bon conducteur et a tendance à donner facilement des électrons, une augmentation de titane améliore la conductivité du BST, ce qui amplifie la tangente des pertes. Cependant, on observe des pertes plus importantes sans titane qu'avec une faible quantité, ce qui suggère l'effet

inverse en l'absence de titane. Il se pourrait que des ions participent à la conduction dans

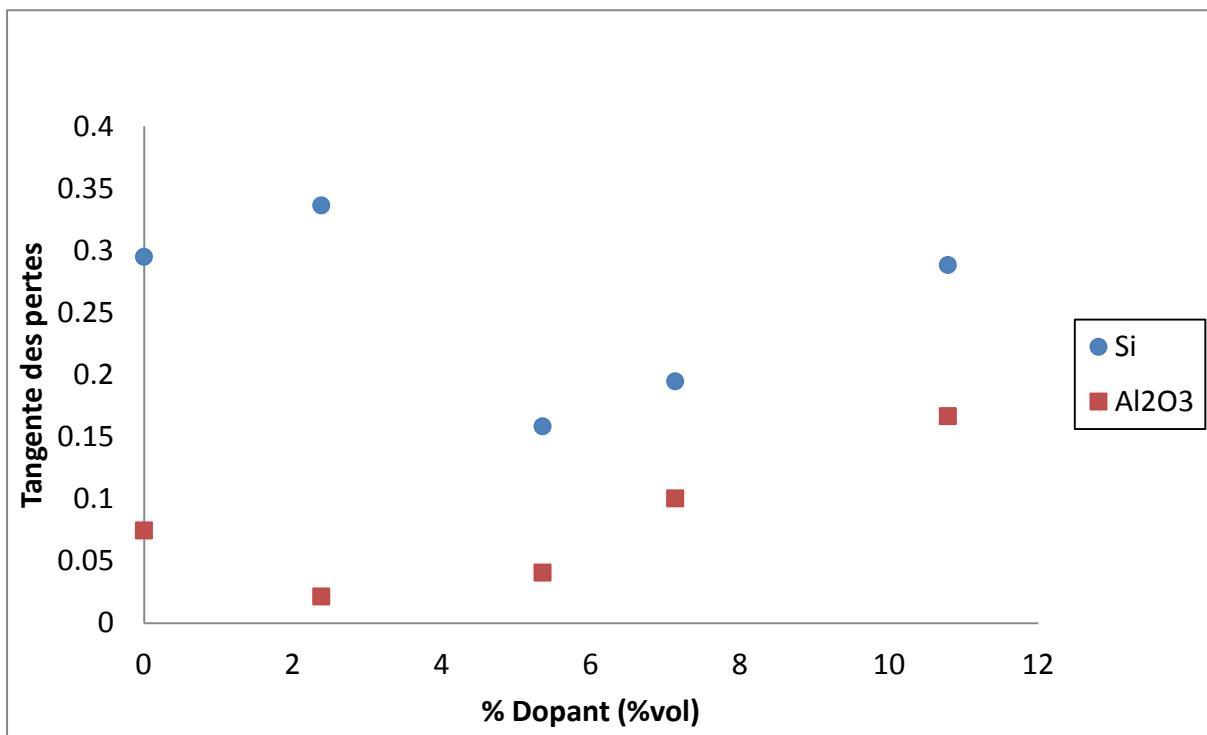


Figure 1-11 : Tangente des pertes de couches minces de BST à 0 V/ μm pour différents niveaux de dopage en titane

le BST non dopé. L'ajout de titane viendrait d'abord annuler ces ions et donc réduire la conductivité, mais ajouter plus de titane après un certain niveau fait remonter la conductivité, et donc les pertes. La figure 1-11 montre que les pertes pour une couche déposée sur alumine sont toujours bien inférieures aux pertes pour le BST déposé sur silicium. Ce comportement était prévu puisque le silicium possède une conductivité supérieure à celle de l'alumine. Ces pertes correspondent donc à des pertes dans le substrat et ne sont pas attribuables au BST lui-même. Finalement, pour juger de la qualité de la couche paraélectrique de BST 50/50, un critère nommé figure de mérite peut être utilisé. Celle-ci est obtenue en divisant l'ajustabilité par la tangente des pertes mesurée pour un champ externe nul. Il est à noter que les pertes dans le BST diminuent sous l'application du champ électrique externe. La figure 1-12 montre la valeur de la figure de

mérite pour les différents niveaux de dopage en titane. Il est clair que l'alumine

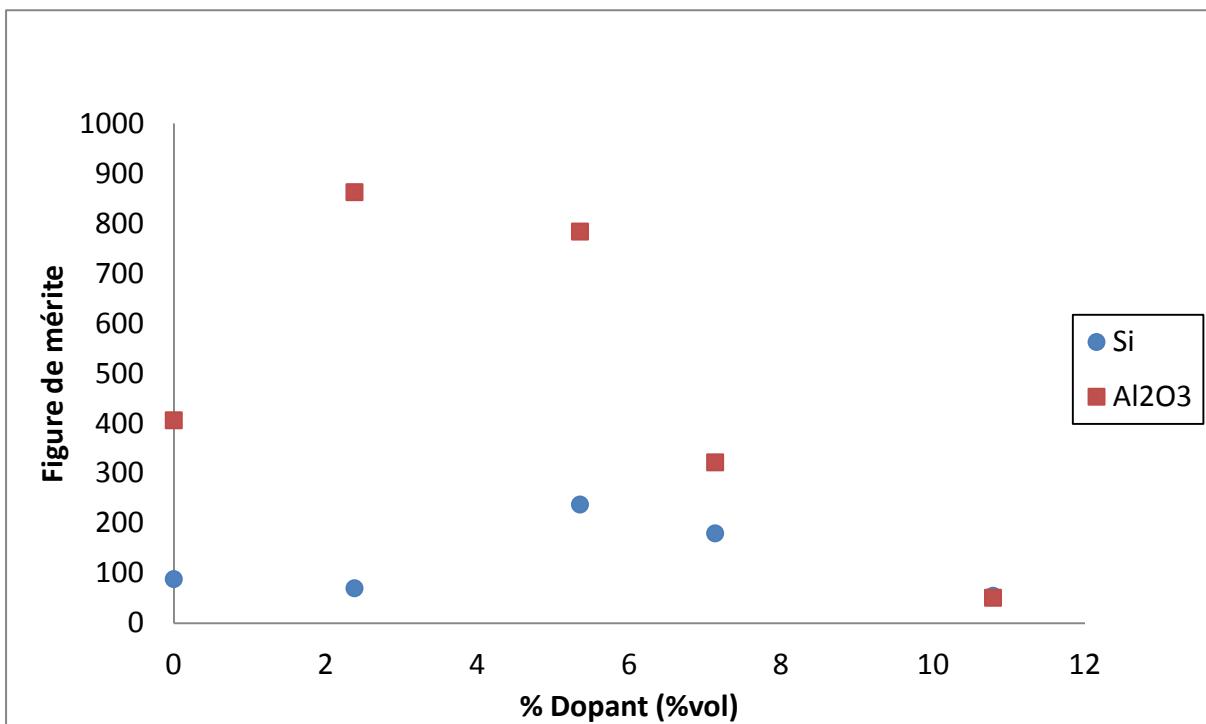


Figure 1-12 : Figure de mérite du BST 50/50 pour différents niveaux de dopage en titane

constitue un meilleur choix de substrat que le silicium. Un dopage de titane entre 2 et 5 % en volume produit de loin les couches de BST les plus performantes; un plus faible dopage réduisant les pertes et un plus fort optimisant l'ajustabilité. Cette dépendance des propriétés électriques du BST 50/50 n'avait jamais été mise en évidence auparavant. Pour toutes les fabrications futures impliquant des couches minces de BST 50/50, un dopage de 4 % en volume de titane sera utilisé. Les figures 1-13 et 1-14 montrent l'évolution de l'ajustabilité et de la tangente des pertes en

fonction de la tension appliquée; toujours dans le cas d'une épaisseur de BST de 400 nm. Pour

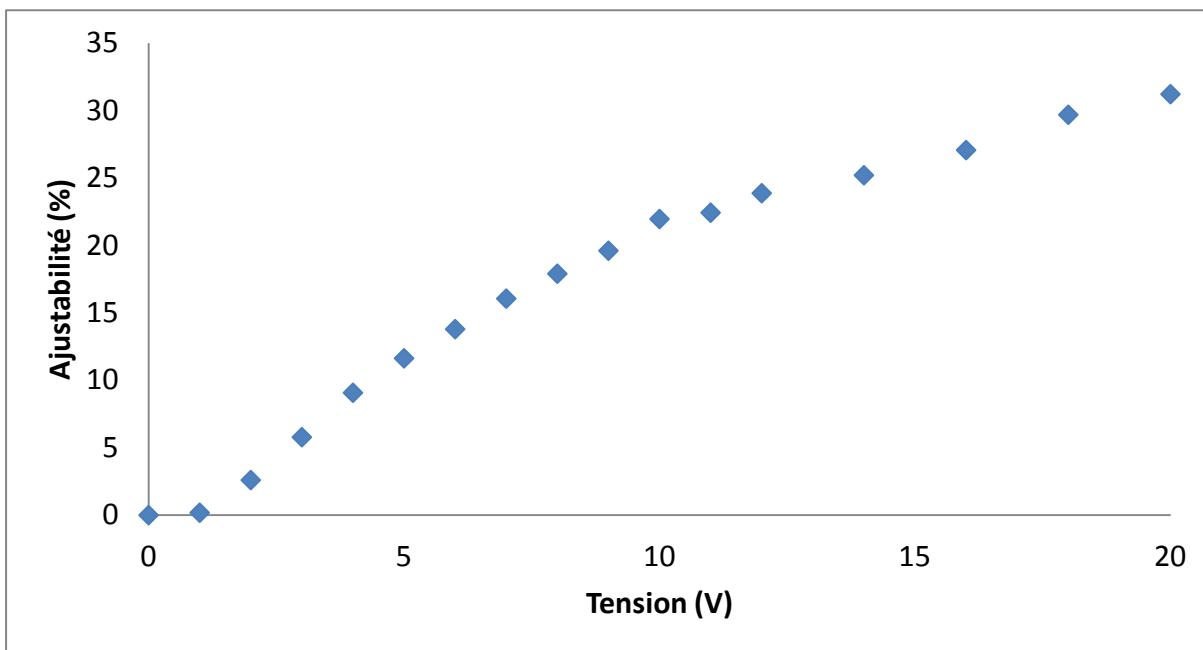


Figure 1-13 : Ajustabilité en fonction du potentiel appliqué d'une couche de 400 nm de BST 50/50 dopé avec 4 % vol. de titane

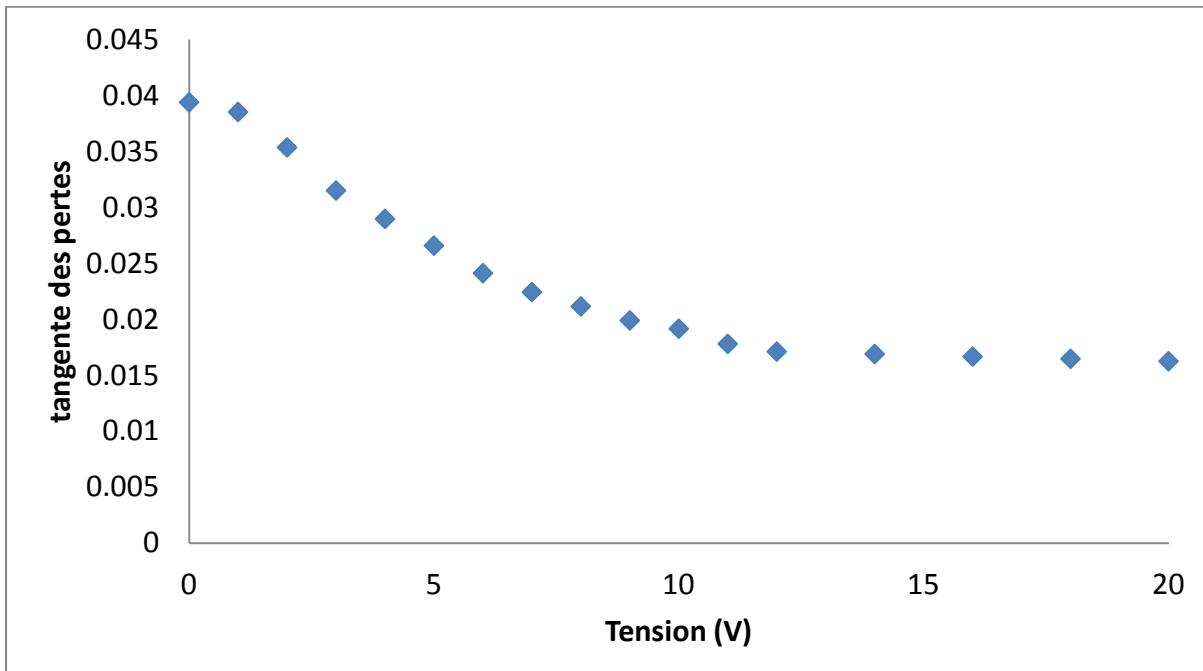


Figure 1-14 : Tangente des pertes en fonction du potentiel appliqué d'une couche de 400 nm de BST 50/50 dopé avec 4 % vol. de titane

des tensions inférieures à 10 V (et donc inférieures à $25 \text{ kV}/\mu\text{m}$), l'évolution des deux paramètres est presque linéaire. Par contre, une forme de saturation s'observe à partir de cette tension. L'ajustabilité semble continuer à croître au-delà de 20 V alors que la tangente de perte se stabilise autour de 0,015. Finalement, toutes les mesures présentées jusqu'à présent sont les valeurs moyennes obtenues à partir de mesures entre 2 et 6 GHz. La figure 1-15 montre le comportement

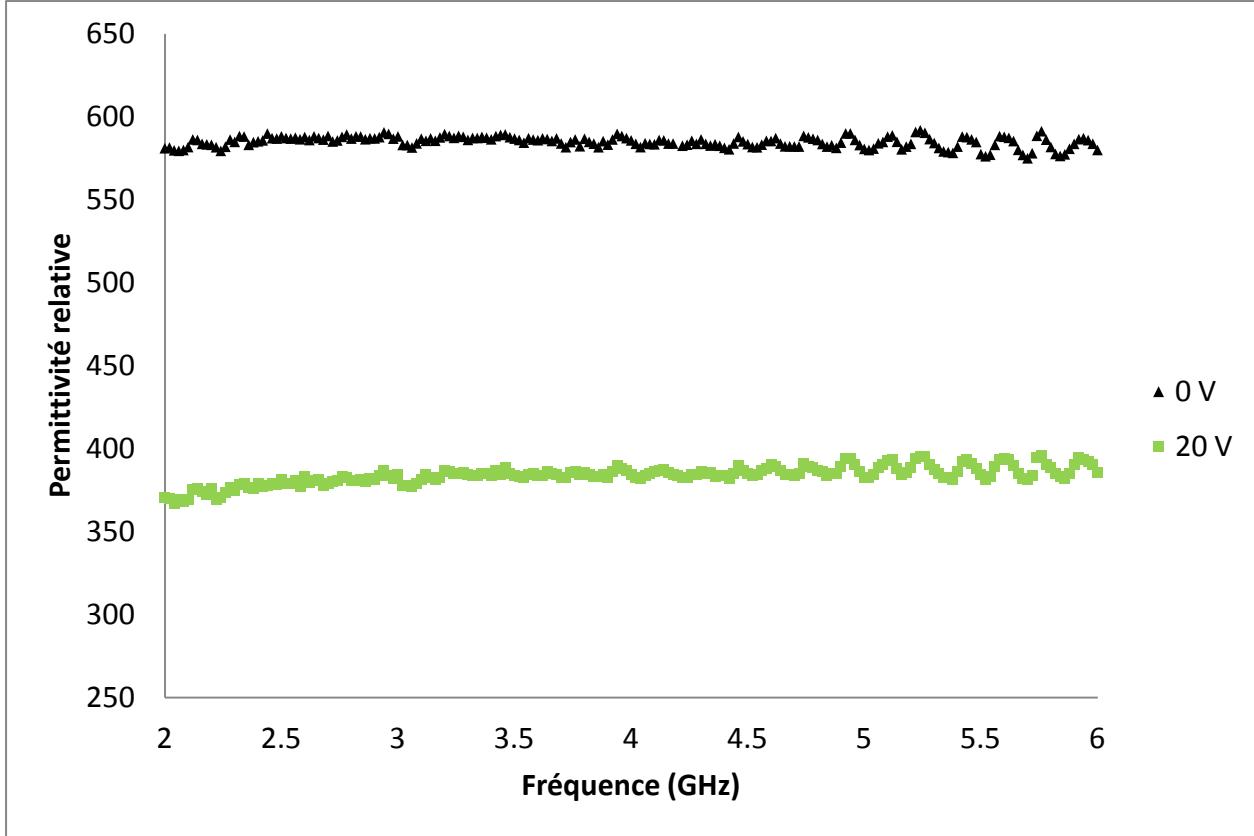


Figure 1-15 : Permittivité relative de la couche de BST 50/50 en fonction de la fréquence au repos et sous un potentiel de 20 V

de la permittivité relative dans cette bande de fréquence avec et sans champ appliqué. On peut noter que la valeur de la permittivité est relativement stable. Par contre, la permittivité au repos diminue légèrement aux plus hautes fréquences alors que le comportement inverse est observé dans la couche polarisée. Donc, l'ajustabilité diminue légèrement avec une augmentation de la fréquence. Avec ces informations sur les propriétés électriques et le comportement fréquentiel des couches de BST déposées dans nos installations, il est possible de concevoir des dispositifs ajustables intégrés, notamment un déphasageur variable.

1.3 Design et mesure d'un déphaseur variable intégré utilisant du BST 50/50 en couches minces

1.3.1 Les déphaseurs variables utilisant des condensateurs ajustables

Les déphaseurs variables sont, avec les filtres et les cavités résonantes ajustables, les trois dispositifs ajustables ayant suscité le plus de recherche dans les dernières années. En général, l'architecture de ces dispositifs s'inspire de ce qui a préalablement été fait en utilisant des varacteurs semi-conducteurs dans le cas de dispositifs discrets (par opposition aux éléments distribués). Pour les déphaseurs ajustables, il existe principalement deux familles de déphaseurs qui peuvent être fabriqués en utilisant des couches minces de matériaux ferroélectriques ou paraélectriques : les déphaseurs à ligne chargée (*loaded line*) et les déphaseurs en réflexion. Une

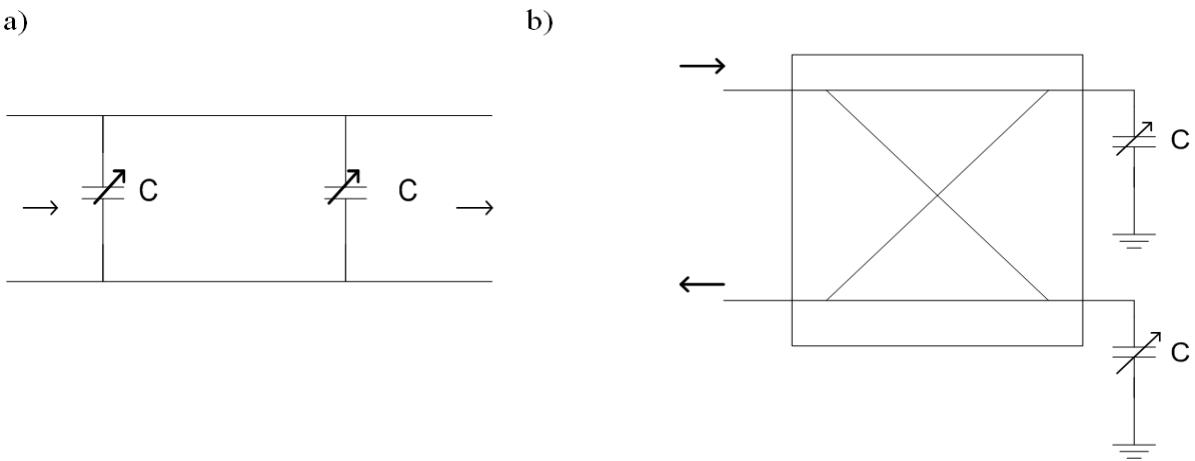


Figure 1-16 : Représentation schématique du déphaseur variable a) à ligne chargée et b) en réflexion (dans ce cas un coupleur hybride de 3 dB doit être utilisé)

représentation schématique de ces deux types de déphaseurs est montrée à la figure 1-16. Les déphaseurs à ligne chargée sont les plus simples à concevoir puisqu'ils sont constitués d'une ligne de transmission chargée de condensateurs variables en parallèle. Ils ont cependant tendance à présenter des pertes d'insertion élevées, car chaque élément capacitif provoque des réflexions qui nuisent à l'adaptation. Les déphaseurs en réflexion présentent l'avantage d'être compacts et de fournir un grand déphasage avec seulement deux éléments variables et donc, peu de pertes. Cependant, il est nécessaire d'utiliser un coupleur dans ce design, ce qui vient donc ajouter des pertes, limite la largeur de bande et rend la conception plus complexe [11]. De plus, si le

déphasage fourni n'est pas suffisant, il est beaucoup plus complexe de cascader plusieurs déphaseurs en réflexion, alors que c'est très simple pour les déphaseurs à ligne chargée. Pour ces raisons, un déphaseur variable à ligne chargée sera conçu et fabriqué.

1.3.2 Déphaseur variable à ligne chargée

Comme il a été mentionné, le principal désavantage d'un déphaseur à ligne chargée est l'accumulation des réflexions dues à la présence de la charge capacitive. Ainsi, non seulement les pertes inhérentes aux circuits micro-ondes (pertes ohmiques, diélectriques et radiation) sont proportionnelles à la longueur du dispositif, mais chaque élément capacitif produit une réflexion qui diminue l'adaptation et augmente les pertes d'insertion. Pour éliminer cette source de pertes, la solution consiste à compenser l'effet capacitif des condensateurs en parallèle avec des éléments inductifs en série. Une telle structure possède un comportement passe-bas. Il est donc possible de faire le design de ce déphaseur variable comme si c'était un filtre passe-bas. Pour obtenir les pertes les plus faibles sur toute la bande d'opération, le type de filtre choisi en est un à ondulation minimale (*maximally flat*). Un nombre impair d'éléments est choisi, car le premier et le dernier élément de ce type de filtre ont une valeur très faible et il est difficile de fabriquer des condensateurs ayant une aussi basse capacitance. Par contre, un élément inductif très faible est relativement facile à fabriquer. Pour ces raisons, un dispositif à 9 éléments a été choisi, il comportera donc 4 condensateurs et 5 éléments inductifs. Les éléments inductifs en série peuvent être remplacés par des lignes de transmission dont l'impédance est supérieure à l'impédance caractéristique du système. La longueur électrique d'une telle ligne peut être obtenue par la relation suivante :

$$\beta l = \frac{g_n Z_0}{Z_h} \quad (3)$$

où βl est la longueur électrique (en radians), g_n est la valeur d'admittance normalisée de l'élément, Z_0 est l'impédance caractéristique du système (5Ω) et Z_h est l'impédance utilisée pour la ligne de transmission inductive. La technologie des lignes coplanaires est utilisée pour simplifier la mesure; le substrat utilisé est l'alumine polie d'une épaisseur de $250\text{ }\mu\text{m}$. Puisque la résolution des couches photolithographiques est de $5\text{ }\mu\text{m}$, cette dimension sera la limite inférieure pour la taille des condensateurs, avec une permittivité au repos de 580, le plus petit condensateur aura une valeur au repos de $0,3\text{ pF}$, si nous considérons une épaisseur de BST de 400 nm . Cette

valeur limitera la fréquence à laquelle le dispositif pourra fonctionner. Effectivement, puisqu'il s'agit d'un filtre passe-bas, les pertes deviendront vite très élevées après la fréquence de coupure. Il faut donc repousser la fréquence de coupure le plus loin possible en utilisant les plus petites valeurs de condensateur possible. Dans notre cas, la seule variable que nous puissions ajuster pour réduire la capacitance du condensateur est d'augmenter l'épaisseur de la couche de BST. En doublant l'épaisseur de la couche, des condensateurs de 0,15 pF pourront être fabriqués; il serait

Tableau 1-4 : Valeurs des éléments pour le déphasageur variable dont la fréquence de coupure est de 20 GHz

Élément	Valeur	Valeur physique	Longueur électrique équivalente ($Z_h = 100 \Omega$)
1	0,3473	0,1382 nH	9,9494 °
2	1	0,1592 pF	NA
3	1,5321	0,6096 nH	43,8914 °
4	1,8794	0,2991 pF	NA
5	2	0,7958	57,2958 °
6	1,8794	0,2991 pF	NA
7	1,5321	0,6096 nH	43,8914 °
8	1	0,1592 pF	NA
9	0,3473	0,1382 nH	9,9494 °

difficile d'augmenter encore l'épaisseur, car un dépôt de 800 nm prend environ 8-9 heures à déposer. Pour une fréquence de coupure de 20 GHz, la plus petite valeur de capacitance nécessaire est de 0,16 pF comme montré au tableau 1-4. Le transfert des dimensions électriques vers les dimensions physiques est fait au moyen de l'utilitaire *linecalc*. La figure 1-17 montre un schéma du déphasageur variable simulé dans l'environnement *ADS*. Comme montré à la figure 1-

18, un tel dispositif n'est fonctionnel qu'à des fréquences inférieures à la fréquence de coupure

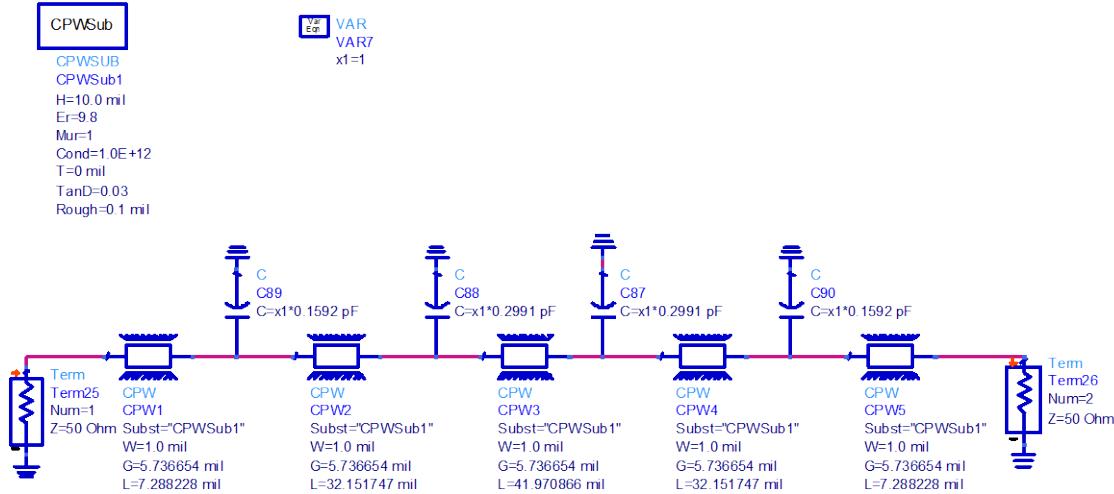


Figure 1-17 : Schéma du déphaseur variable à ligne chargée

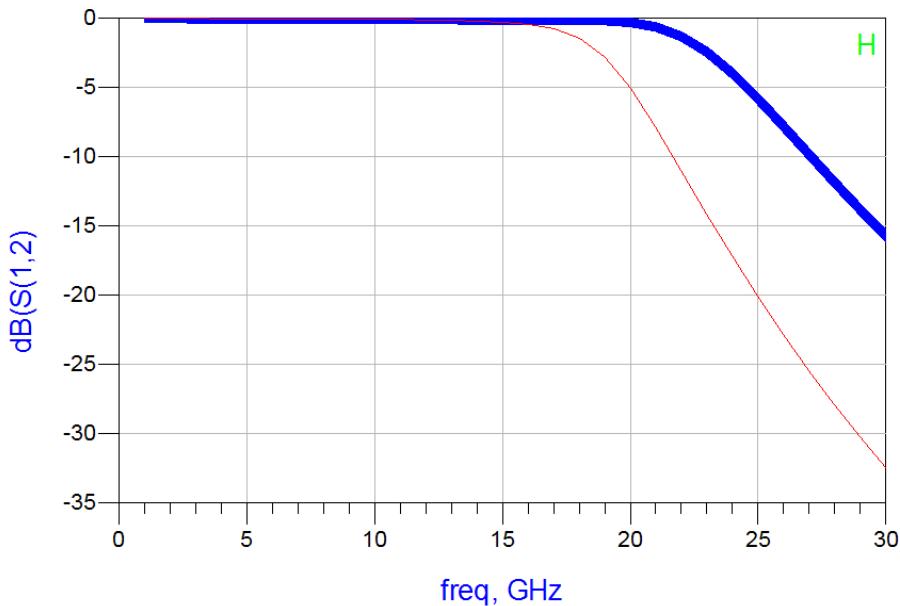


Figure 1-18 : Comportement idéal simulé du déphaseur variable, le tracé bleu représentant le système polarisé au maximum et le tracé rouge le déphaseur au repos, en considérant une ajustabilité de 40 %

du circuit non polarisé. Aussi, puisque les pertes diélectriques sont nettement supérieures quand le BST n'est pas polarisé, c'est pour cet état que le déphaseur sera optimisé; les pertes dues aux problèmes d'adaptation une fois polarisé étant compensées par les plus faibles pertes

diélectriques du BST dans cet état. La différence de phase simulée entre l'état polarisé et l'état non polarisé en considérant une ajustabilité de 40% est présentée à la figure 1-19. Cette valeur

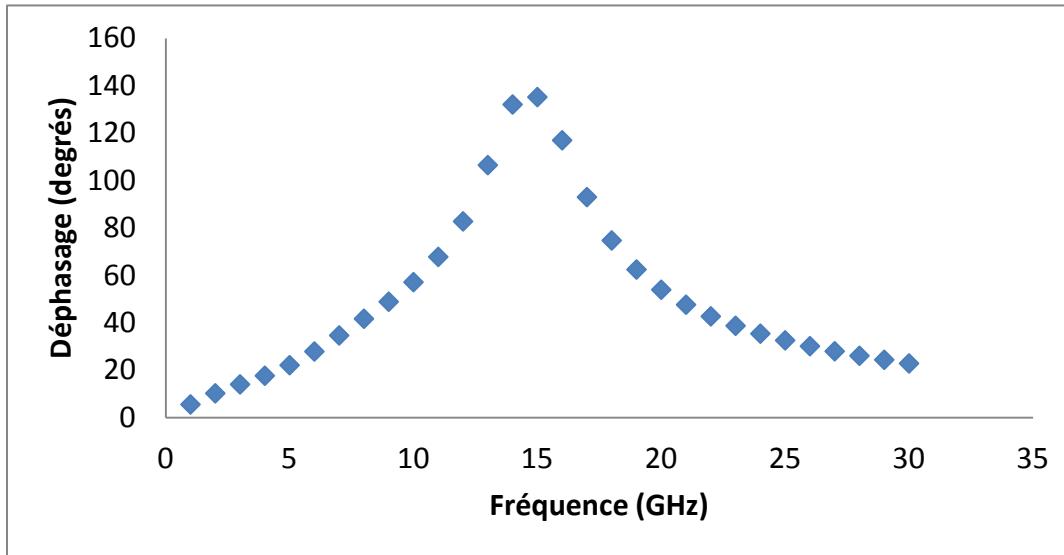


Figure 1-19 : Déphasage maximum simulé en fonction de la fréquence

un sommet autour de 15 GHz et le déphasage maximum est d'environ 140 °. Le circuit fabriqué est présenté à la figure 1-20. Un transformateur quart d'onde a été ajouté afin d'ajuster l'impédance entre le système de mesure (sondes GSG de 250 µm d'impédance caractéristique de

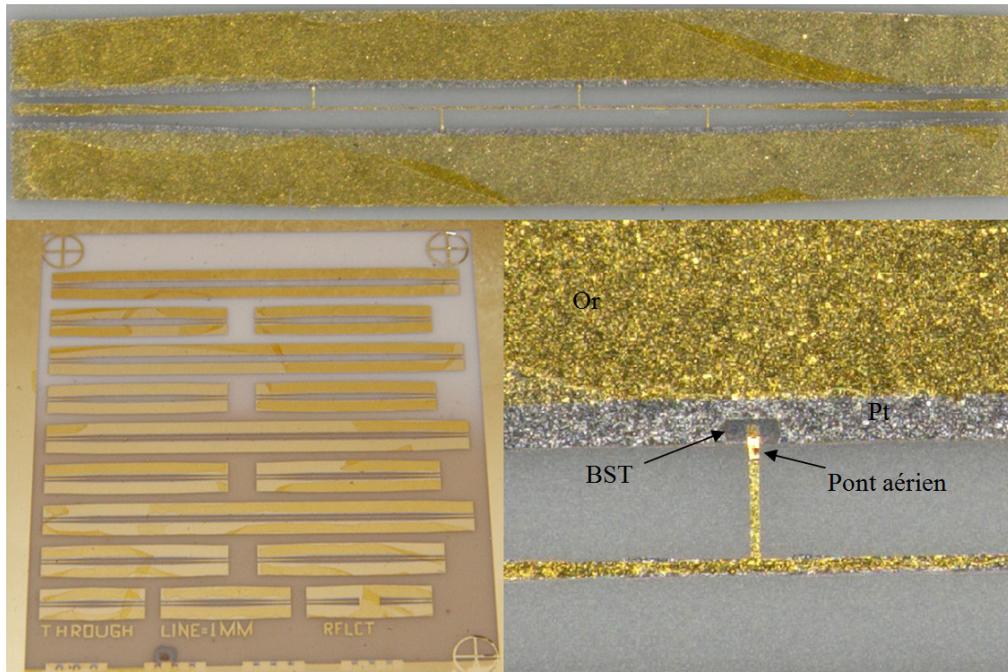


Figure 1-20 : Vue globale et détail du déphaseur variable fabriqué

50Ω) et la ligne coplanaire de 100Ω qui constituent les éléments inductifs du dispositif. Un calibrage de type LRL (*line reflect line*) a été effectué à l'aide du kit fabriqué à même le substrat

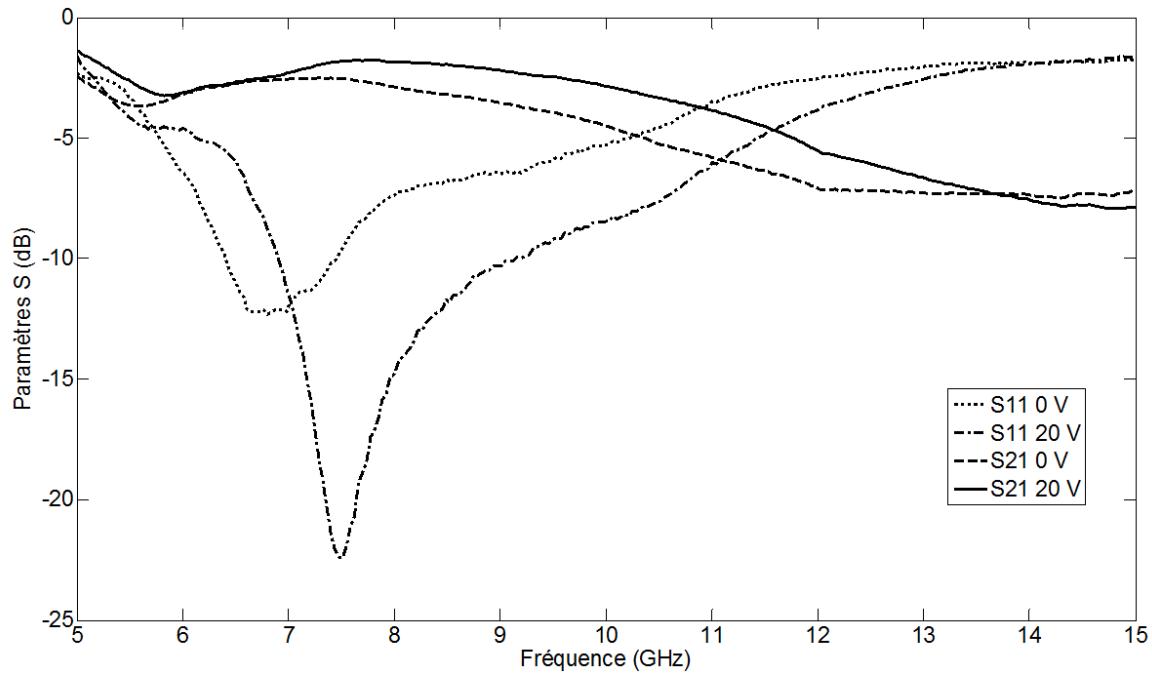


Figure 1-21 : Pertes d'insertion mesurées en fonction de la fréquence pour le déphaseur au repos et sous 20 V de tension

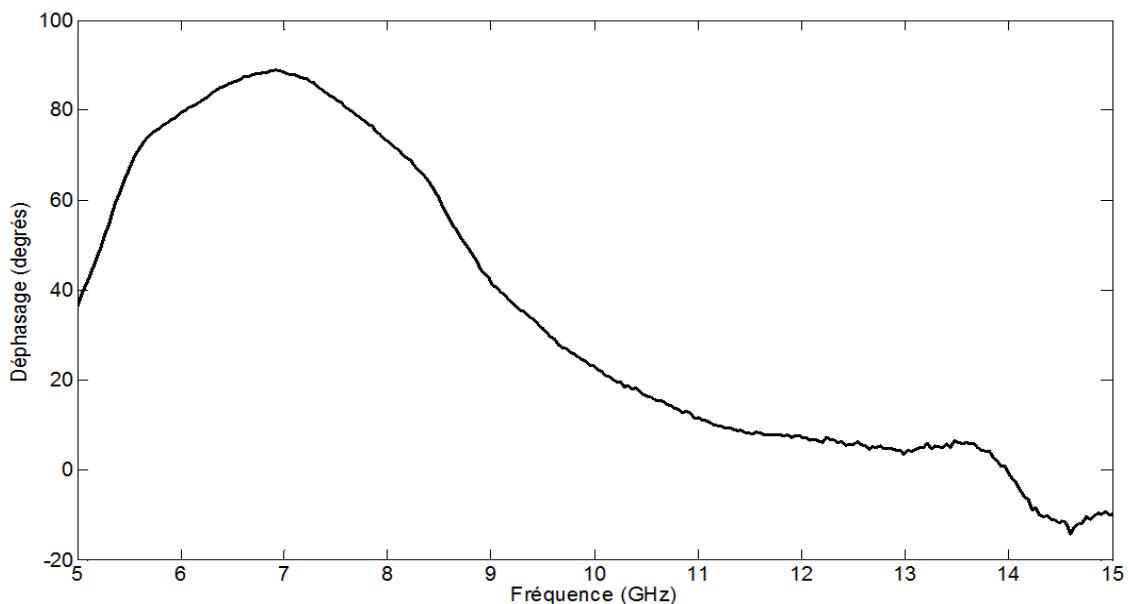


Figure 1-22 : Différence de phase mesurée entre l'état au repos et polarisé du déphaseur variable et sous une polarisation de 20 V

du déphaseur. Le potentiel de polarisation est appliqué grâce à un générateur de tension branché directement dans l'analyseur de réseaux, la tension s'applique donc directement sur les sondes. Les pertes d'insertion ainsi que le déphasage mesuré pour une tension de 20 V, sont montrés aux figures 1-21 et 1-22 respectivement. Le déphasage maximum s'est déplacé de 15 GHz en simulation vers 7 GHz pour le circuit fabriqué. Ceci indique clairement que la valeur de la capacitance des condensateurs de BST est plus élevée que prévu. Cette variation par rapport au circuit simulé explique aussi pourquoi le comportement en transmission n'est pas celui d'un filtre passe-bas, mais s'apparente plutôt à une ligne de transmission pour les fréquences mesurées. Deux raisons peuvent être à l'origine de cette erreur : des incertitudes de fabrication sur la taille de l'électrode du haut des condensateurs ou une variation importante des propriétés électriques de la couche mince de BST. Les dimensions physiques des condensateurs ont été mesurées à l'aide d'un microscope électronique à balayage. Ces mesures indiquent que les dimensions de l'électrode ont augmenté de 1 μm dans les deux directions, ce qui provoque une augmentation d'environ 44 % de la capacitance des plus petits condensateurs (ceux qui ont 5 μm de côté). Cette variation est importante, mais elle ne peut expliquer complètement le déplacement de la fréquence de déphasage maximum de 15 GHz vers 7 GHz. Il existe donc un autre mécanisme qui augmente la capacitance des condensateurs et il provient du fait que l'épaisseur du BST est de 800 nm comparativement aux couches de 400 nm ayant servi à la caractérisation. Il est possible que la permittivité du BST augmente avec l'épaisseur de la couche. En effet, il est connu que le BST, sous sa forme massive, possède une permittivité relative beaucoup plus élevée que sous la forme de couches minces, elle peut atteindre des valeurs supérieures à plusieurs milliers. Les contraintes dans la couche et la mauvaise qualité du cristal aux interfaces avec d'autres matériaux (le substrat, l'électrode, etc.) réduisent de façon importante la permittivité des couches minces (et donc l'ajustabilité pour un champ donné). Plus une couche de BST sera épaisse, plus ses propriétés électriques s'approcheront des valeurs de la forme massive [12]. En utilisant les dimensions réelles des condensateurs fabriqués, il est possible de déduire la valeur de la permittivité relative des couches de BST de 800 nm d'épaisseur. Comme nous l'avons vu, la permittivité de la couche de 400 nm est de 580 au repos, alors que celle de la couche de 800 nm monte à environ 900, ce qui correspond à des valeurs obtenues par d'autres groupes de recherche pour des couches minces de haute qualité [13].

Néanmoins, même si la fréquence du déphasage maximum a été grandement décalée, les performances du déphaseur variable peuvent se comparer aux résultats obtenus par différents groupes pour des déphaseurs de BST, comme on peut voir au tableau 1-5. La donnée la plus importante pour ce type de dispositif est la figure de mérite. Puisque tous les déphaseurs variables présentés sont faciles à cascader, la figure de mérite permet de comparer tous les déphaseurs sur une même base. Un autre paramètre à considérer est le potentiel d'alimentation. Effectivement, pour toute application mobile, il serait difficile, coûteux et inefficace de fournir plus de 30 V au dispositif. Seuls les condensateurs à plaques parallèles permettent de limiter suffisamment la tension nécessaire au bon fonctionnement du dispositif. On peut donc voir qu'il n'y a qu'un dispositif qui performe réellement mieux que celui présenté dans ce travail. Bien que le déphaseur du groupe d'*Acikel* (référence [17] dans le tableau 1-5) présente des performances supérieures en tout point au dispositif présenté ici, le substrat utilisé est le saphir, beaucoup plus cher que l'alumine, mais comportant des pertes nettement plus faibles aussi. Les autres dispositifs nécessitent un potentiel trop important pour être utilisés dans des applications mobiles, mais pourraient quand même l'être pour des applications fixes. Donc, ce déphaseur variable se compare avantageusement à la plupart des dispositifs du même type déjà présentés.

Tableau 1-5 : Résumé des performances publiées de différents déphasateurs variables utilisant des couches minces de BST

Déphasage maximum	Potentiel	Pertes	Figure de mérite	Type de déphaseur	Référence
90 ° @ 7 GHz	20 V	2,5 dB	36 °/dB	Ligne CPW chargée de condensateurs à plaques parallèles	Ce travail
40 ° @ 20 GHz	60 V	4,45 dB	9 °/dB	Ligne CPW chargée de condensateurs interdigitaux	[14]
80 ° @ 22 GHz	40 V	2,4 dB	33 °/dB	Filtre passe-bande ajustable	[15]
240 ° @ 24 GHz	300 V	4,7 dB	51 °/dB	Lignes micro-ruban couplées	[16]
125 ° @ 6,3 GHz	17,5 V	1,34 dB	93 °/dB	Ligne CPW chargée de condensateurs à plaques parallèles	[17]
320 ° @ 35 GHz	100 V	4,5 dB	71 °/dB	Ligne CPW chargée de condensateurs interdigitaux	[18]
600 ° @ 40 GHz	40 V	27,3 dB	22 °/dB	Ligne CPW chargée de condensateurs interdigitaux	[19]
90 ° @ 2,2 GHz	160 V	2,0 dB	45 °/dB	À réflexion avec un coupleur de Lange	[11]

CHAPITRE 2 LES COUCHES ÉPAISSES PHOTOIMAGEABLES POUR DES APPLICATIONS DANS LE DOMAINE DES MICRO-ONDES

Les procédés de fabrication par couches épaisses ont été développés de façon systématique depuis moins longtemps que leurs cousins plus connus, les procédés de fabrication par couches minces. Ces derniers sont à la base de toute la révolution micro-électronique du dernier demi-siècle. Alors que les procédés de fabrication par couches minces offrent la possibilité d'atteindre des épaisseurs de l'ordre du nanomètre jusqu'à quelques microns, l'épaisseur des couches déposées par un procédé de dépôt par couches épaisses est d'un ordre de grandeur supérieur, soit de plusieurs microns à quelques dizaines de microns. Les procédés de fabrication par couches épaisses permettent donc de fabriquer des dispositifs de plus petites dimensions que ce qu'il est possible d'obtenir par usinage, tout en ayant des structures réellement en trois dimensions, et non seulement bidimensionnelles comme pour les couches minces. Ces propriétés sont idéales pour la fabrication de dispositifs à ondes millimétriques et térahertz comme il sera présenté dans ce chapitre. L'état des connaissances pour ce procédé de fabrication est très limité puisque très peu de chercheurs s'y sont intéressés. L'idée de fabriquer des guides d'onde rectangulaires a été proposée dans [20], le procédé a été caractérisé dans [21] alors que des filtres ont été présentés dans [22]. Finalement, une antenne à fentes a été publiée [23].

2.1 Procédé de couches minces photoimageables

2.1.1 Description du procédé : vue générale

Les premiers procédés de fabrication par couches épaisses utilisaient principalement les techniques de sérigraphie (*screen printing*) pour mettre en forme les couches déposées sous forme de pâte, diélectrique ou conductrice. Chaque couche doit être déposée grâce à un grillage approprié dont certaines sections ont été bloquées. Lorsqu'appliquée, la pâte sera imprimée sur le substrat seulement aux endroits où le grillage est libre. Une cuisson viendra durcir la pâte et le procédé peut être répété plusieurs fois. La procédure de fabrication diffère légèrement dans le cas des couches épaisses photoimageables. Pour celles-ci, un composé polymérique photosensible est ajouté à la pâte. Sous une exposition à un rayonnement ultraviolet, ce composé stimule la réticulation des chaînes polymériques. Ce comportement a pour effet de rendre la pâte beaucoup plus solide, les parties exposées aux UV résisteront à l'étape de développement alors que les

parties non exposées seront dissoutes dans la solution. Cette modification du procédé de dépôt par couches minces permet d'augmenter la résolution des dimensions latérales des motifs. La procédure générale pour chacune des deux approches est présentée à la figure 2-1.

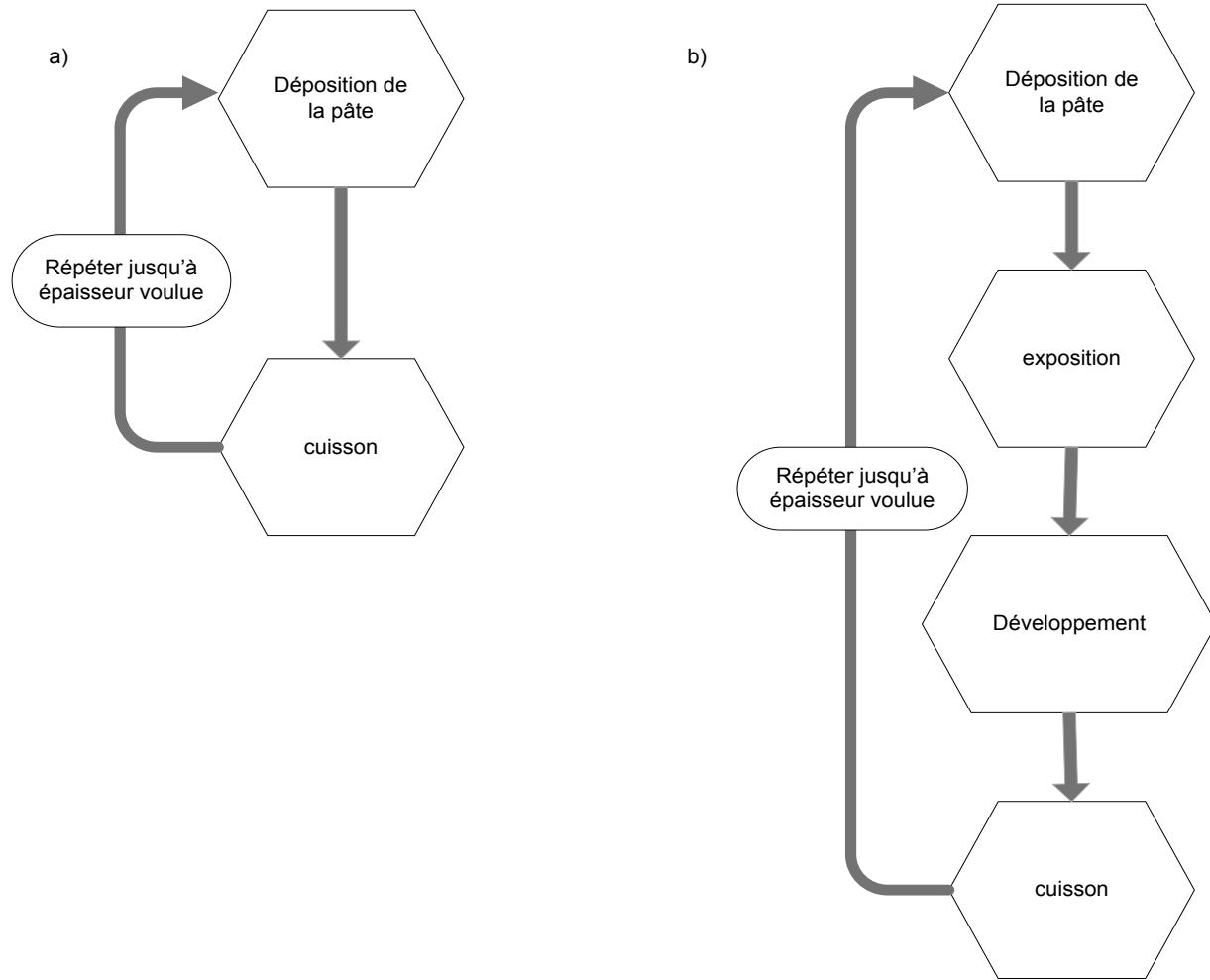


Figure 2-1: Résumé schématique des procédés a) de fabrication par couches épaisses standards et b) de fabrication par couches épaisses photoimageables

Grâce au gain en résolution des procédés à couches épaisses photoimageables, il est possible d'envisager la fabrication de circuits jusqu'à quelques centaines de gigahertz sans problème, alors que par les procédés standards, on arrive difficilement à dépasser les 40 GHz. C'est pour cette raison que les travaux de cette thèse s'intéressent uniquement au procédé photoimageable. Il existe plusieurs fabricants de pâtes photoimageables, mais aucun produit n'est conçu pour des applications en micro-ondes. Effectivement, l'utilisation principale de ces produits demeure l'impression de circuits électriques simples (conducteur, condensateur et résistance) à haut

facteur de qualité et sur de grandes dimensions. Par exemple, les fabricants de panneaux solaires et d'écrans plats sont de grands consommateurs de ces produits. Malgré le manque d'information sur le comportement radiofréquence des pâtes photoimageables, deux produits de la compagnie DuPont™ ont été identifiés comme prometteurs. Il s'agit de la pâte conductrice *Fodel® 5989 gold conductor* et de la pâte diélectrique *Fodel® QM44F multilayer dielectric*. Les fiches techniques de ces pâtes sont jointes en annexe et résumées aux tableaux 2-1 et 2-2.

Tableau 2-1 : Résumé des propriétés de la pâte photoimageable *Fodel® 5989 gold conductor*

<i>Fodel® 5989 gold conductor</i>	
Résolution	40 µm
Épaisseur	7-8 µm
Résistivité	5-6 mΩ/□
Temp. de cuisson	850 °C
Sensibilité max.	UV à 365 nm
Exposition	450-1200 mJ/cm ²

Tableau 2-2 : Résumé des propriétés de la pâte photoimageable *Fodel® QM44F multilayer dielectric*

<i>Fodel® QM44F multilayer dielectric</i>	
Résolution	25 µm
Épaisseur	30-32 µm
Résistivité	1x10 ¹² Ω/□
Temp. de cuisson	850 °C
Sensibilité max.	UV à 360 nm
Exposition	2-3s à 11 mW/cm ²
Constante diélectrique	8-10
Tension de claquage	1,84 kV@30 µm

Bien que ces données soient relativement suffisantes pour la pâte conductrice, elles ne le sont pas dans le cas de la pâte diélectrique. Effectivement, l'incertitude de 20 % sur la constante diélectrique doit être précisée et mesurée dans la gamme de fréquences où les dispositifs fonctionneront. Puisque l'objectif est d'utiliser le procédé des couches épaisses photoimageables jusqu'à la limite de mesure disponible dans le laboratoire Poly-Grames (soit 110 GHz), il faudra mesurer la constante diélectrique de la pâte jusqu'à cette fréquence. Conséquemment, il est avant tout nécessaire d'ajuster le procédé de fabrication à nos installations; ainsi, il faut tout d'abord réaliser de fines lignes afin de déterminer les valeurs exactes d'exposition, de développement et de cuisson.

2.2 Détermination des paramètres physiques du procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables

2.2.1 Paramètres physiques du procédé pour la pâte diélectrique

En premier lieu, un masque a été réalisé pour la fabrication de lignes et d'espaces successifs afin de déterminer les paramètres optimums pour la réalisation d'une couche de diélectrique *Fodel® QM44F*. Des lignes et espaces de 2 et 4 mils (respectivement 50,8 et 101,6 µm) sont présents sur le masque. La couche de pâte est déposée par un procédé de sérigraphie en utilisant un grillage composé de fils de 30 µm (*280 mesh*) tel que recommandé par la fiche technique. À partir des informations de la fiche technique, différentes itérations au niveau du temps d'exposition ont été réalisées. Le développement s'est fait dans tous les cas avec une solution à 0,8 % (en poids) de Na₂CO₃ à la température de la pièce. Un système de développement par pulvérisation a été fabriqué pour obtenir un renouvellement constant de la solution de développement, ainsi qu'une faible force mécanique facilitant l'enlèvement des résidus; il est présenté à la figure 2-2. La cuisson se fait dans une fournaise programmable permettant de contrôler la vitesse de l'augmentation de température; elle est présentée à la figure 2-2. Les échantillons sont ensuite observés à l'aide d'un microscope électronique à balayage (MEB). Cette étape permet d'inspecter l'apparence des lignes, mais aussi de mesurer leurs dimensions, en

particulier la largeur et l'épaisseur des lignes. Le tableau 2-3 énumère les principales



Figure 2-2 : Système de développement par pulvérisation et fournaise de cuisson

observations et mesures pour différents temps d'exposition. Suite à ces mesures, le temps d'exposition de la pâte diélectrique *Fodel® QM44F* a été fixé à 8 secondes. Il est important de noter que l'épaisseur des couches obtenue est nettement inférieure à l'épaisseur attendue. Effectivement, une épaisseur autour de 18,5 µm a été obtenue expérimentalement alors que la fiche technique de cette pâte précise qu'elle devrait se situer entre 30 et 32 µm. Cette différence est très importante et il serait avantageux d'augmenter l'épaisseur de chaque couche car cela permettrait de réduire le temps de fabrication ou d'augmenter la qualité des circuits fabriqués. Dans le cas d'un guide d'onde rectangulaire, par exemple, une augmentation de l'épaisseur totale du guide entraîne directement une diminution des pertes ohmiques car le champ est moins confiné à proximité du conducteur, il y pénètre donc moins.

Tableau 2-3 : Résultats d'observation de lignes diélectriques pour différents temps d'exposition

	<u>Exposition : 4s</u> -séchage : 30 min. plaque @ 80 °C -largeur : 95 µm -épaisseur : 18,2µm -observations : bouts des lignes arrondis, adhésion faible; les lignes ont tendance à décoller
	<u>Exposition : 6s</u> -séchage : 30 min. plaque @ 80 °C -largeur : 99 µm -épaisseur : 18,6 µm -observations : bonne définition des coins, bonne adhésion, dimensions acceptables
	<u>Exposition : 8s</u> -séchage : 30 min. plaque @ 80 °C -largeur : 101 µm -épaisseur : 18,4 µm -observations : bonne définition des coins, bonne adhésion, excellentes dimensions
	<u>Exposition : 10s</u> -séchage : 30 min. plaque @ 80 °C -largeur : N/A -épaisseur : 18,6 µm -observations : surexposition; les parties qui devaient disparaître sont restées, les rayons UV ont pénétré les parties sombres du masque

Pour augmenter l'épaisseur de chacune des couches diélectriques, il est nécessaire de trouver une autre méthode de dépôt pour la pâte. Si la taille du grillage est augmentée, l'épaisseur de la couche en fait autant, mais la pâte est trop visqueuse pour s'aplanir correctement et le motif du grillage se retrouve imprimé dans la pâte. Cette variation périodique de l'épaisseur est évidemment à éviter. À cette fin, des raclettes d'alumine ont été fabriquées avec différentes indentations, soit 3, 6 et 10 mils (76,2, 152,4 et 254 µm), elles sont présentées à la figure 2-3. En utilisant un angle d'application de 45°, une fois cuites, l'épaisseur des couches a été mesurée à 10,



Figure 2-3 : Raclette pour l'application de pâte photoimageable

20 et 30 µm respectivement. En modifiant l'angle de l'applicateur, il est possible d'ajuster ces paramètres jusqu'à un certain point. Cependant, lorsque les motifs de 30 µm sont inspectés au microscope électronique à balayage, deux couches distinctes sont observables; d'abord une couche supérieure qui possède les bonnes dimensions latérales et une autre inférieure présentant des dimensions réduites, comme montrées à la figure 2-4. La couche supérieure est maintenue en porte-à-faux par sa rigidité. La taille de cette corniche est d'environ 50 µm. Une première explication a été avancée : une sous-exposition de la pâte. Dans ce cas, la grande épaisseur de la couche diélectrique absorberait trop les UV, ceux-ci ne se rendraient pas jusqu'au fond de la couche diélectrique et ne pourraient donc pas l'exposer correctement. Pour vérifier cette hypothèse, une augmentation du temps d'exposition devrait faire disparaître ce phénomène ou, à

tout le moins augmenter l'épaisseur de la couche du dessus. En augmentant le temps

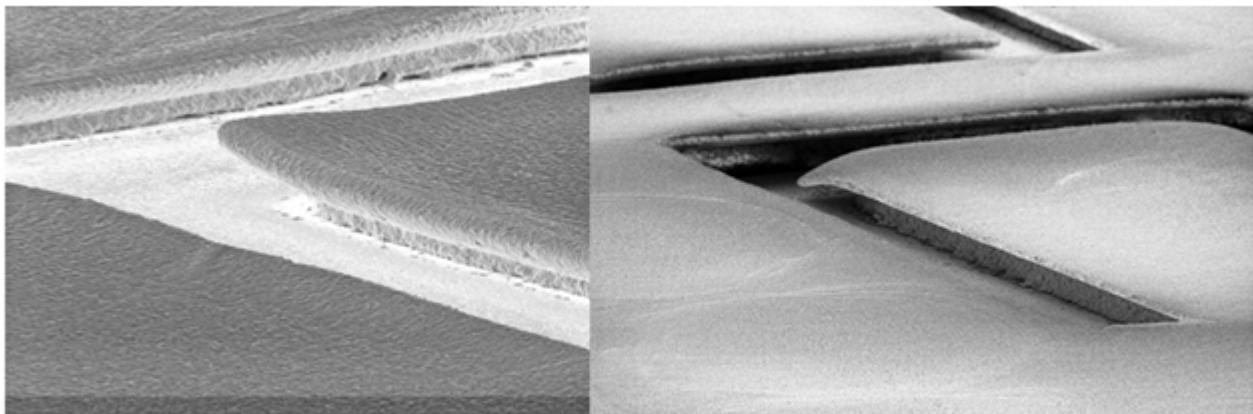


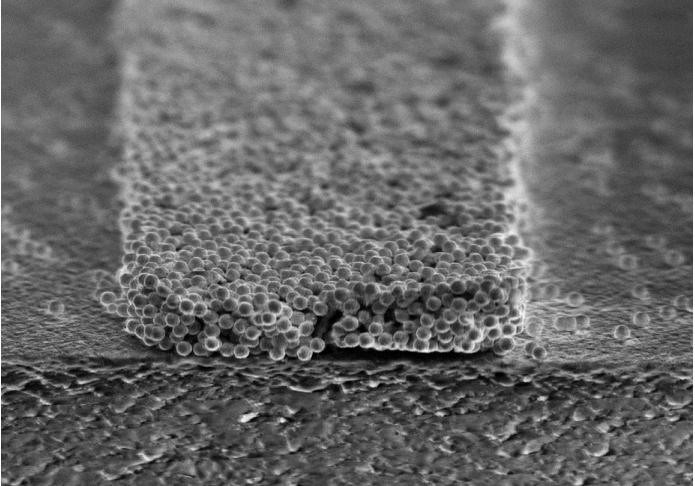
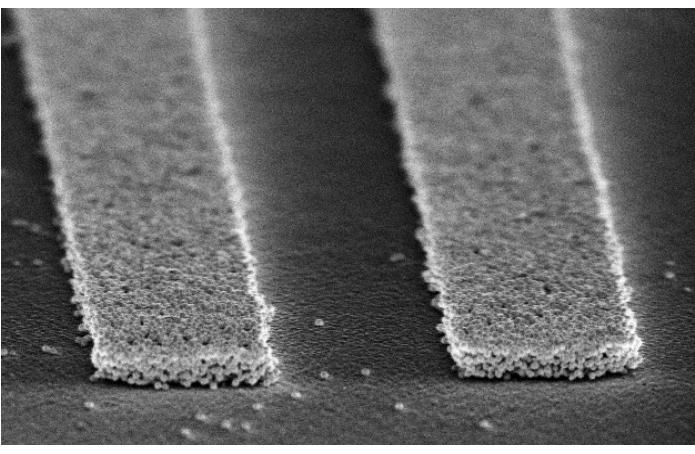
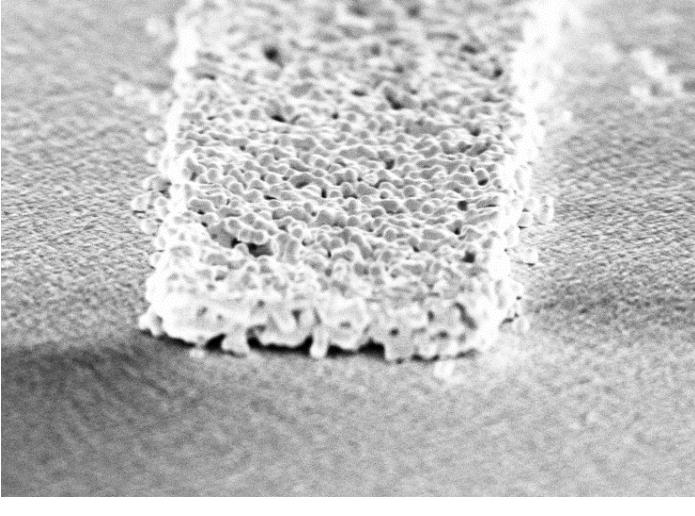
Figure 2-4 : Image MEB du problème de corniche rencontré pour de grandes épaisseurs de pâte diélectrique

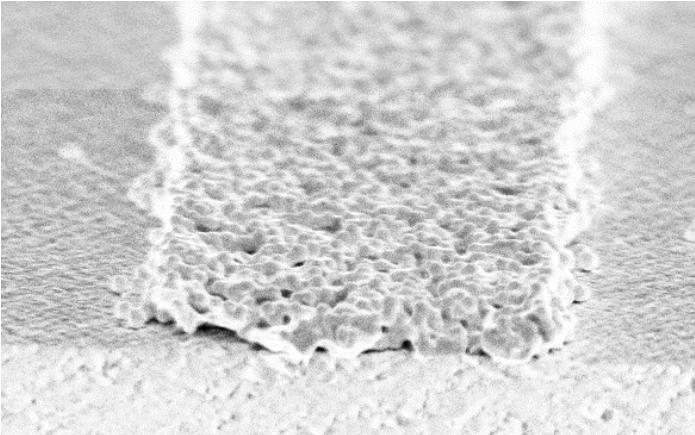
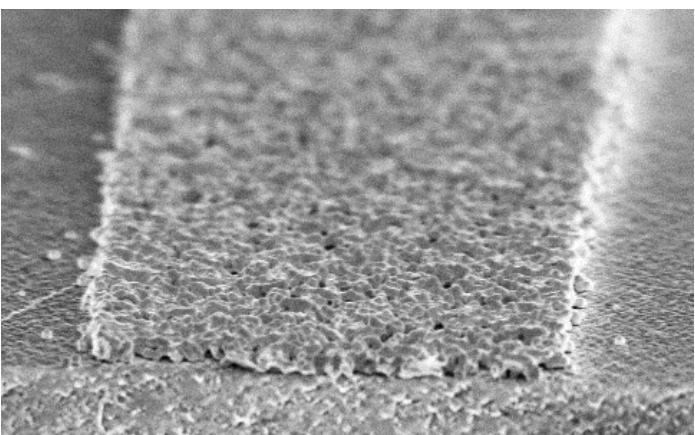
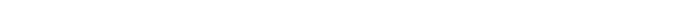
ni l'un ni l'autre des phénomènes attendus ne s'est produits. Finalement, le séchage inadéquat de la pâte était responsable de cette corniche. Effectivement, il semble que la partie au contact de l'air libre sèche trop rapidement et forme une croûte hermétique qui vient sceller la partie inférieure de la pâte, ce qui l'empêche de sécher correctement. La solution à ce problème consiste à faire sécher la pâte dans un contenant fermé, mais non hermétique. Il y aura alors du solvant en vapeur dans le contenant et il en résultera un séchage uniforme. Le temps de séchage est doublé, mais des couches de 30 µm d'épaisseur peuvent être mises en forme avec des murs verticaux.

2.2.2 Paramètres physiques du procédé pour la pâte d'or

Le même masque contenant des lignes et espaces successifs de 2 et 4 mils a été utilisé pour mettre en forme la pâte d'or *Fodel® 5989*. Le procédé photolithographique s'est révélé très robuste, la largeur des lignes produites est constante malgré une variation importante du temps

Tableau 2-4 : Résultats d'observation de lignes diélectriques pour différents temps de cuisson

	<ul style="list-style-type: none"> -Durée du plateau à 850 °C : 10 min. -Épaisseur : 7,5 µm -Observations : les billes d'or n'ont pas fondu, la résistance mécanique des lignes est très faible
	<ul style="list-style-type: none"> -Durée du plateau à 850 °C : 15 min. -Épaisseur : 7 µm -Observations : les billes d'or n'ont pas entièrement fondu, la résistance mécanique des lignes est très faible
	<ul style="list-style-type: none"> -Durée du plateau à 850 °C : 30 min. -Épaisseur : 7 µm -Observations : les billes d'or ont fusionné en partie, adhésion et résistance mécanique grandement améliorées

	<ul style="list-style-type: none"> -Durée du plateau à 850 °C : 35 min. -Épaisseur : 7 µm -Observations : les billes d'or ont fusionné en partie, adhésion et résistance mécanique grandement améliorées
	<ul style="list-style-type: none"> -Durée du plateau à 850 °C : 40 min. -Épaisseur : 7 µm -Observations : les billes d'or ne sont presque plus discernables, bonne adhésion et résistance mécanique
	<ul style="list-style-type: none"> -Durée du plateau à 850 °C : 45 min. -Épaisseur : 7 µm -Observations : On ne distingue plus les billes d'or, bonne adhésion et résistance mécanique

d'exposition. En utilisant la raie I d'une lampe au mercure de 350 W dont la longueur d'onde est de 365,4 nm, il a été déterminé qu'une exposition de plus de 20 secondes était suffisante. Néanmoins, tel que présenté au tableau 2-4, à l'aide du microscope électronique à balayage, il a été observé que l'apparence des lignes d'or varie beaucoup en fonction de la durée du plateau de

cuisson à 850 °C. Un plateau de 10 minutes, comme recommandé dans la fiche technique du produit, s'est avéré insuffisant pour fusionner les microbilles d'or de la pâte. Trois séries de mesures de la résistivité des lignes d'or ont été faites afin de déterminer le temps de cuisson optimum pour la pâte *Fodel® 5989*; sur des lignes de 2 et 4 mils de largeur et pour deux longueurs de lignes. Les résultats, ramenés en $\text{m}\Omega/\square$ pour fin de comparaison, sont présentés à la figure 2-5. Ce graphique montre clairement que la cuisson de 10 minutes est insuffisante, le temps idéal de cuisson semble être de 35 minutes, celui-ci sera utilisé pour les fabrications subséquentes. Pour ce temps de cuisson, la résistivité de la couche d'or est de 13 $\text{m}\Omega/\square$, ce qui représente un très bon conducteur, mais s'avère quand même le double de ce qui est indiqué sur la fiche technique de la pâte.

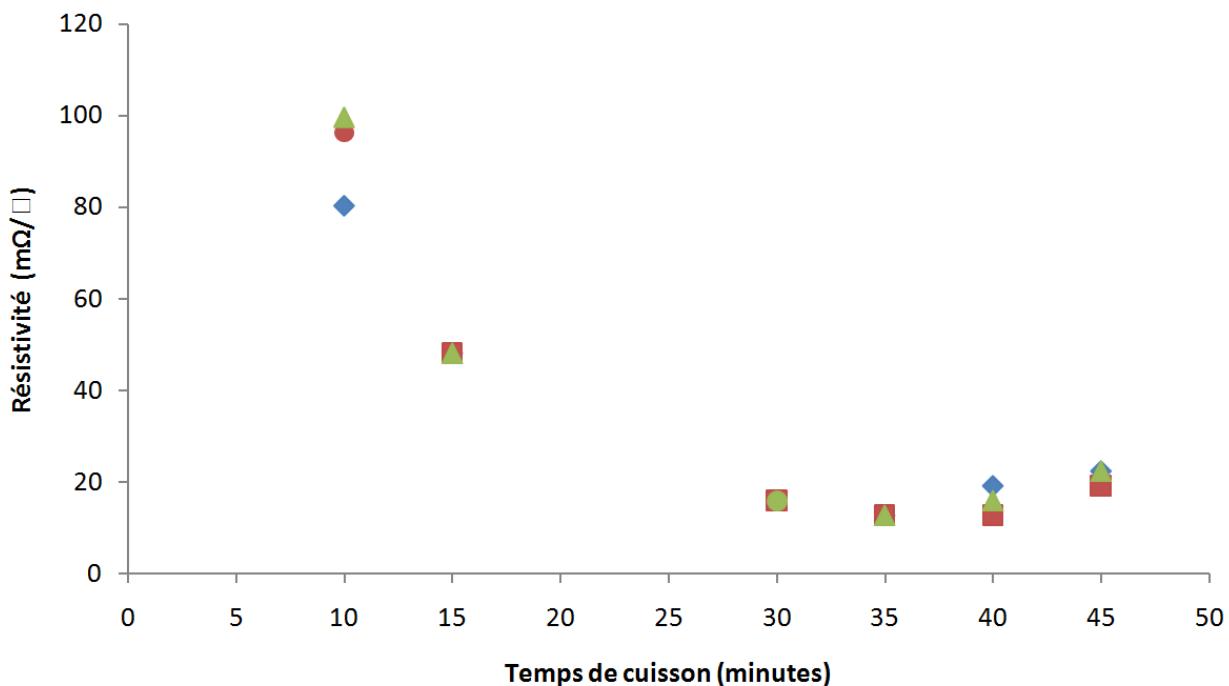


Figure 2-5 : Résistivité des lignes d'or en fonction du temps de cuisson, les différents symboles représentent les mesures de trois échantillons différents

2.2.3 Compatibilité du procédé des couches minces photoimageables avec d'autres procédés de fabrication

Bien que les pâtes diélectriques et conductrices permettent de réaliser un large éventail de circuits micro-ondes, il serait avantageux de pouvoir incorporer d'autres méthodes de fabrication afin d'augmenter les possibilités et les performances de circuits réalisés à partir de ce procédé. Entre autres, trois principales améliorations pourraient être considérées : des réductions du temps de fabrication, une augmentation de la résolution et l'intégration d'autres matériaux dans le procédé de fabrication.

Comme il a été montré, chaque couche de pâte photoimageable doit être cuite à haute température. Le cycle de cuisson est relativement lent, une augmentation trop rapide de la température fait craquer ou décoller la couche. Conséquemment, il n'est possible que de déposer une couche par journée. Comme on l'a vu, l'épaisseur des couches diélectriques a été grandement

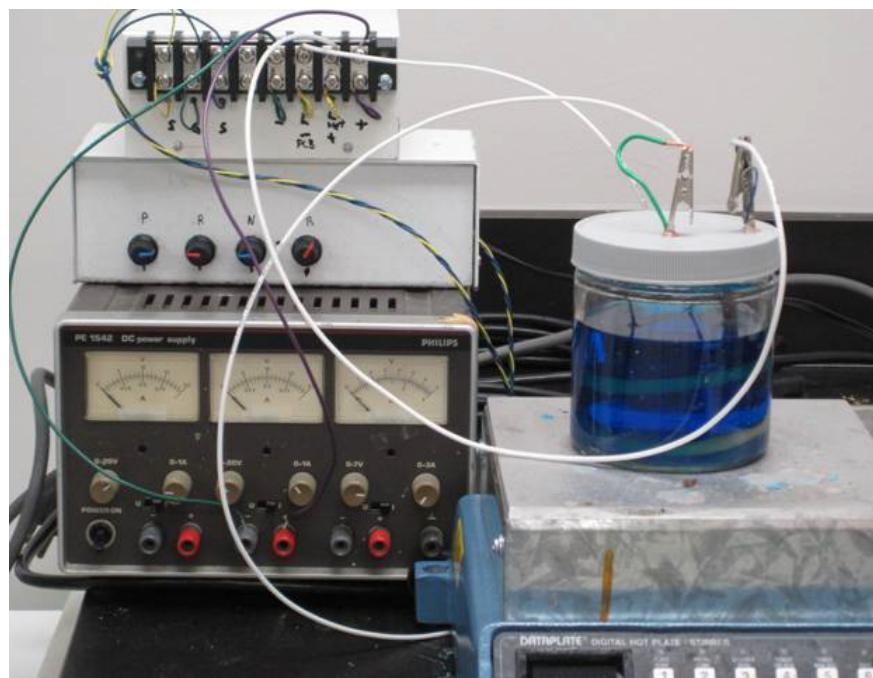


Figure 2-6 : Montage d'électrodéposition pulsée

augmentée. Ceci fait en sorte que seulement trois ou quatre couches peuvent être utilisées pour la fabrication de circuits à hautes fréquences. Cependant, les couches d'or sont limitées à 7 µm, ce qui rend le temps de remplissage des tranchées ou vias très long. Pour des circuits d'une épaisseur de 100 µm, il faudra 14 ou 15 couches de pâte d'or, ce qui prendra 15 jours et

consommera beaucoup de pâte. Puisque le prix de l'or et donc de la pâte d'or a considérablement augmenté ces dernières années, le coût en matériel sera aussi considérable. Dans le cas de plusieurs géométries, il est possible de déposer un métal par électrodéposition. Pour pouvoir utiliser cette approche, il est nécessaire d'appliquer un potentiel à la surface à plaquer. On pourra donc remplir toutes les tranchées en contact avec le plan de masse, mais pas celles qui ne se rendraient pas jusqu'à lui. Par exemple, il est tout à fait possible de plaquer les murs métalliques d'un guide d'onde rectangulaire. Une électrodéposition de cuivre pulsée est réalisée au moyen d'un système d'alimentation conçu par monsieur Jules Gauthier, technicien au laboratoire Poly-Grames, il est présenté à la figure 2-6. Le système d'alimentation fournit un courant ajustable pulsé. D'abord un courant positif est appliqué, suivi d'un certain temps de latence avant d'inverser le courant pour une autre période ajustable, suivie d'un autre temps de latence. Les temps d'application du courant positif, négatif et des deux périodes de latence sont ajustables. Pour un dépôt de cuivre, le temps d'application du courant positif doit excéder le temps d'application du courant négatif, sinon il y aura gravure du circuit et dépôt sur la cible de cuivre. Cette alternance est nécessaire car la formation de pics de cuivre a été observée dans les coins et les rebords des zones plaquées. Dans ces régions, le cuivre se dépose plus rapidement car le courant y est plus fort. En appliquant un courant négatif, ces régions seront aussi gravées plus rapidement. Avec un bon rapport entre le temps de courant positif et le temps de courant négatif, ces pics peuvent être évités et le placage croît alors de façon uniforme. Dans le cas de la fabrication d'un guide d'onde rectangulaire, le temps de fabrication passe donc de 21 jours (4 couches de diélectrique, les couches métalliques du dessus et du dessous et 15 couches pour remplir les tranchées) à 7 jours (4 couches de diélectrique, les couches métalliques du dessus et du dessous et une journée pour l'électrodéposition).

Comme nous l'avons vu, la limite de résolution des pâtes photoimageables est de 20 μm . Or, il peut être utile de réduire cette limite, en particulier pour la couche métallique, dont certaines applications à hautes fréquences demandent une résolution plus fine, par exemple, pour des filtres, des couplages forts, des structures périodiques à bande interdite, des antennes à fentes, etc. Le dépôt de couches minces et leur mise en forme par photolithographie représentent une solution accessible au laboratoire Poly-Grames permettant d'obtenir des résolutions inférieures à 5 μm . Dans le cas de la couche finale d'un dispositif, n'importe quel métal peut être utilisé; le cuivre reste un bon candidat par sa bonne conductivité et son faible coût. Cependant, on ne peut

l'utiliser ailleurs que dans la dernière couche du dispositif car il s'oxyderait sous la température de cuisson des couches de pâte photoimageable. Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser des métaux nobles, en particulier l'or et le platine. Ces deux métaux présentent généralement une faible adhérence et l'utilisation d'une couche d'adhésion de chrome ou de titane d'environ 30 nm est requise. Des mesures d'adhérence et de conductivité ont été réalisées et confirment la compatibilité des couches minces d'or et de platine sur le diélectrique *Fodel® QM44F*. Pour les deux métaux, l'adhérence et la conductivité ne sont pas modifiées après un cycle de cuisson normal des pâtes photoimageables, tant pour une couche d'adhésion de titane ou de chrome. Finalement, puisque la compatibilité du procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables avec le chrome et le titane a par la même occasion été vérifiée, ces métaux peuvent aussi être utilisés dans la fabrication de dispositifs micro-ondes. Cependant, ces métaux sont plus résistifs et pourront en conséquence être utilisés comme charges résistives ou pour contrôler l'atténuation d'une ligne de transmission. Cette dernière approche sera utilisée pour la mesure de circuits à plus de deux ports, comme il sera montré au chapitre 3. Puisque le titane s'oxyde facilement à haute température, il devra être utilisé seulement en couche finale, alors que le chrome peut aussi être utilisé à l'intérieur du dispositif.

2.3 Détermination des paramètres électriques et RF du procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables

Maintenant qu'il est possible de mettre en forme correctement les pâtes diélectriques et conductrices, il est possible de déterminer les propriétés électriques du procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables. Effectivement, il faut absolument connaître la constante diélectrique de la pâte *Fodel® QM44F*, car elle constituera le matériau dans lequel l'onde électromagnétique se propagera. La valeur de permittivité relative fournie dans la fiche technique n'est pas assez précise pour permettre le design de circuits micro-ondes et la dépendance fréquentielle de cette constante n'est pas considérée. Il faut donc déterminer de façon beaucoup plus précise la constante diélectrique et aussi la mesurer pour l'intervalle de fréquence dans lequel nous désirons travailler. Puisqu'au laboratoire Poly-Grames la limite de mesure se situe à 110 GHz, c'est jusqu'à cette fréquence que nous caractériserons cette valeur.

2.3.1 Mesure de la permittivité à l'aide de condensateurs

Un moyen simple de mesurer la valeur de la permittivité relative d'un matériau est de fabriquer un condensateur de dimensions connues. Dans ce cas, l'idéal est d'utiliser un condensateur à plaques parallèles dont les dimensions latérales sont beaucoup plus grandes que l'épaisseur de la couche diélectrique. Les effets de bords peuvent alors être négligés et la valeur de la capacité du condensateur s'exprime alors par la relation bien connue :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \quad (4)$$

où ϵ_0 est la permittivité du vide, ϵ_r la permittivité relative du matériau diélectrique, S la surface effective de l'électrode métallique (dans le cas où les deux électrodes n'ont pas les mêmes dimensions, prendre la plus petite) et d la distance entre les deux électrodes (ou l'épaisseur du diélectrique). Des condensateurs à plaques parallèles simples ont été fabriqués tel que montré sur

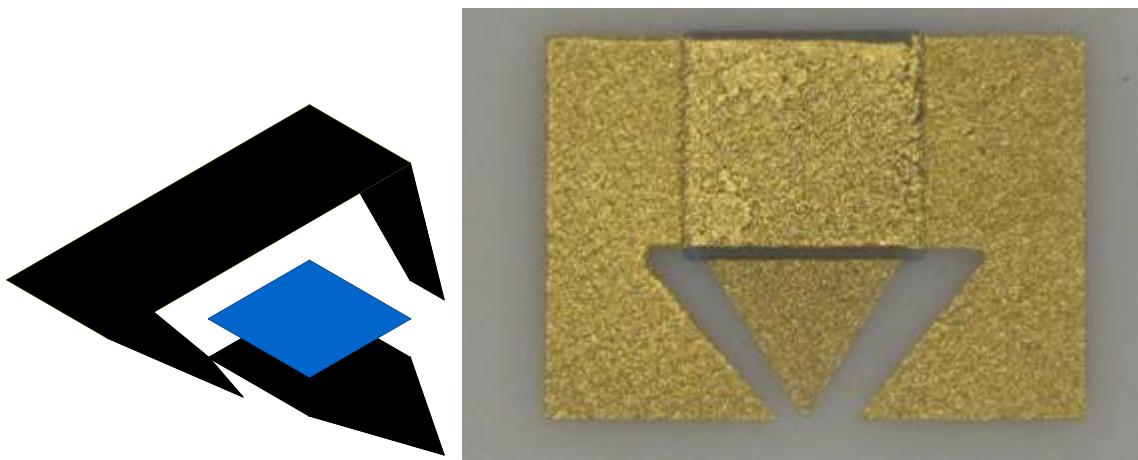


Figure 2-7 : Vue éclatée et photographie d'un condensateur à plaques parallèles fabriqué

la figure 2-7. Ces condensateurs sont ensuite mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP8510 et d'une station de mesure sous pointes manuelle *9000 Analytical Probe Station* de



Figure 2-8 : Montage de mesure sous pointes avec analyseur HP8510 et sonde GSG de Picoprobe (photographie de la sonde tirée du site web de Semiprobe : <http://www.semiprobe.com/store/in>)

Cascade Microtech. Les sondes utilisées sont de type GSG (*ground/signal/ground*, c'est-à-dire mise à la terre/signal/mise à la terre) de la marque *Picoprobe* avec un espacement entre les doigts de 250 µm. Une photographie du montage de mesure est présentée à la figure 2-8. Un calibrage à un port sur substrat de référence est réalisé avant d'effectuer les mesures sur la bande de 0,045 à 10 GHz. À partir des mesures du paramètre S_{11} en forme complexe, il est possible d'obtenir la valeur de la permittivité relative du diélectrique grâce à l'équation (1) et la relation suivantes :

$$C = \frac{-i(1 - S_{11})}{2\pi f Z_0 (1 + S_{11})} \quad (5)$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique du système (5Ω dans notre cas) et f la fréquence. Les résultats de mesure de trois condensateurs différents sont présentés à la figure 2-9. Plusieurs observations peuvent être faites à partir de ce graphique. D'abord, on remarque une discontinuité à 2 GHz ainsi qu'à 7 GHz. Ces discontinuités se retrouvent sur toutes les mesures (au total, une dizaine de condensateurs issus de trois fabrications différentes ont été mesurés) et ont été

repérées sur d'autres mesures de condensateurs. L'origine de ces discontinuités est plutôt à

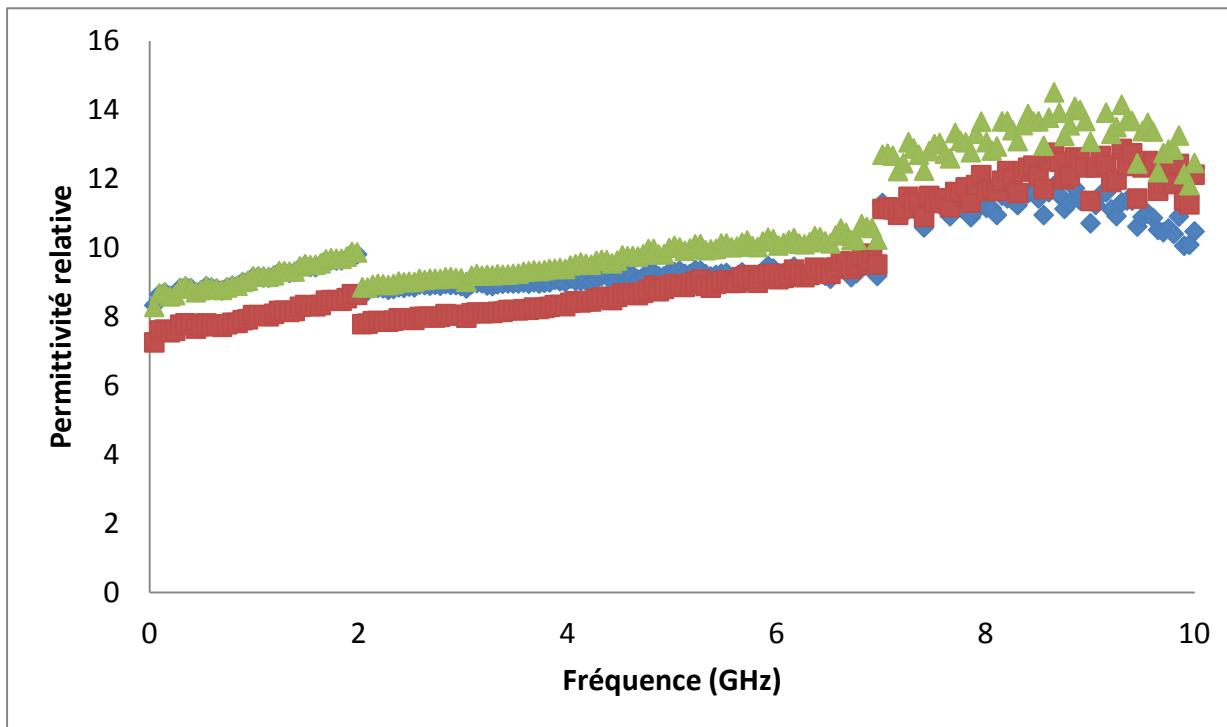


Figure 2-9 : Résultats de mesure de la permittivité relative de la pâte QM44F mesurée au moyen de condensateurs à plaques parallèles

l'intérieur de l'architecture de l'analyseur de réseaux vectoriels. En effet, ces fréquences constituent des points où le signal dans l'analyseur change de parcours. Dans un analyseur, le signal RF utilise différents parcours en fonction de sa fréquence. À certains endroits, dans l'architecture de l'analyseur, se trouvent des multiplexeurs qui trient le signal RF et l'envoient dans la branche appropriée. Dans l'analyseur HP8510, un signal dont la fréquence est inférieure à 2 GHz n'utilisera pas le même trajet qu'un signal de fréquence supérieure à 2 GHz; la même chose se produit à 7 GHz. Généralement, la faible différence des pertes entre les deux parcours fait en sorte que l'utilisateur ne perçoit pas ces discontinuités une fois qu'un calibrage approprié a été effectué. Malheureusement, ce problème reste très difficile à corriger lors de la mesure de condensateurs. Effectivement, plus un circuit mesuré est ‘adapté’, c'est-à-dire que son impédance s'approche de l'impédance caractéristique du système (50Ω), moins cette discontinuité sera apparente. Or, un condensateur présente un contraste immense avec l'impédance du système; il se situe toujours sur le contour de l'abaque de Smith. Donc, des mesures de ce type présenteront toujours une incertitude importante sur la permittivité relative extraite. Puisque les sauts de

constante diélectrique à 2 et 7 GHz atteignent jusqu'à 1,5 pour une valeur de 9, il s'agit d'une incertitude de 16,7 %, ce qui est trop élevé pour créer un design précis de circuits micro-ondes. De plus, ce type de mesure est limité en fréquence à cause de la présence inévitable d'éléments inductifs parasites. Un système composé d'un condensateur et d'une inductance possède une fréquence de résonance f_r propre définie par la relation suivante :

$$f_r(\text{Hz}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

où L et C sont respectivement la valeur de l'inductance et la capacité du circuit, mesurées en Henry et en Farad. Loin avant la fréquence de résonance du système, les mesures sont valides, mais sont de plus en plus perturbées à mesure que la fréquence considérée s'approche de la fréquence de résonance. Exactement à la fréquence de résonance, les mesures n'ont plus de sens et la permittivité relative tendra vers l'infini. Cette fréquence oscille autour de 16 GHz dans notre cas, c'est pourquoi les mesures n'ont été présentées que jusqu'à 10 GHz, après cette valeur, la capacitance mesurée augmente exponentiellement jusqu'à la fréquence de résonance. Afin d'augmenter celle-ci, des condensateurs plus petits pourraient être fabriqués, mais le manque de précision inhérent à ce type de mesure restera. Cette série de mesures confirme que la constante diélectrique de la pâte *Fodel® QM44F* se situe entre 8 et 10, mais la précision n'étant pas satisfaisante, il serait préférable de mesurer cette valeur sur une bien plus large plage de fréquences, jusqu'à 100 GHZ au moins.

2.3.2 Mesure de la permittivité à l'aide de circuits résonants

Comme nous l'avons vu, l'extraction de la permittivité relative de pâte diélectrique au moyen de condensateurs à plaques parallèles n'a pas fourni la précision désirée et cette technique était limitée en fréquences. Une autre méthode pour mesurer la constante diélectrique d'un matériau consiste à fabriquer un circuit résonant aux dimensions bien connues et déduire la permittivité relative à partir de la fréquence de résonance du circuit. Plusieurs approches ou

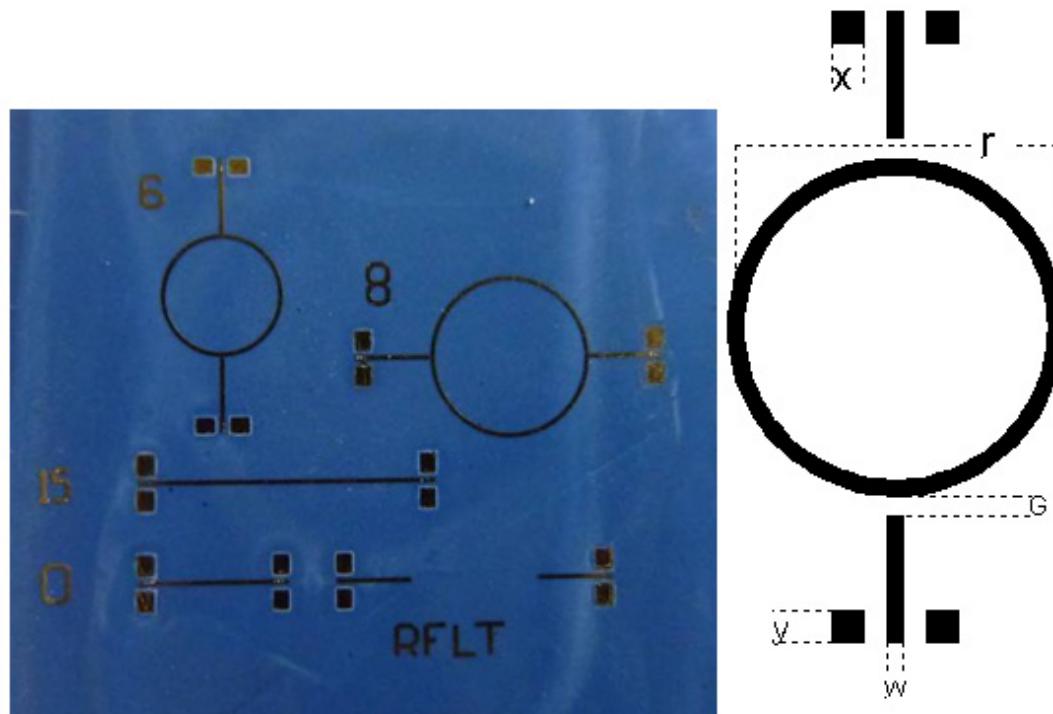


Figure 2-10 : Résonateurs en anneau fabriqués pour la mesure de la permittivité relative de la pâte diélectrique *Fodel® QM44F*

géométries peuvent être envisagées : résonateurs diélectriques, cavité résonante d'air avec perturbation diélectrique, etc. La nature de la pâte *Fodel® QM44F* fait en sorte qu'il serait très facile de réaliser un résonateur planaire, par exemple en technologie micro-ruban. Un résonateur en anneau, comme présenté à la figure 2-10, est simple à réaliser et permettra de déterminer la fréquence fondamentale de résonance et ses harmoniques [21]. Différentes tailles de résonateurs permettent d'échantillonner divers points de fréquence. Les dimensions des résonateurs produits sont présentées au tableau 2-5. La fabrication des résonateurs est relativement simple; quatre couches de pâtes diélectriques ont été utilisées pour obtenir une épaisseur de 100 μm ; la

métallisation finale est réalisée en déposant de l'or par pulvérisation et mise en forme par gravure humide définie par photolithographie. Des vias sont métallisés par galvanoplastie afin de ramener la mise à la terre au niveau supérieur et permettre une mesure avec des sondes GSG de 250 µm d'espacement. Les mesures en transmission montrent une succession de pics qui correspondent aux fréquences pour lesquelles la circonférence de l'anneau est égale à un nombre entier de demi-longueurs d'ondes. Les équations suivantes permettent d'obtenir la permittivité relative ϵ_r du diélectrique *Fodel® QM44F* :

$$\epsilon_r = \left(\frac{2\epsilon_{eff} + M - 1}{M + 1} \right) \quad (7)$$

$$\epsilon_{eff}(f) = \left(\frac{nc}{2\pi r f_0} \right)^2 \quad (8)$$

$$M = \left(1 + \frac{12h}{W_{eff}} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (9)$$

$$W_{eff} = W + \left(1.25 \frac{t}{\pi} \right) \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) \quad (10)$$

où ϵ_{eff} est la permittivité effective pour l'onde guidée, n est le nombre entier de demi-longueurs d'ondes, c est la vitesse de la lumière, f_0 est la fréquence du pic de résonance, W la largeur de la ligne micro-ruban, r le rayon moyen de l'anneau, t l'épaisseur de métal de la ligne micro-ruban et h l'épaisseur du diélectrique. Les résultats obtenus sont présentés à la figure 2-11. Certains pics sont manquants car ils n'ont pu être identifiés avec suffisamment de précision; seuls les pics bien définis ont été utilisés.

Les résultats de mesure de la constante diélectrique montrent une bien plus grande précision que lorsqu'elle était mesurée au moyen de condensateurs à plaques parallèles. Sur toute l'étendue de fréquence mesurée, soit de 9 à 93 GHz, la variation de la permittivité relative n'est que de 1 % autour de 9,2. La stabilité de cette mesure permet de déduire que les conditions expérimentales étaient bien contrôlées, l'incertitude semble donc minime et la valeur de 9,2 sera donc considérée comme fiable et utilisée dans toutes les conceptions subséquentes.

Tableau 2-5 : Dimensions physiques des résonateurs fabriqués

Largeur de ligne W	114 μm	Épaisseur diélectrique h	100 μm
Largeur du via X	500 μm	Épaisseur métal t	1 μm
Longueur du via Y	400 μm	Rayon moyen r	1524 et 2032 μm
Espace de couplage G	24 μm		

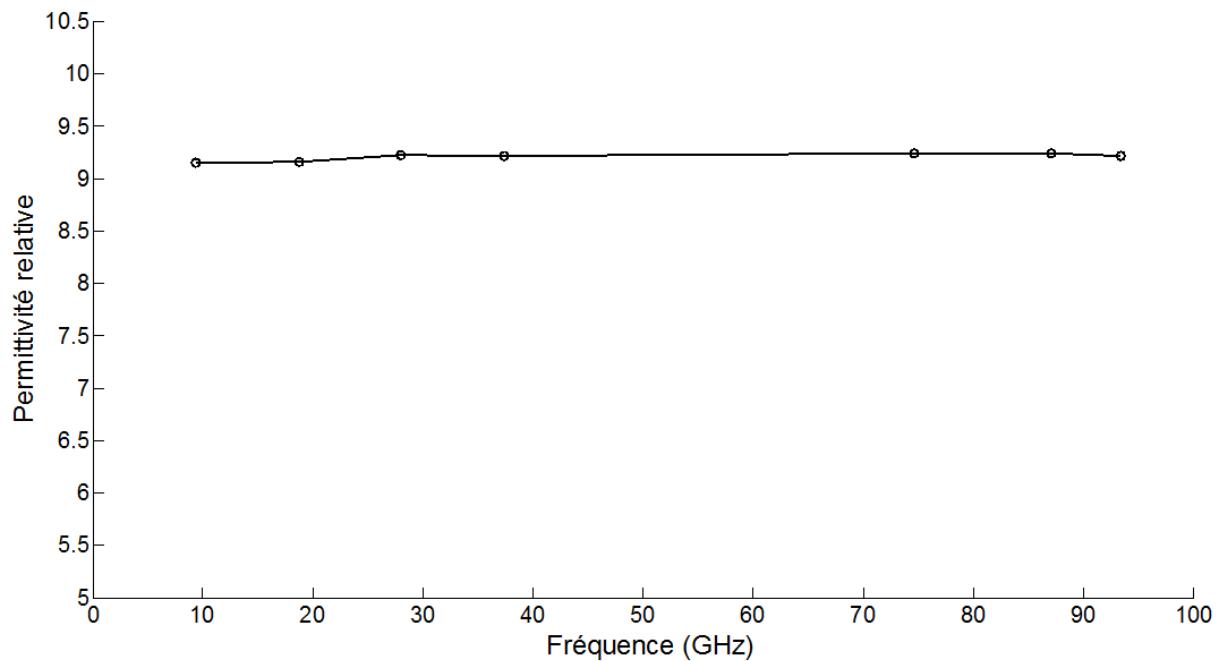


Figure 2-11 : Résultats de mesure de la permittivité de la pâte *Fodel® QM44F* en fonction de la fréquence au moyen de résonateurs circulaires

2.4 Récapitulatif des paramètres du procédé de fabrication des couches minces photoimageables

Puisque les paramètres du procédé de fabrication des couches minces photoimageables ont beaucoup changé par rapport à la fiche technique fournie par DuPont™, il convient de les regrouper afin de produire une fiche technique mise à jour pour les applications micro-ondes. Le tableau 2-6 répertorie tous les paramètres importants pour les deux pâtes photoimageables.

Tableau 2-6 : Fiche technique mise à jour des pâtes photoimageables utilisées

	<i>Fodel® 5989 gold conductor</i>	<i>Fodel® QM44F multilayer dielectric</i>
Résolution	20 µm	20 µm
Épaisseur	7-8 µm	10/ 20/30 µm selon l'applicateur
Résistivité	13 mΩ/□	NA
Temps d'exposition	32 s (350 W @ 360 nm)	12 s (350 W @ 360 nm)
Température de cuisson	850 °C	850 °C
Temps @ 850 °C	35 min.	35 min.
Rampe de température	≤ 400 °C/h	≤ 200 °C/h
Séchage	à l'air sur plaque	couverte sur plaque
Température de séchage	90 °C	90 °C
Durée séchage	40 min.	40/90/180 min. selon l'épaisseur
Permittivité relative	NA	9,2 ±0,5% (de 9 à 93 GHz)

CHAPITRE 3 APPLICATIONS UTILISANT LES COUCHES ÉPAISSES PHOTOIMAGEABLES

Dans la section précédente, nous avons vu une description du procédé de fabrication au moyen de couches épaisses photoimageables et les principales propriétés électriques de ces matériaux. Dans celle-ci sera présenté un large éventail de dispositifs micro-ondes passifs démontrant les capacités de ce procédé de fabrication.

3.1 Guides d'onde rectangulaires

Parmi les lignes de transmission les plus utilisées, les guides d'onde rectangulaires figurent en tête de liste avec les lignes micro-rubans, coplanaires, et les guides coaxiaux. Généralement, le guide d'onde rectangulaire est choisi pour ses très faibles pertes, son facteur de qualité élevé, son immunité aux interférences électromagnétiques et sa capacité à guider des signaux de grande puissance [24]. Cependant, ce type de ligne de transmission présente les désavantages d'une fabrication complexe et longue ainsi que d'une intégration très difficile avec des dispositifs planaires. Ces difficultés augmentent avec la fréquence, ce qui explique le peu d'utilisation des guides d'onde rectangulaires aux ondes millimétriques, sauf pour des applications très pointues comme la radioastronomie. Les guides d'onde intégrés au substrat ont été présentés comme une solution à ce problème [25,26]. Ces circuits synthétisent un guide rectangulaire au moyen de trous métallisés qui, s'ils sont suffisamment rapprochés, simulent un mur métallique. Bien que plus simples à fabriquer et à intégrer, ces dispositifs présentent néanmoins quelques inconvénients. D'abord, l'équipement nécessaire à leur fabrication est cher; il faut un ou des lasers d'usinage pour percer les trous, ainsi qu'un système de pulvérisation plasma et d'électrodéposition pour les métalliser. De plus, l'usinage laser des trous est un goulot d'étranglement pour la production de masse; pour fabriquer plusieurs circuits en parallèle, il faudra autant de lasers et ces équipements sont coûteux. Un procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables permet de contourner les limites des circuits intégrés au substrat (en anglais *substrate integrated waveguides, SIW*) et de fabriquer un vrai guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique. La différence entre les trois architectures est présentée à la figure 3-1. Par sa nature, le procédé de fabrication par couches épaisses ne possède pas de goulot d'étranglement qui limiterait la production de masse, toutes les étapes peuvent traiter plusieurs circuits en parallèle. De plus, la conception de circuits s'avère plus simple puisqu'il n'y a pas de structure

périodique ou de murs métalliques synthétisés. Dans le cas des circuits SIW, il faut en effet tenir compte d'une largeur effective qui n'est pas égale à la largeur du guide pour prendre en

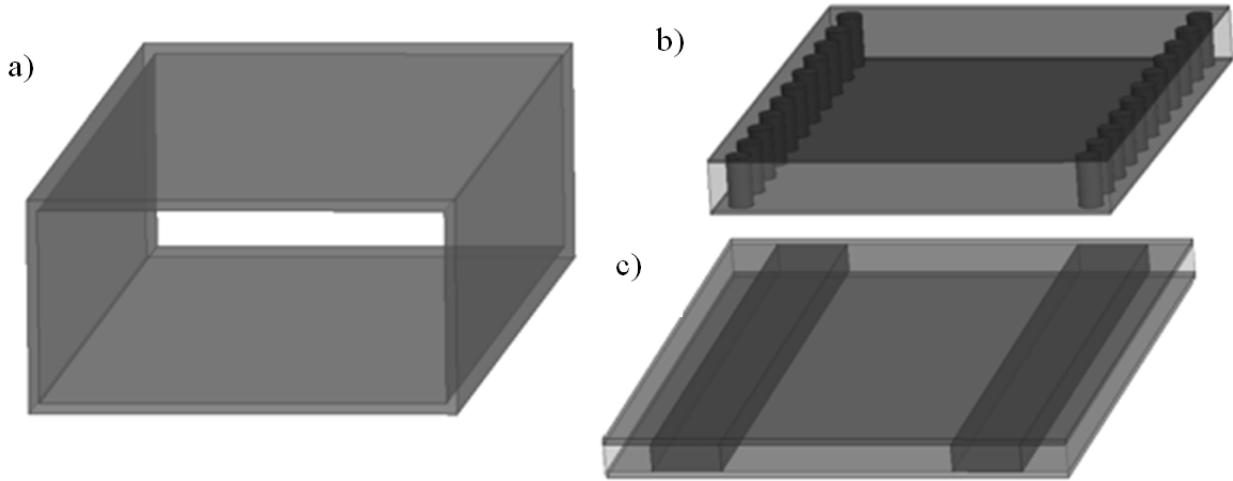


Figure 3-1 : Géométrie des guides d'onde rectangulaires a) classiques b) intégrés au substrat (SIW) c) obtenus par procédé de fabrication utilisant des couches épaisses photoimageables

considération l'effet des trous métallisés. La présence d'un matériau diélectrique à l'intérieur du guide d'onde (SIW ou par procédé photoimageable) ne change pas le mode de guidage, mais a néanmoins quelques conséquences. D'abord, les dimensions latérales du guide seront réduites par rapport à un guide rempli d'air par un facteur égal à la racine carrée de la permittivité du diélectrique dans le guide. Ensuite, l'air étant un milieu possédant une très faible tangente de perte, l'utilisation d'un diélectrique comme milieu de propagation entraînera inévitablement des pertes diélectriques plus importantes que dans le cas de l'air.

3.1.1 Design, fabrication et caractérisation de guides d'onde rectangulaires

La conception d'un guide d'onde rectangulaire est très simple. La largeur du guide détermine sa fréquence d'opération. En général, il est préférable d'opérer dans la région où seul le mode fondamental peut se propager. Dans le cas du procédé de fabrication par couches minces photoimageables, la permittivité de 9,2 permet de fixer la largeur du guide d'onde à 1,04 mm pour une bande d'opération similaire à la bande des guide WR-10. La figure 3-2 montre la distribution des champs électriques du mode fondamental de propagation dans un tel guide d'onde tel que calculé par le logiciel HFSS. Pour cette largeur, la fréquence de coupure se situe

autour de 50 GHz et le deuxième mode apparaît aux environs de 95 GHz, comme le démontre la figure 3-3. Cette bande contient plusieurs fréquences d'intérêt, notamment autour de 60 et 77

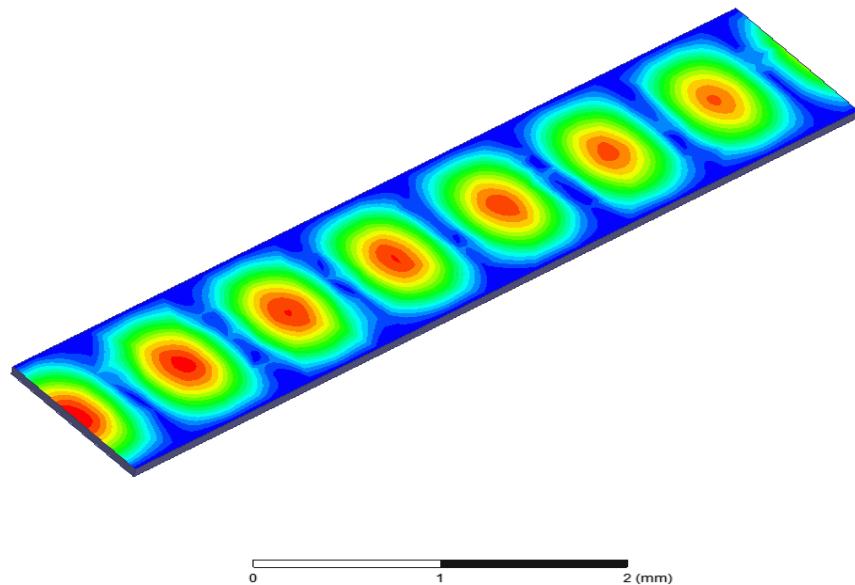


Figure 3-2 : Image de la distribution des champs électriques pour le mode fondamental d'un guide d'onde

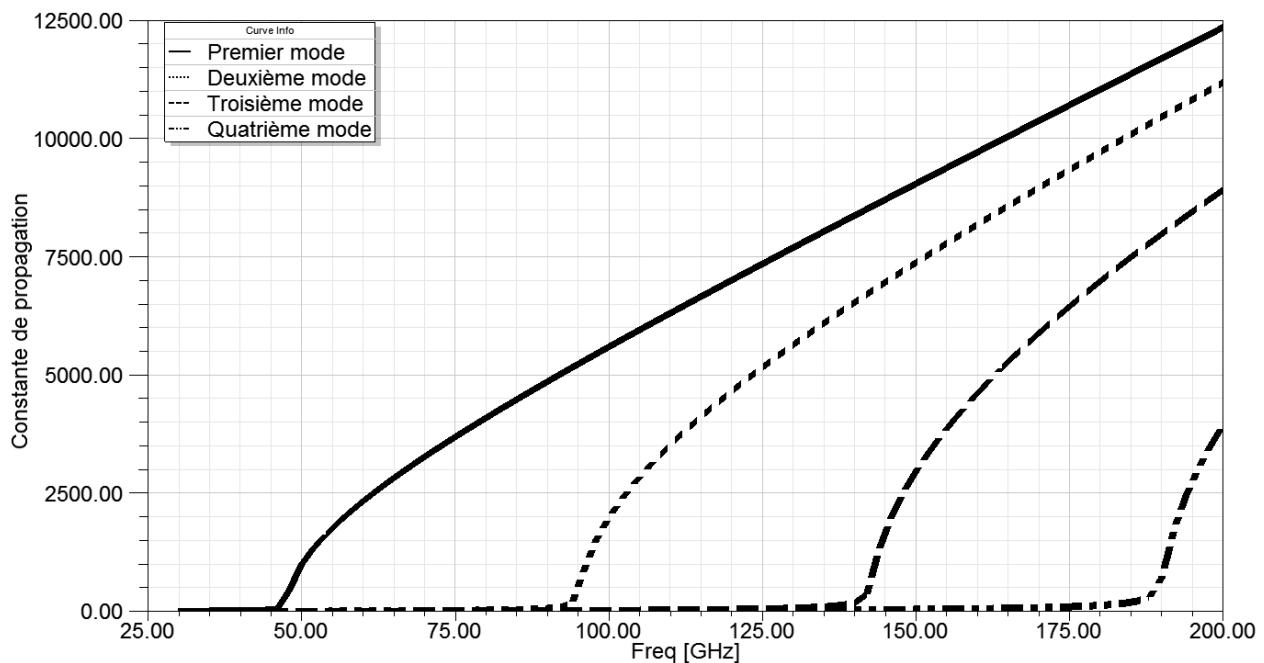


Figure 3-3 : Trois premiers modes apparaissant dans le guide d'onde rectangulaire de 1,04 mm de largeur

GHz. Afin de pouvoir mesurer adéquatement les guides d'onde fabriqués, il est nécessaire de concevoir une transition vers un mode de propagation approprié à l'analyseur de réseau vectoriel. Comme nous l'avons déjà mentionné dans les sections précédentes, les sondes utilisées pour ces fréquences se présentent sous la forme de guides coplanaires. Il faut donc réaliser une transition du mode coplanaire vers le mode TE_{10} fondamental du guide d'onde. De plus, l'impédance caractéristique du guide d'onde rectangulaire dans la géométrie choisie est de 34Ω alors que celle du système de mesure, y compris les sondes, est de $50\ \Omega$. La transition devra donc

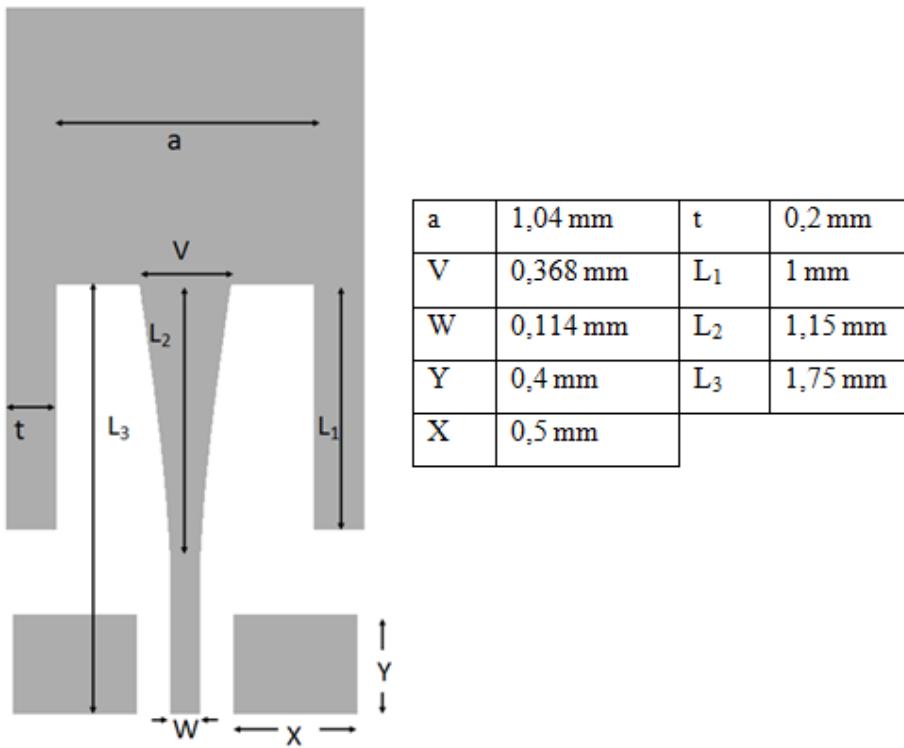


Figure 3-4 : Paramètres géométriques de la transition entre le mode du guide d'onde rectangulaire et les sondes coplanaires

jouer le rôle supplémentaire de transformateurs d'impédance. Une transition très simple entre un mode micro-ruban et un mode fondamental de guide d'onde est communément utilisée [27]. L'utilisation de trous métallisés permet de ramener la mise à la terre au niveau supérieur afin d'effectuer le contact avec la sonde coplanaire. La longueur de la transition micro-ruban correspond à un quart de la longueur guidée de la fréquence centrale d'opération, soit 75 GHz, ce qui en fait un transformateur quart d'onde. La figure 3-4 montre tous les paramètres géométriques de cette transition alors que la figure 3-5 l'évolution des champs électriques lors de la conversion du mode guidé. Les performances simulées de cette transition apparaissent à la figure 3-6. Cette

transition peut être utilisée sur toute la gamme de fréquences d'opération prévue pour le guide d'onde de 1,04 mm de largeur soit de 55 à 95 GHz et même au-delà.

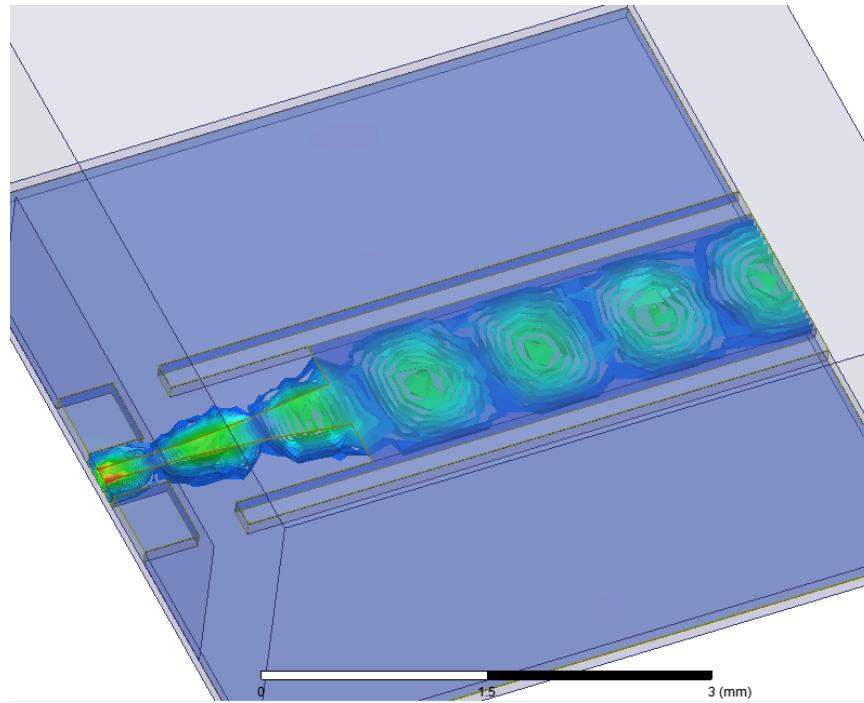


Figure 3-5 : Image présentant l'évolution des champs électriques lors de la conversion du mode du guide d'onde vers le mode des sondes coplanaires

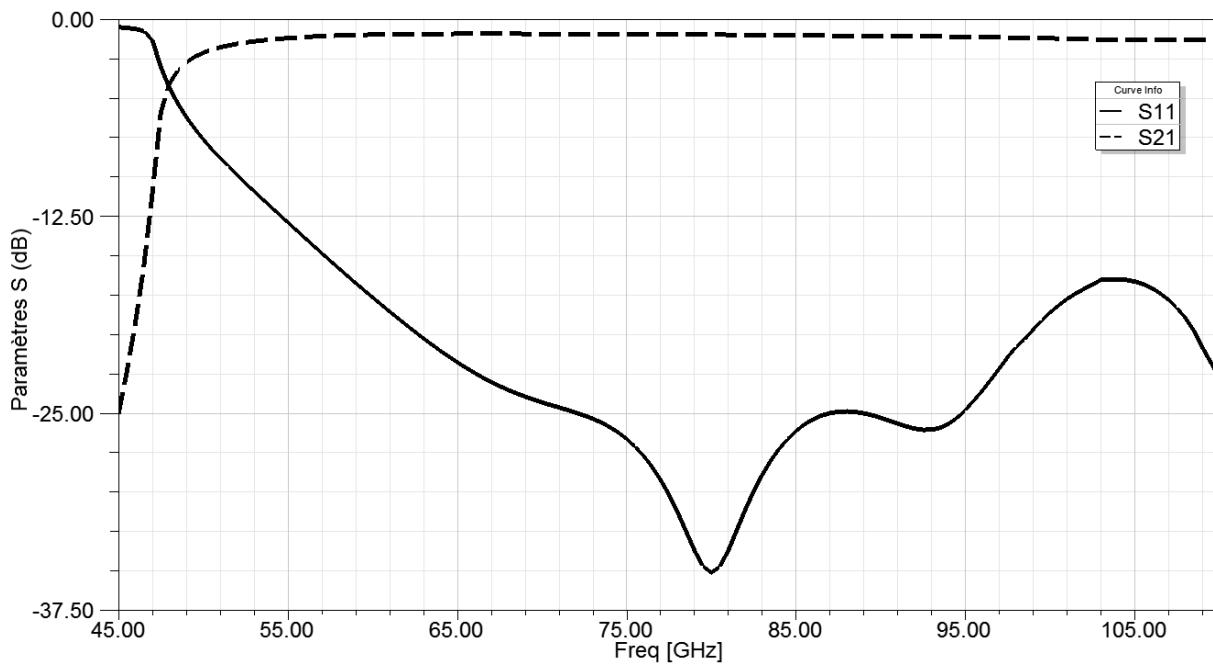
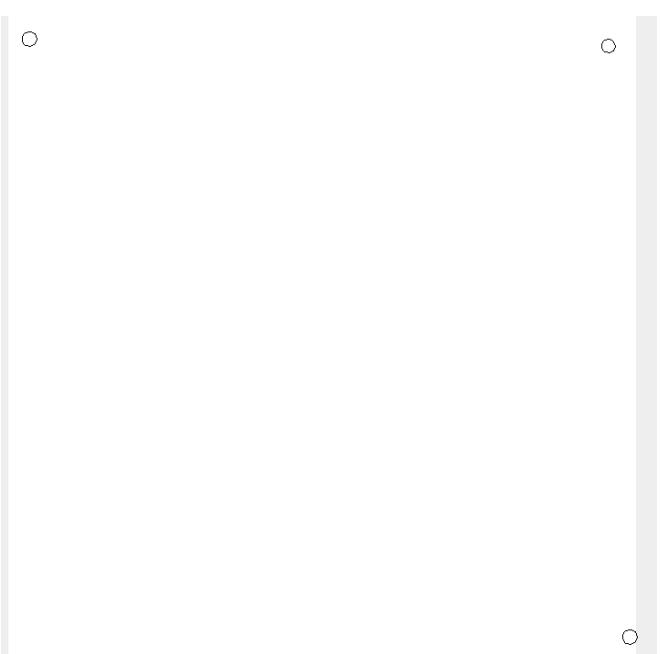


Figure 3-6 : Résultats simulés de la transition entre le guide d'onde rectangulaire et la sonde coplanaire

Une série de guides d'onde rectangulaires a ensuite été réalisée afin de déterminer les performances de cette méthode de fabrication. Dans le but d'éliminer les effets de la transition, un kit de calibrage TRL (*trough, reflect, line* c'est-à-dire direct, réflexion et ligne) est fabriqué sur le même substrat. Ce type de calibrage permet de ramener le plan de mesure au-delà des transitions et donc d'éliminer complètement leurs effets. Pour la réflexion, un court-circuit est choisi car il est plus facile à fabriquer qu'un circuit ouvert. Les étapes de fabrication des guides sont présentées au tableau 3-1. L'étape d'électrodéposition réduit considérablement le temps

Tableau 3-1 : Étapes de fabrication des guides d'onde rectangulaires

#	Opération	masque
1	<u>Perçage des trous d'alignement</u> Au moyen d'un laser Nd : YAG; ces trous doivent être situés en dehors de la zone où la pâte sera appliquée. La pâte est opaque et masquerait les trous d'alignement.	

2	<p><u>Application de la pâte d'or</u></p> <p>Cette couche constituera le plan de masse du circuit.</p>	
3	<p><u>Couches diélectriques</u></p> <p>Le corps des guides d'onde rectangulaires et mis en forme dans cette étape, à répéter pour obtenir l'épaisseur voulue. Dans ce cas, 4 couches sont utilisées pour une épaisseur de 100 µm. Des espaces sans diélectrique sont conservés afin de donner accès au plan de masse pour permettre l'électrodepositio.</p>	

4	<p><u>Électrodéposition</u></p> <p>Le circuit est recouvert d'un film de photorésine sèche. Des ouvertures sont pratiquées pour permettre l'électrodéposition du cuivre. La photorésine est nécessaire pour protéger le diélectrique de la solution de placage très acide. Le potentiel est appliqué à partir d'un des accès préparés dans le diélectrique. Dépendamment du courant appliqué, cette étape dure quelques heures.</p>	
5	<p><u>Polissage</u></p> <p>Après avoir enlevé le film de photorésine sèche, le circuit est poli afin d'aplanir le cuivre plaqué.</p>	NA
6	<p><u>Métal final</u></p> <p>La dernière couche métallique peut soit être déposée par un procédé de couches minces ou encore sous la forme de pâte photoimageable. Dans ce cas-ci, 2 µm d'or sont déposés par pulvérisation et mis en forme par gravure humide dans une solution d'iodure.</p>	

de fabrication pour ces circuits, comme il a déjà été expliqué. Les guides d'onde fabriqués sont présentés à la figure 3-7. Étant donné le système de mesure, les propriétés des guides ont été caractérisées dans la bande de fréquence de 65 à 110 GHz. Les pertes totales mesurées par unité

de longueur et par longueur d'onde sont présentées à la figure 3-8. Les pertes totales sont inférieures à 0,4 dB par longueur d'onde pour toute la gamme de fréquences concernées. Ces résultats se comparent avantageusement avec les seuls autres résultats publiés concernant les guides d'onde fabriqués par un procédé de couches minces photoimageables, par exemple, à 100 GHz les pertes publiées par [22] sont de 5 dB/cm comparativement à 3dB/cm pour les circuits fabriqués pour ce travail. Cet écart s'accentue pour les pertes par longueur d'onde puisque ce groupe travaille avec une pâte dont la permittivité est 7,2 et non de 9,2. Une combinaison de

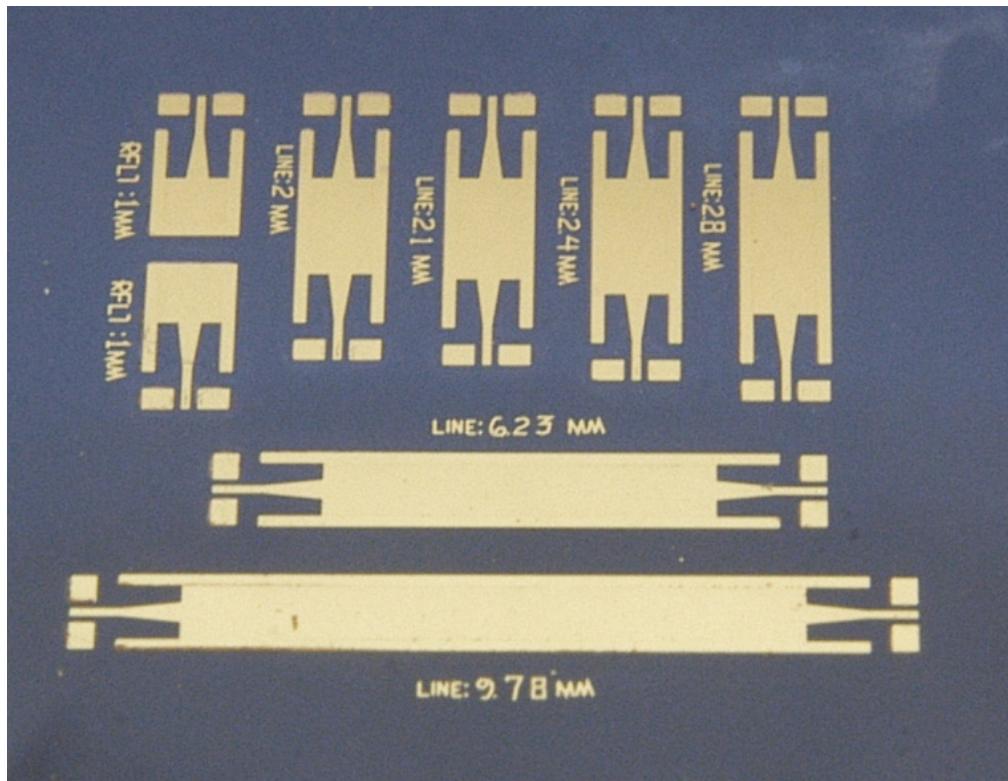


Figure 3-7 : Photographie des guides d'onde rectangulaires fabriqués et de leur kit de calibrage

plusieurs facteurs peuvent expliquer ces différences : la plus grande épaisseur des guides qui réduit les pertes ohmiques, le diélectrique différent qui possède une tangente de perte inférieure ou encore le polissage de surface qui réduit la rugosité, et donc les pertes ohmiques. De plus, le temps de fabrication des circuits présentés est de 7 jours comparativement à 21 jours pour le groupe de recherche mentionné. Cet écart s'explique principalement par l'étape d'électrodepositioon qui remplace plusieurs couches de pâte métallique. Il est intéressant de noter que les pertes par longueur d'onde sont stables ou diminuent en fonction de la fréquence, ce qui indique que le procédé et le matériau diélectrique sont appropriés pour une utilisation à haute

fréquence. Les systèmes de mesure ne permettent pas de mesurer à plus haute fréquence, mais tout indique que ce procédé de fabrication permettra la réalisation de guides d'onde fonctionnant à des fréquences beaucoup plus élevées. Une fois les guides réalisés et mesurés, il est possible de fabriquer plusieurs dispositifs passifs en guides d'onde rectangulaires. Dans les prochaines sections seront présentés des filtres et un coupleur démontrant les capacités du procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables.

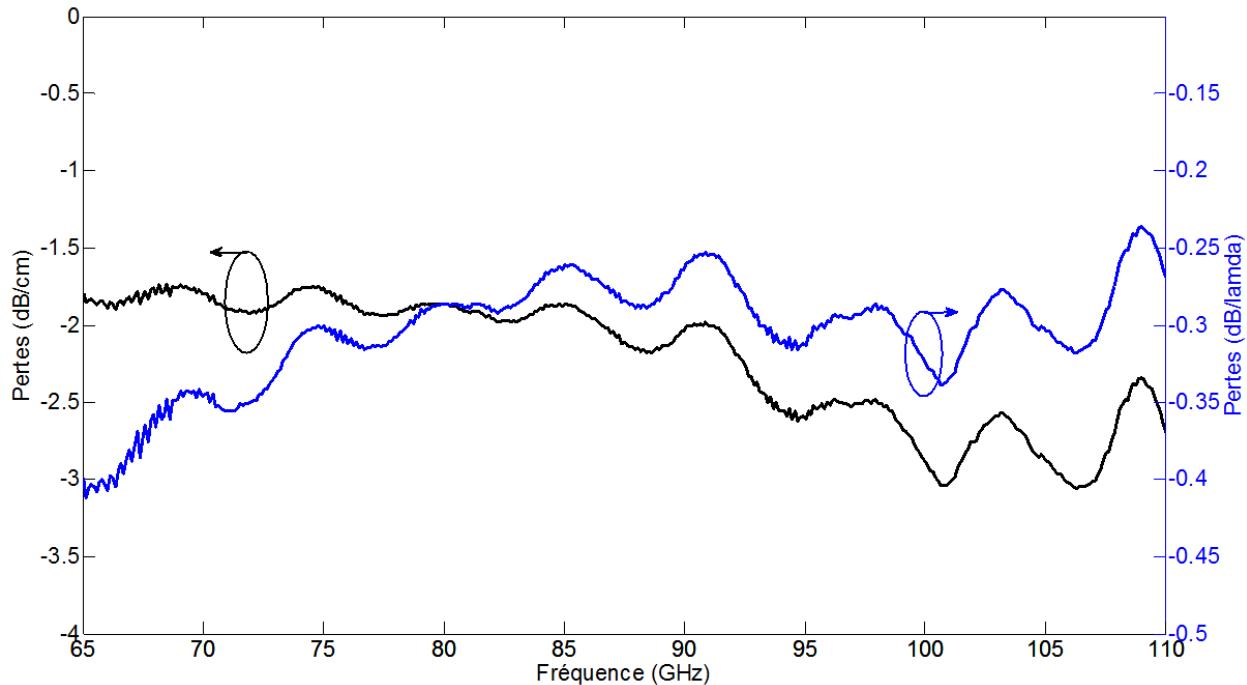


Figure 3-8 : Pertes par unité de longueur et par longueur d'onde des guides rectangulaires fabriqués par le procédé des couches épaisses photoimageables

3.1.1.1 Considérations sur la tangente des pertes

Les résultats de mesure obtenus pour les guides d'onde rectangulaires permettent de considérer la valeur de la tangente des pertes du diélectrique *QM44F* qui constitue le corps des guides. La mesure de cette quantité est problématique puisqu'il faut connaître parfaitement le dispositif afin de déterminer sa valeur avec précision. Il faut donc connaître la conductivité des matériaux utilisés et la rugosité de toutes les surfaces du dispositif. Il a été démontré que la conductivité de matériaux déposés sous forme de couche mince peut être considérablement inférieure à sa valeur massique. De plus, il faut considérer l'effet de la couche d'adhésion constituée d'un conducteur moins efficace (titane ou chrome) et la possibilité d'une couche d'oxyde ou la présence d'une interface résistive entre la couche d'adhésion et le conducteur. La

conductivité de la couche conductrice (couche d'adhésion et or) a été mesurée après le cycle thermique complet afin de considérer les effets d'alliage ou d'oxydation possibles. La rugosité de surface a été mesurée au moyen d'un profilomètre (*DEKTAK*), mais la rugosité des murs verticaux formant les tranchées n'a pu être mesurée. Cette dernière devrait logiquement être égale ou supérieure à la rugosité de surface. Ces données ont ensuite été introduites dans le modèle simulé afin d'estimer la tangente des pertes du diélectrique. Cette simulation permet d'affirmer que la tangente des pertes du diélectrique *QM44F* est inférieure à 0,003 jusqu'à 110 GHz. Cette valeur est une borne supérieure puisque la rugosité des parois verticales est inconnue. Dans le cas où cette rugosité serait nettement supérieure à la rugosité de surface (mesurée à 250 nm), la valeur de la tangente des pertes serait plus faible. Pour les simulations, la valeur de 0,003 sera utilisée en conjonction avec une rugosité des parois verticales de 250 nm puisque cette combinaison s'approche le plus des résultats mesurés.

3.1.2 Fabrication de filtres en guides d'onde rectangulaires

Les filtres jouent un rôle primordial dans la plupart des systèmes micro-ondes. Effectivement, ils permettent de trier et sélectionner les fréquences désirées tout en rejetant celles qui ne présentent pas d'intérêt. Parmi les types de filtres, les filtres passe-bande sont généralement considérés comme plus difficiles à fabriquer que les filtres passe-haut ou passe-bas. Ils sont aussi beaucoup plus couramment utilisés que les filtres coupe-bande. Pour ces raisons, des filtres passe-bande seront conçus et fabriqués dans cette section. Puisque la ligne de transmission est un guide rectangulaire, la conception du filtre peut suivre les méthodes bien connues et développées pour les guides d'onde rectangulaires remplis d'air. Par exemple, la conception de filtres à iris est très courante et peut s'appliquer directement aux guides faits de

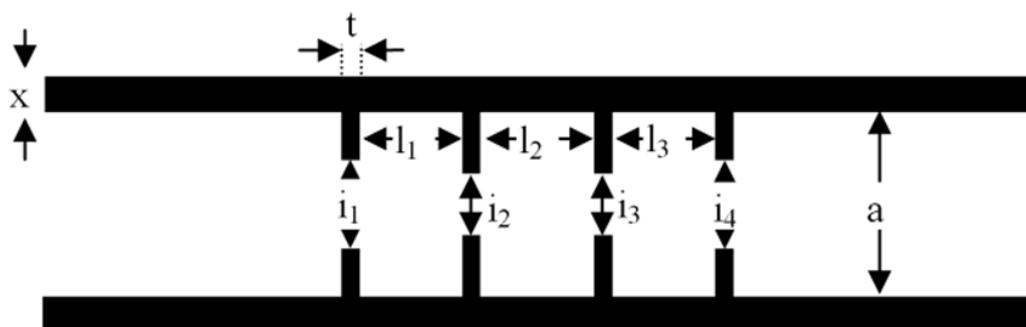


Figure 3-9 : Géométrie du filtre passe-bande à iris d'ordre 5

couches épaisses photoimageables. Ce type de filtre est constitué de cavités résonnantes couplées entre elles par des iris d'ouvertures variées et sa conception implique l'utilisation d'inverseurs d'impédance afin de modéliser les sections de couplage entre les cavités [28]. Des filtres centrés à 75 et 80 GHz d'ordres cinq et trois ont été conçus en utilisant des polynômes Chebychev [29]. Les dimensions des iris inductives sont déterminées au moyen de relations empiriques trouvées

Tableau 3-2 : Valeurs physiques des paramètres du filtre d'ordre 3 centré à 80 GHz

Variable	Valeur (mm)	Variable	Valeur (mm)
i_1	0,500	l_1	0,590
i_2	0,346	l_2	0,653
i_3	0,346	l_3	0,590
i_4	0,500		

dans *Marcuvitz* [30]. Pour en faciliter la fabrication, l'épaisseur des iris définissant les cavités a été limitée à 100 µm, il faudra donc compenser par optimisation cette limite qui vient réduire le niveau de couplage entre les cavités et allonger la longueur effective de celles-ci. Le mur métallique du côté a une épaisseur de 200 µm, mais cette valeur n'a aucune influence sur le comportement des filtres. La géométrie d'un filtre à iris d'ordre cinq est présentée à la figure 3-9, le filtre d'ordre trois utilise la même définition de variables. En considérant les résultats de fabrication déjà obtenus avec le procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables, un rayon de courbure de 50 µm pour les coins a été utilisé pour l'optimisation des filtres à l'aide du logiciel de simulation HFSS. Les dimensions physiques finales des filtres sont présentées dans les tableaux 3-2 et 3-3. Puisque le procédé de fabrication est relativement nouveau, l'impact des tolérances de fabrication sur les performances des filtres n'est pas connu et devrait être simulé. Les résultats de simulations montrant l'effet d'une variation de l'épaisseur de l'iris, l'effet du rayon de courbure des coins des iris et l'effet d'un iris non symétrique sont présentés aux figures 3-10 à 3-12. En premier lieu, l'augmentation de l'épaisseur de l'iris accroît la fréquence d'opération du filtre puisque les cavités deviennent plus courtes et résonnent donc à une fréquence plus élevée [31].

Tableau 3-3 : Valeurs physiques des paramètres du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz

Variable	Valeur (mm)	Variable	Valeur (mm)
i_1, i_6	0,636	l_1	0,601
i_2, i_5	0,461	l_2	0,704
i_3, i_4	0,407	l_3	0,727
l_4	0,704	l_5	0,601

Ensuite, plus les extrémités des iris sont arrondies, plus la largeur de bande du filtre est grande; cette augmentation se fait au profit des fréquences plus basses. Une explication probable à ce phénomène consiste à considérer le mur de la cavité résonante contenant l'iris comme de plus en plus concave, ce qui a pour effet d'accueillir un plus large éventail de fréquences, en particulier aux longueurs d'onde plus grandes. Finalement, en fixant le rayon de courbure d'un côté de l'iris et en augmentant celui de l'autre côté, le même effet est obtenu, mais avec moins d'amplitude.

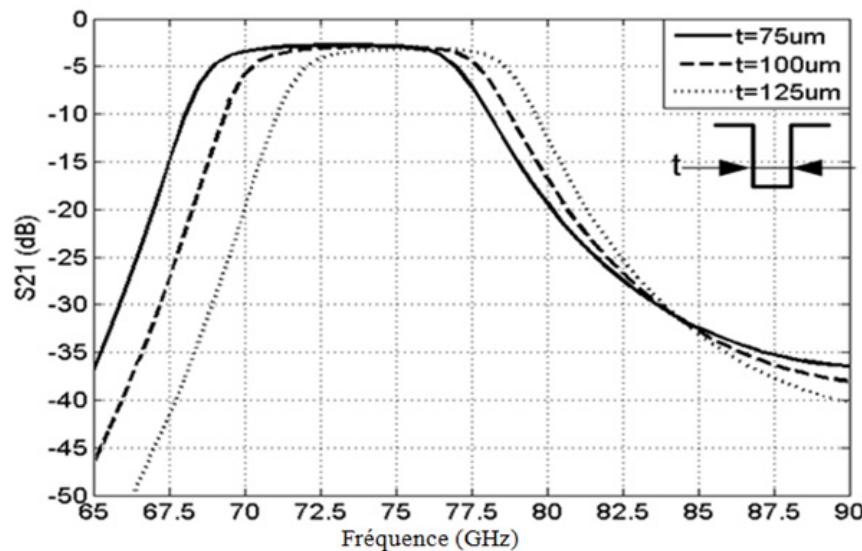


Figure 3-10 : Effet simulé d'une variation de l'épaisseur de l'iris sur les performances du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz

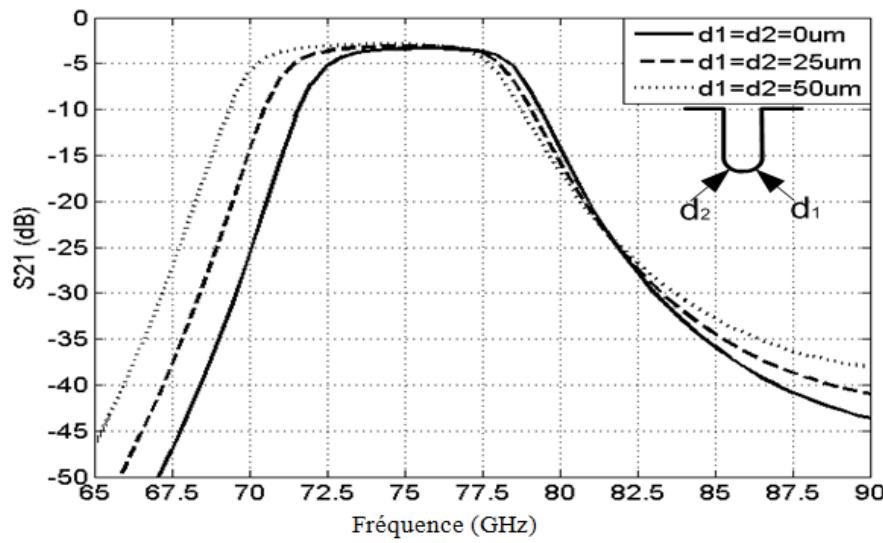


Figure 3-11 : Effet simulé d'une augmentation du rayon de courbure des coins de l'iris sur les performances du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz

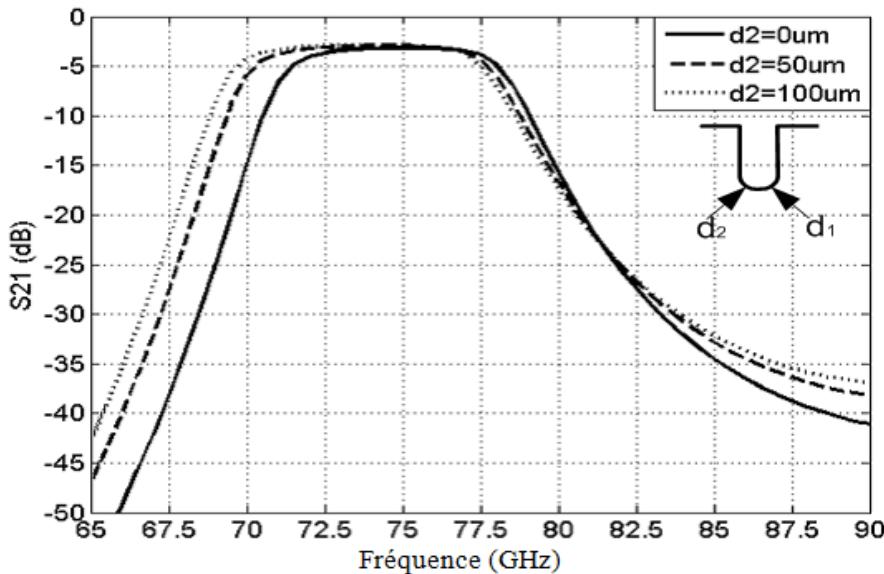


Figure 3-12 : Effet simulé d'une augmentation du rayon de courbure d'un coin de l'iris sur les performances du filtre d'ordre 5 centré à 75 GHz, l'autre coin de l'iris a un rayon de courbure fixé à 50 μm

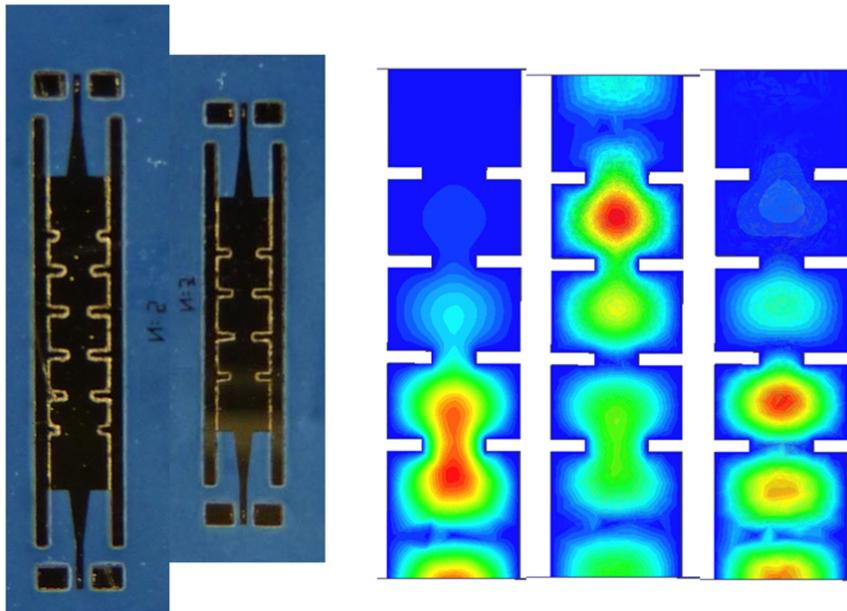


Figure 3-13 : Photographie des filtres fabriqués et représentation des champs électriques dans le filtre d'ordre 3 pour des fréquences inférieures à l'intérieur, et supérieures à la bande passante du filtre respectivement

La fabrication des filtres utilise les mêmes étapes présentées au tableau 3-1 pour la fabrication des guides rectangulaires. Une photographie des filtres d'ordres 3 et 5 ainsi qu'une représentation des champs dans le filtre d'ordre 3 pour différentes fréquences sont montrées à la figure 3-13. Ces filtres sont mesurés en utilisant une station de mesure sous pointes automatisée et des sondes GSG avec une distance interdigitale de $250 \mu\text{m}$, en utilisant la transition présentée précédemment. Les résultats sont montrés aux figures 3-14 et 3-15. Dans les deux cas, il y a un très bon accord entre les comportements simulés et mesurés. Les pertes d'insertion se situent à 3,7 dB et 4,1 dB pour les filtres d'ordres 3 et 5 respectivement. De façon similaire, l'adaptation est meilleure que 16,7 dB et 20 dB dans la bande passante des filtres. Cependant, il y a eu un léger déplacement de la fréquence centrale vers le bas dans le cas du filtre d'ordre trois. Un rayon de courbure plus grand que prévu pour les coins de l'iris pourrait expliquer ce déplacement fréquentiel. Pour le filtre d'ordre 5, on remarque plutôt une légère augmentation de la largeur de bande qui peut s'expliquer par un faible élargissement de l'iris attribuable aux tolérances de fabrication. Le tableau 3-4 compare ce filtre avec d'autres résultats publiés pour des fréquences millimétriques. La tendance générale est une augmentation des pertes en fonction de la fréquence. Il ressort aussi de ce tableau que les pertes augmentent pour un filtre doté d'une faible largeur de

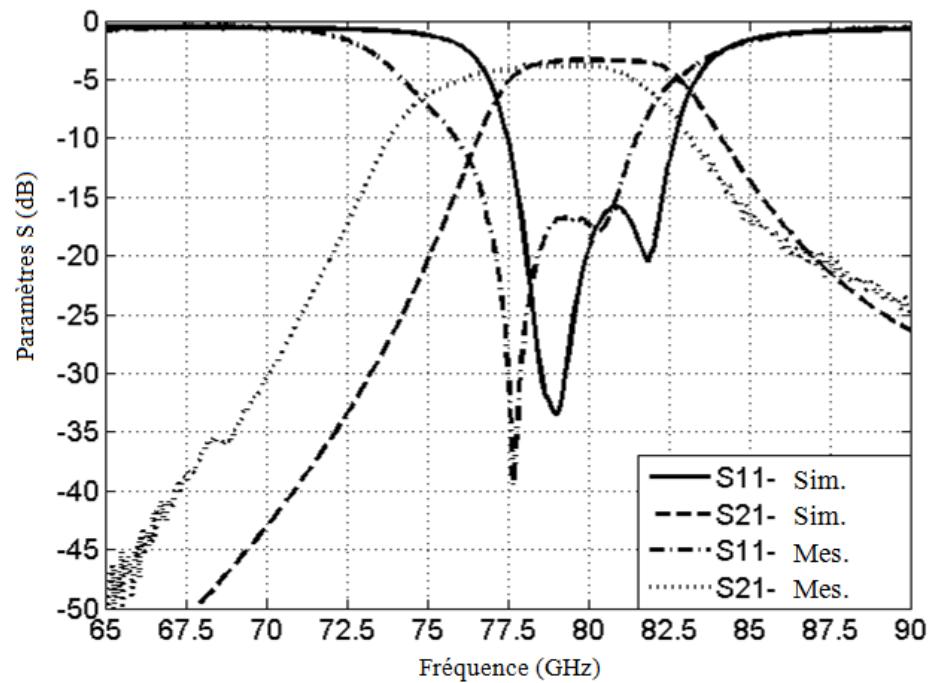


Figure 3-14 : Résultats de simulation et de mesure pour le filtre à iris d'ordre 3 centré à 80 GHz

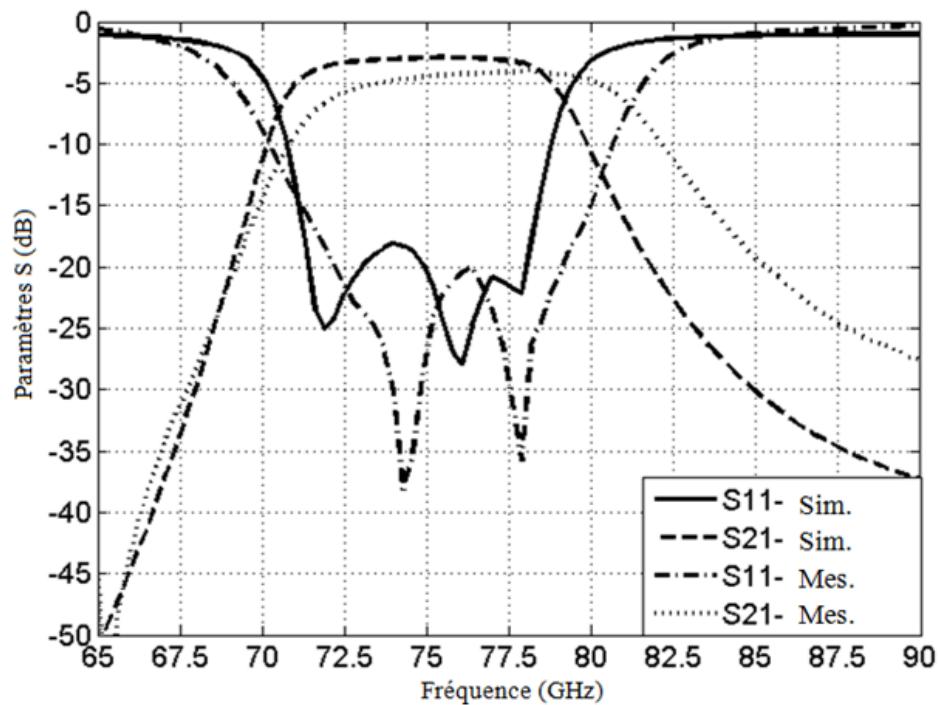


Figure 3-15 : Résultats de simulation et de mesure pour le filtre à iris d'ordre 5 centré à 75 GHz

bande. À des fréquences supérieures à 70 GHz, il n'y a pas de filtres publiés qui combinent à la fois de faibles pertes et une largeur de bande limitée, mis à part ceux présentés dans ce travail. Le procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables démontre des capacités au moins comparables, et dans plusieurs cas, supérieures aux autres techniques plus matures.

Tableau 3-4 : Comparaison de différents filtres passe-bande publiés opérant aux fréquences millimétriques

Type	Fréquence centrale (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Largeur de bande (%)	référence
MEMS silicium	60	3,4	4,3	[32]
MEMS silicium	60	2,8	2,7	[32]
MEMS silicium	60	1,5	8	[32]
Si-BCB	94	7,0	5	[33]
LTCC	60	4,0	3,5	[34]
LTCC	60	2,4	3,5	[35]
LTCC	60	2,8	4,1	[36]
LTCC	60	5,0	6,9	[37]
MEMS GaAs	60	6,8	10	[38]
SiGe	77	6,4	15,5	[39]
CMOS 0,18 µm	77	9,3	10	[40]
CMOS 0,18 µm	77	3,5	18	[41]
GaAs	91,5	4,2	45	[42]
Couches épaisses photoimageables	60	3,29	7,2	[22]
Couches épaisses photoimageables	80	3,7	7,5	Ce travail
Couches épaisses photoimageables	75	4,1	12	Ce travail

3.1.3 Fabrication d'un coupleur en guide d'onde rectangulaire

Les coupleurs constituent un autre dispositif très répandu qui permettra de comparer les performances des circuits obtenus avec le procédé de fabrication par couches minces photoimageables aux circuits réalisés à l'aide d'autres méthodes de fabrication. Les coupleurs 3 dB permettent de diviser un signal en deux parties égales et sont les coupleurs les plus couramment rencontrés dans les publications scientifiques, il sera donc plus facile de les comparer. Un coupleur 3 dB fait de couches épaisses photoimageables sera donc conçu et fabriqué dans cette section, dans le but de comparer l'état de l'art dans le domaine. Avant de concevoir le coupleur 3 dB, il convient de considérer la méthode de mesure qui sera utilisée. En effet, les coupleurs sont des circuits à 4 ports et seulement 2 ports pourront être branchés à l'analyseur de réseau vectoriel. Ceci pose une difficulté car il faudrait ajouter des charges d'impédance caractéristique du système, soit 50Ω . Sans ces charges, l'onde électromagnétique arrivant au port ouvert verra un saut important d'impédance et sera donc réfléchie dans le dispositif, faussant donc les mesures prises. Malheureusement, il est très difficile de fabriquer des charges résistives de 50Ω aux fréquences millimétriques. En particulier, il est presque impossible de s'assurer que la valeur de l'impédance soit stable sur une grande plage de fréquences. Puisque nous désirons concevoir un coupleur ayant une grande bande d'opération, l'ajout de charges résistives serait très difficile et imprécis; une solution de rechange doit être développée. Celle-ci consiste à introduire suffisamment de pertes dans les deux ports inutilisés afin de réduire l'amplitude du signal réfléchi dans le dispositif [43]. Cependant, l'élément résistif ne doit pas perturber l'impédance du système, sinon la réflexion se ferait avant l'effet résistif et le tout ne servirait à rien. Par exemple, le fait d'utiliser un métal moyennement conducteur sur un ou plusieurs murs métalliques d'un guide d'onde augmente ses pertes par unité de longueur, mais ne change pas du tout son impédance. De façon similaire, le fait d'augmenter la tangente de perte du diélectrique sans changer sa permittivité relative produit le même effet. Il est par contre beaucoup plus facile de contrôler la conductivité des murs métalliques, c'est donc cette solution qui a été retenue. Pour les ports inactifs lors de la mesure, une mince couche de titane remplace la couche plus épaisse d'or. La situation est résumée pour un circuit à deux ports à la figure 3-16. Une vérification expérimentale a confirmé que le paramètre S_{11} ne changeait pas sensiblement entre

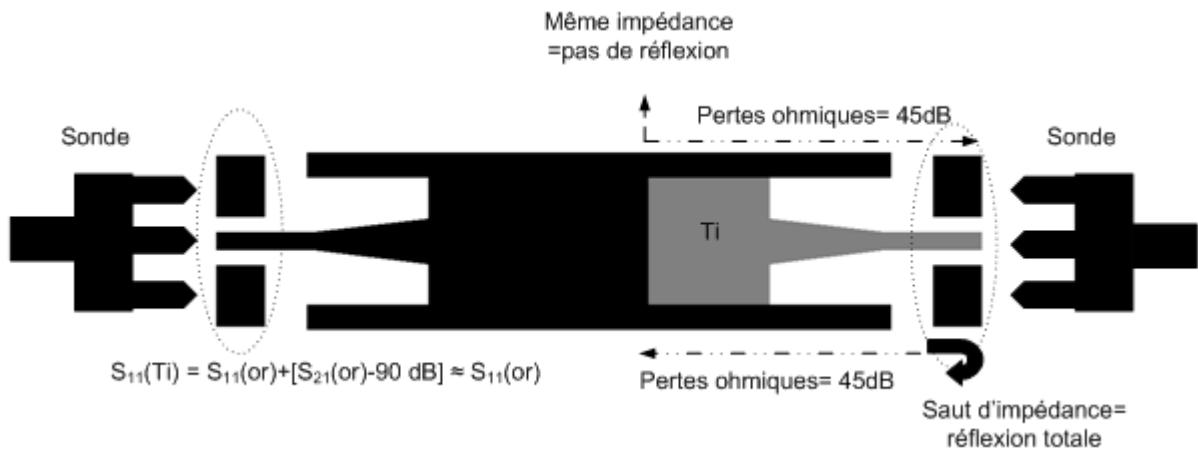


Figure 3-16 : Schéma montrant le principe de fonctionnement des ports résistifs permettant la mesure de circuits multiports

une ligne de transmission complètement métallisée et une ligne possédant un port de titane résistif. Par contre, une différence en transmission de l'ordre de 45 dB a été mesurée pour une épaisseur de titane de 80 nm. Il y aura donc une atténuation du signal réfléchi de 90 dB lors de la mesure des ports du coupleur puisque l'onde parcourra deux fois le port résistif avant d'être réadmise dans le dispositif. Ce niveau est suffisant pour les mesures désirées et nettement supérieur à l'adaptation généralement observée lors de l'utilisation de charges adaptées de 50Ω . Il faudra par contre fabriquer plusieurs circuits avec les ports résistifs à différents endroits afin de mesurer tous les paramètres d'un circuit multiports; pour un coupleur qui possède 4 ports, il en faudra 3.

La conception du coupleur s'inspire de la géométrie proposée par Riblet [44]. Dans cette configuration, la zone de couplage est définie par une fente dans le mur métallique séparant les deux guides et par un certain nombre de marches d'impédance dans le plan H. Ces marches permettent d'empêcher la propagation du mode TE_{30} [45], ce qui limiterait la largeur de la bande d'opération. Par exemple, une largeur de bande de 12 % a été mesurée dans [46] en l'absence de marches d'impédance alors que cette largeur de bande passe à 20 % dans [47] à cause de l'ajout

de ces marches. Pour un coupleur comprenant 3 marches d'impédance, les variables de design

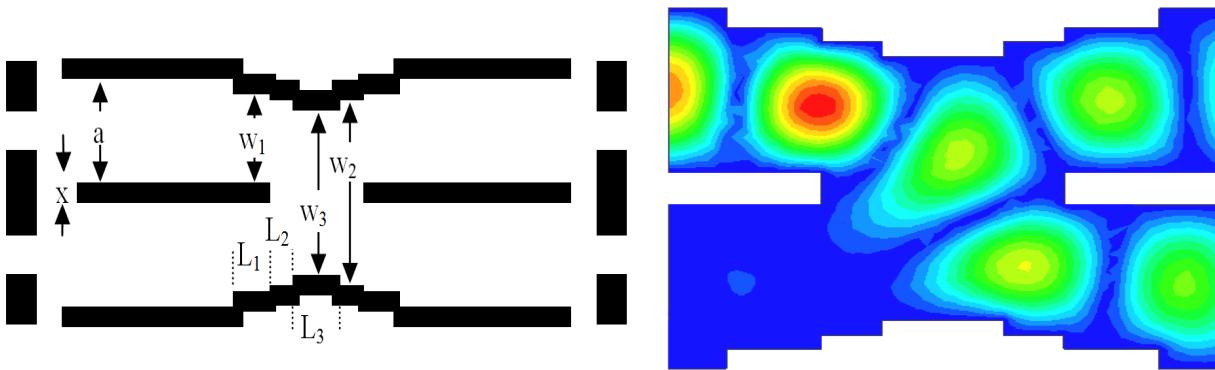


Figure 3-17 : Schéma montrant les variables de conception du coupleur 3dB et image montrant le comportement des champs électriques dans le coupleur

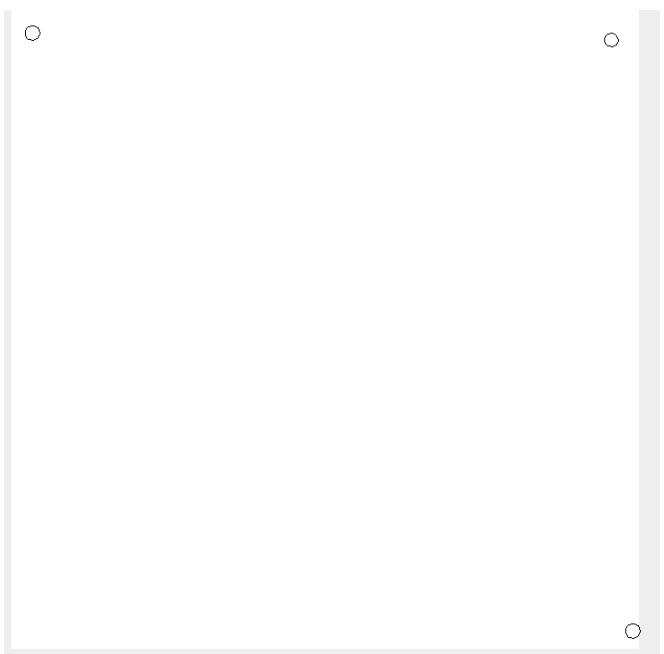
sont présentées à la figure 3-17. Pour simplifier la conception, les transitions déjà présentées sont utilisées ainsi que les guides de 1,04 mm de largeur déjà caractérisés. Un coupleur 3 dB a été conçu à l'aide du logiciel HFSS afin d'opérer autour de la fréquence centrale de 77 GHz. La conception s'est faite dans le but de maximiser la largeur de bande. Les dimensions finales du coupleur sont présentées au tableau 3-5. Le procédé de fabrication est légèrement modifié afin de

Tableau 3-5 : Valeurs physiques des paramètres du coupleur 3 dB

Variable	Valeur (mm)	Variable	Valeur (mm)
A	1,04	x	0,200
W ₁	0,899	L ₁	0,496
W ₂	1,827	L ₂	0,313
W ₃	1,637	L ₃	0,634

mettre en forme les ports résistifs de titane. Afin de remplir ce rôle, l'épaisseur de la couche d'adhésion de titane est augmentée à 80 nm. Les étapes de fabrication et les masques utilisés sont présentés au tableau 3-6.

Tableau 3-6 : Étapes de fabrication du coupleur 3 dB et son masque correspondant

#	Opération	Masque
1	<u>Perçage des trous d'alignement</u> Au moyen d'un laser Nd : YAG; ces trous doivent être situés en dehors de la zone où la pâte sera appliquée. La pâte est opaque et masquerait les trous d'alignement.	
2	<u>Application de la pâte d'or</u> Cette couche constituera le plan de masse du circuit. Un espace est dégagé autour des marques d'alignement.	

3	<p><u>Couches diélectriques</u></p> <p>Le corps des guides d'onde rectangulaires et mis en forme dans cette étape, à répéter pour obtenir l'épaisseur voulue. Dans ce cas, 4 couches sont utilisées pour une épaisseur de 100 µm. Des espaces sans diélectrique sont conservés afin de donner accès au plan de masse pour permettre l'électrodéposition.</p>	
4	<p><u>Électrodéposition</u></p> <p>Le circuit est recouvert d'un film de photorésine sèche. Des ouvertures sont pratiquées pour permettre l'électrodéposition du cuivre. La photorésine est nécessaire pour protéger le diélectrique de la solution de placage très acide. Le potentiel est appliqué à partir d'un des accès préparés dans le diélectrique. Dépendamment du courant appliqué, cette étape dure quelques heures.</p>	
5	<p><u>Polissage</u></p> <p>Après avoir enlevé le film de photorésine sèche, le circuit est poli afin d'aplanir le cuivre plaqué.</p>	NA

6	<p><u>Métal final</u></p> <p>La dernière couche métallique peut soit être déposée par un procédé de couches minces ou encore sous la forme de pâtes photoimageables. Dans ce cas-ci, 2 µm d'or sont déposés par pulvérisation et mis en forme par gravure humide dans une solution d'iodure. L'épaisseur de la couche d'adhésion est augmentée à 80 nm pour permettre la réalisation de ports résistifs.</p>	
7	<p><u>Ports résistifs</u></p> <p>Pour chacun des coupleurs, l'or de deux ports est enlevé pour ne laisser que la couche d'adhésion de titane. Avec ces trois coupleurs, il est possible de mesurer tous les paramètres du coupleur. À partir du haut, le premier permet de mesurer le passage direct (S_{21}), le second l'isolation (S_{41}), et le troisième le couplage (S_{31}).</p>	

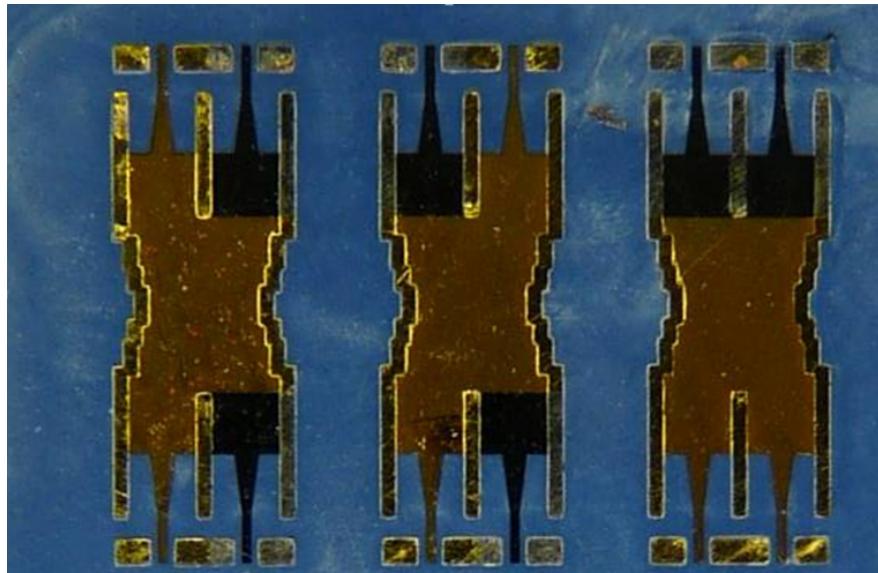


Figure 3-18 : Photographie des coupleurs 3 dB fabriqués avec les ports résistifs permettant la mesure de la transmission directe, du couplage et de l’isolation respectivement

Les circuits fabriqués sont présentés à la figure 3-18. Les trois exemplaires de coupleurs servent à mesurer tour à tour les paramètres de transmission directe, de couplage et d’isolation. L’adaptation peut être mesurée sur les trois circuits. Ceux-ci sont mesurés au moyen de sondes coplanaires GSG de 250 μm d’espacement et d’une station de mesure sous pointes automatisée. Les résultats de mesure et les résultats simulés sont présentés aux figures 3-19 à 3-21. L’accord au niveau de l’adaptation est très bon; pour toute la bande d’opération, l’adaptation est de -20 dB ou mieux. Les performances en isolation sont moins bonnes que simulées, l’isolation est néanmoins inférieure à -16 dB, comparativement aux -20 dB prévus. Cette différence s’explique probablement par la proximité des ports de mesure. Effectivement, les deux ports actifs dans la configuration permettant de mesurer l’isolation sont très près, comme montrés à la figure 3-18. Bien que les guides d’onde rectangulaires soient complètement isolés de leur environnement électromagnétique, ce n’est pas le cas de la ligne micro-ruban de la transition ni des sondes coplanaires. Les deux sondes sont à une distance très faible l’une de l’autre et un couplage entre elles est probable. Ceci viendrait réduire le niveau de l’isolation, comme on peut l’observer dans les résultats de mesure. Pour les autres configurations, la distance entre les ports de mesure est beaucoup plus grande, ce qui expliquerait l’absence de couplage pour ces paramètres et donc, des

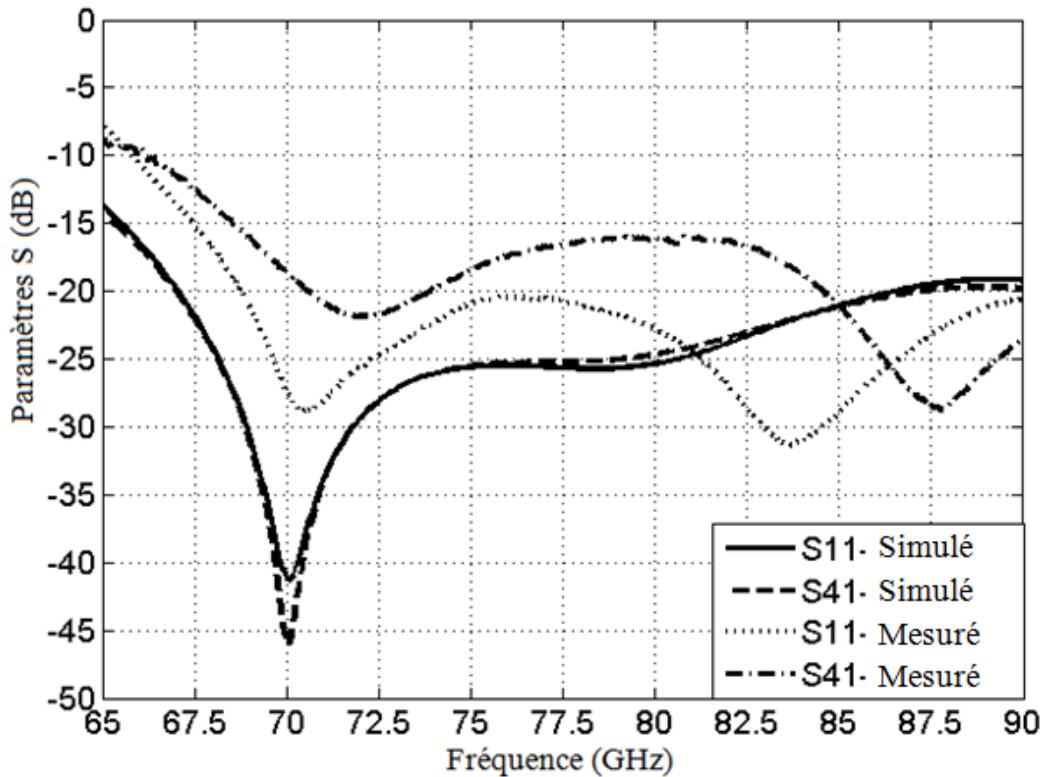


Figure 3-19 : Paramètres d'isolation (S_{41}) et d'adaptation (S_{11}) mesurés et simulés du coupleur 3 dB

mesures plus près des valeurs simulées. La valeur des deux paramètres de transmission (S_{21} et S_{31}) varie entre -4,3 et -3,5 dB dans la bande d'opération, ce qui implique des pertes de 0,9 dB en moyenne avec une variation maximale de 0,4 dB. La différence de phase entre les S_{21} et S_{31} devrait être de 90° pour ce type de coupleur. Les mesures confirment cette valeur, avec un écart maximum de 5° . Finalement, la largeur de bande a été définie comme le spectre de fréquences qui satisfont aux trois conditions suivantes : l'isolation et l'adaptation sont maintenues sous les -15 dB, les valeurs de S_{21} et S_{31} ne s'éloignent pas plus de 0,5 dB de leur valeur moyenne et la différence de phase entre S_{21} et S_{31} est comprise entre 90 et 95° . Pour le circuit simulé, la largeur de bande s'étend de 67 à 85 GHz alors que pour le coupleur mesuré, cet intervalle va de 68 à 90 GHz; la largeur de bande simulée est donc de 23,7% et sa valeur mesurée est de 26,6 %. Les performances de ce coupleur sont extrêmement bonnes pour cette gamme de fréquences; le tableau 3-7 montre les résultats récemment publiés de quelques coupleurs 3 dB.

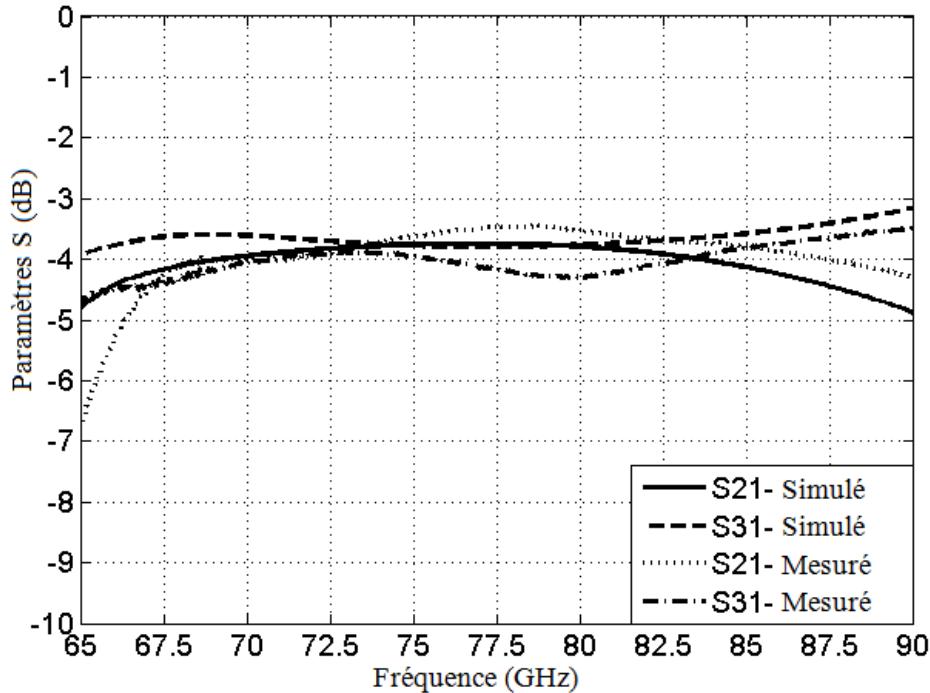


Figure 3-20 : Paramètres de transmission directe (S_{21}) et couplée (S_{31}) simulés et mesurés du coupleur 3 dB

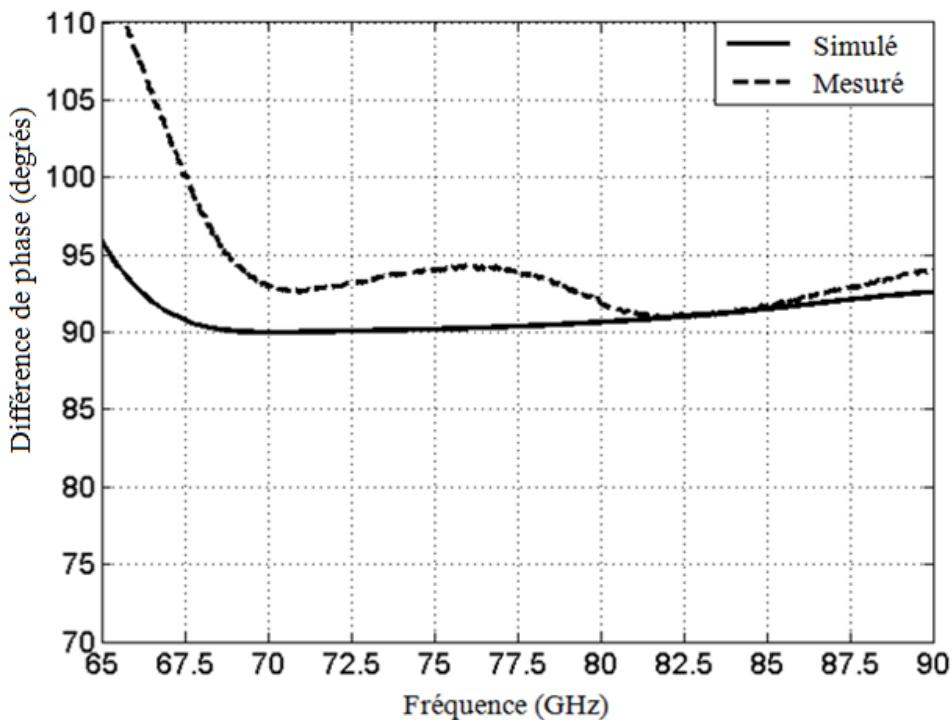


Figure 3-21 : Différence de phase entre les signaux directs (S_{21}) et couplés (S_{31})

Tableau 3-7 : Comparaison de différents coupleurs 3 dB publiés

Fréquence centrale (GHz)	Largeur de bande (%)	Pertes (dB)	type	Référence
79	26,6	0,9	Guide diélectrique rectangulaire	Ce travail
24	20,8	0,5	SIW	[48]
25	20	1,2	SIW	[49]
94	2	3,1	SIW	[50]
60	10	1,1	HNRD	[51]
101,75	3,44	3,8	CPW	[52]
90,25	1,66	3,5	CPW	[52]

3.1.4 Fabrication de demi-guides d'onde rectangulaires

Les demi-guides d'onde rectangulaires (en anglais *half mode waveguides*) sont des lignes de transmission dont le fonctionnement est très similaire à celui des guides d'onde rectangulaires. Comme montrés à la figure 3-22, les demi-guides d'onde utilisent seulement la moitié de l'enveloppe métallique du guide d'onde rectangulaire [53,54]. Le côté ouvert du demi-guide d'onde est une source évidente de pertes par radiation. Cependant, à mesure que le rapport entre la hauteur du guide et sa largeur diminue, les pertes deviennent de plus en plus faibles. Lorsque le

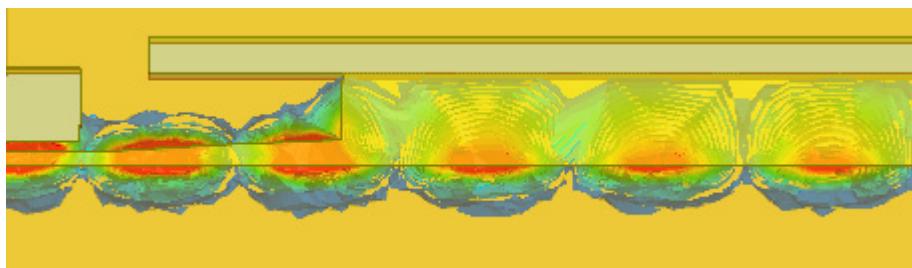


Figure 3-22 : Image montrant la géométrie des demi-guides d'onde et les champs du mode fondamental de propagation et la transition vers une ligne micro-ruban

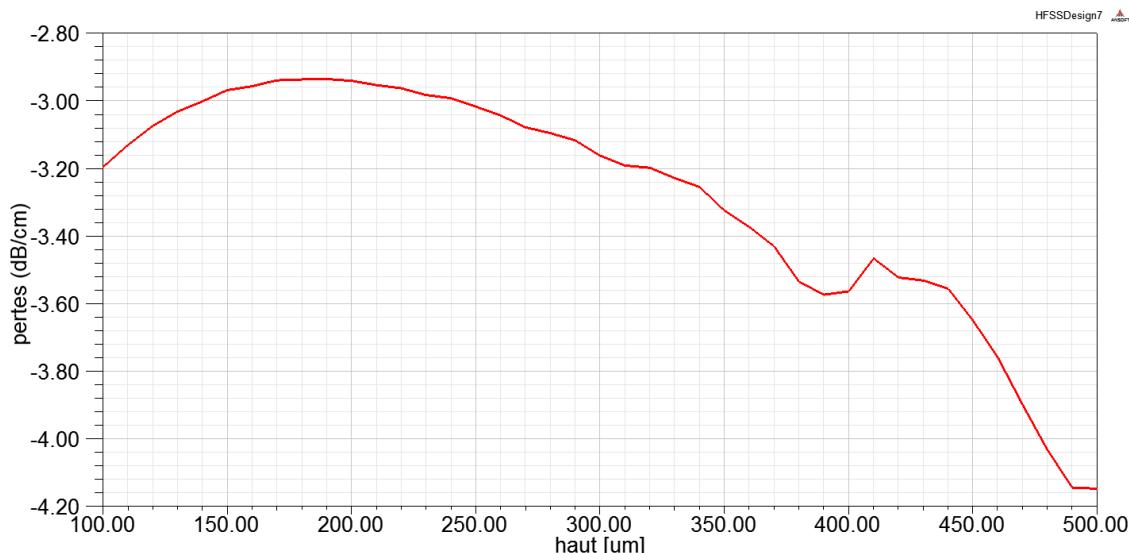


Figure 3-23 : Évolution des pertes dans le demi-guide d'onde en fonction de sa hauteur pour un guide de 0,52 mm de large contenant un diélectrique ayant une permittivité relative de 9,2

guide est très mince, le champ se trouve principalement confiné dans la partie métallisée; sa limite peut alors être approximée comme un mur virtuel de conducteur magnétique. La figure 3-23 montre l'évolution des pertes en fonction de la hauteur pour un guide demi-guide d'onde équivalant au guide rectangulaire présenté dans les sections précédentes. Il possède les mêmes

dimensions sauf pour la largeur qui a été divisée par deux. Les pertes diminuent à mesure que l'épaisseur augmente pour les demi-guides minces comme pour les guides rectangulaires, mais cette amélioration arrive à saturation autour d'un rapport hauteur sur largeur de 0,4. Ensuite, les pertes par radiations dominent et les pertes totales augmentent rapidement. Pour cette raison, le principe des demi-guides d'onde a été démontré en technologie SIW plutôt qu'en guide rectangulaire classique. Le procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables est tout à fait approprié pour la fabrication de ces guides puisqu'il permet d'obtenir des guides très minces. Ils présentent l'avantage d'occuper environ la moitié de l'espace des circuits équivalents en guides d'onde rectangulaires. Les demi-guides d'onde sont fabriqués en utilisant les mêmes étapes de fabrication que les guides rectangulaires présentés précédemment; ils pourraient donc très facilement être intégrés sur le même substrat. Un kit de calibrage TRL présenté à la figure 3-24 a été fabriqué sur le même substrat que des lignes demi-guides d'onde de différentes longueurs. La mesure a été effectuée au moyen d'une station de mesure sous pointes automatisée et de sondes GSG de 250 μm d'espacement. Les performances mesurées des demi-guides d'onde obtenues

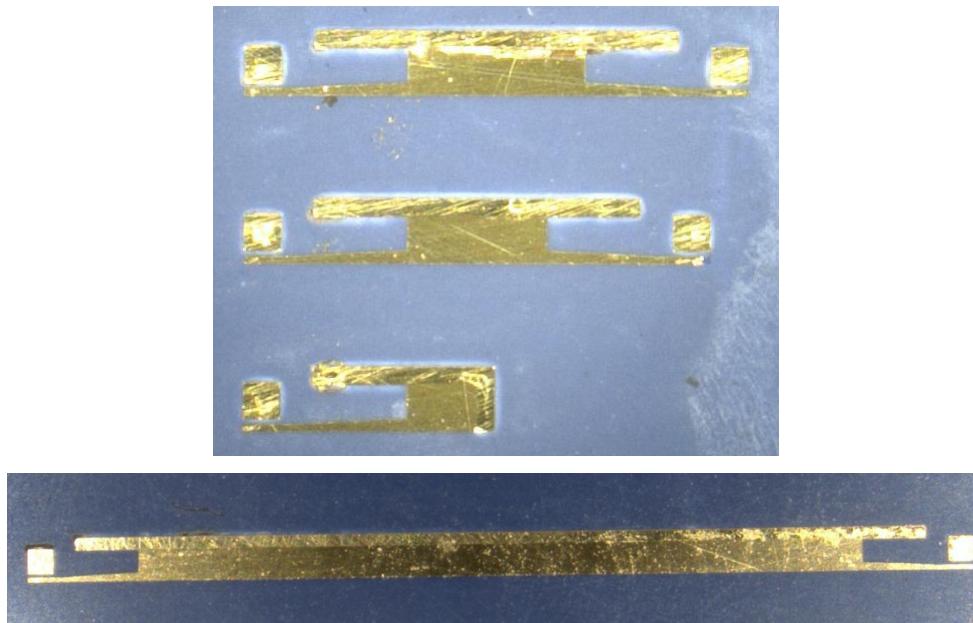


Figure 3-24 : Photographie du kit de calibrage TRL en demi-guide d'onde et de la ligne servant aux mesures

grâce au procédé de fabrication des couches minces photoimageables sont présentées à la figure 3-25. Les pertes sont environ le double de celles mesurées pour un guide d'onde rectangulaire équivalent. Elles varient de 0,7 à 1,1 dB /longueur d'onde entre 65 et 110 GHz. Cependant, le graphique de la figure 3-23 montre que le rapport hauteur sur largeur n'est pas optimal. Pour une hauteur de 100 μm , la largeur optimale permettrait plutôt d'opérer autour de 150 GHz. Les demi-guides d'onde fabriqués avec cette méthode seront donc plus performants à des fréquences plus élevées.

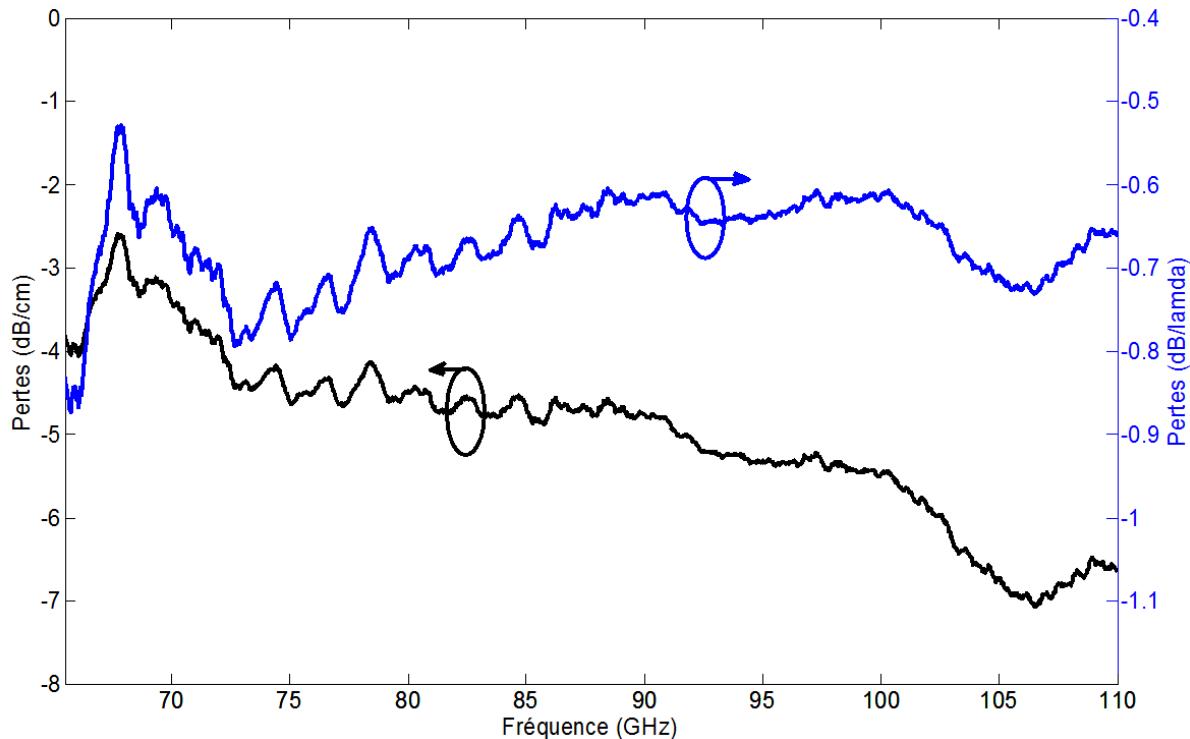


Figure 3-25 : Pertes par unité de longueur et par longueur d'onde des demi-guides d'onde fabriqués par le procédé des couches épaisses photoimageables

3.2 Guides micro-coaxiaux

Dans les sections précédentes, des applications utilisant le procédé de fabrication des couches épaisses photoimageables en technologie guide d'onde ont été présentées. Cependant, il existe plusieurs types de lignes de transmission qui pourraient être réalisées par cette méthode de fabrication. Afin d'en démontrer les capacités, il serait intéressant de fabriquer d'autres lignes de transmission. Les lignes de transmission planaires (micro-ruban, guide coplanaire, ligne à fentes, etc.) sont faciles à fabriquer avec les méthodes conventionnelles jusqu'à de très hautes fréquences, mais elles présentent de moins bonnes performances, en particulier dans le domaine des ondes millimétriques; elles ne feront donc pas l'objet de recherche dans ce travail. Les lignes coaxiales sont très utilisées pour des fréquences relativement basses, mais des difficultés de fabrication empêchent leur utilisation au-delà de 65 GHz (les câbles V allant jusqu'à 65 GHz sont les câbles coaxiaux commercialement disponibles qui fonctionnent à la plus haute fréquence).

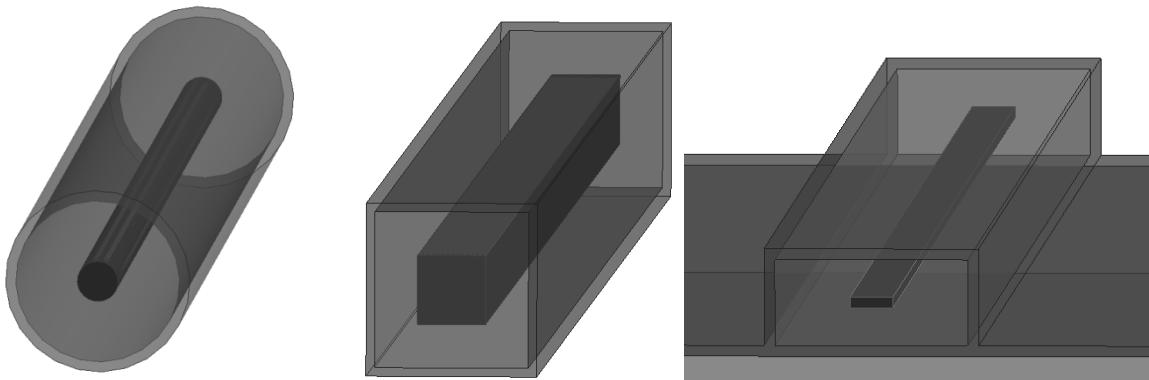


Figure 3-26 : Différentes géométries de guides coaxiaux, dans l'ordre : câble coaxial, guide coaxial rectangulaire, guide micro-coaxial intégré sur substrat

Différentes géométries de guides coaxiaux sont présentées à la figure 3-26. La configuration proposée s'apparente à une ligne ruban (*stripline*) à laquelle des murs latéraux sont ajoutés. Cependant, la largeur totale de la ligne diminuera pour des fréquences plus élevées, ce qui permettra d'obtenir une configuration plus près d'une ligne coaxiale rectangulaire. Les lignes coaxiales offrent l'avantage d'être très peu dispersives, ce qui permet la conception de dispositifs possédant une très grande largeur de bande, avec une largeur de bande d'opération monomode beaucoup plus grande que les guides rectangulaires. La figures 3-27 illustre cette particularité et compare la constante de propagation d'un guide coaxial avec celles de différents modes du guide rectangulaire présenté précédemment. La figure 3-28 montre les deux premiers modes du guide

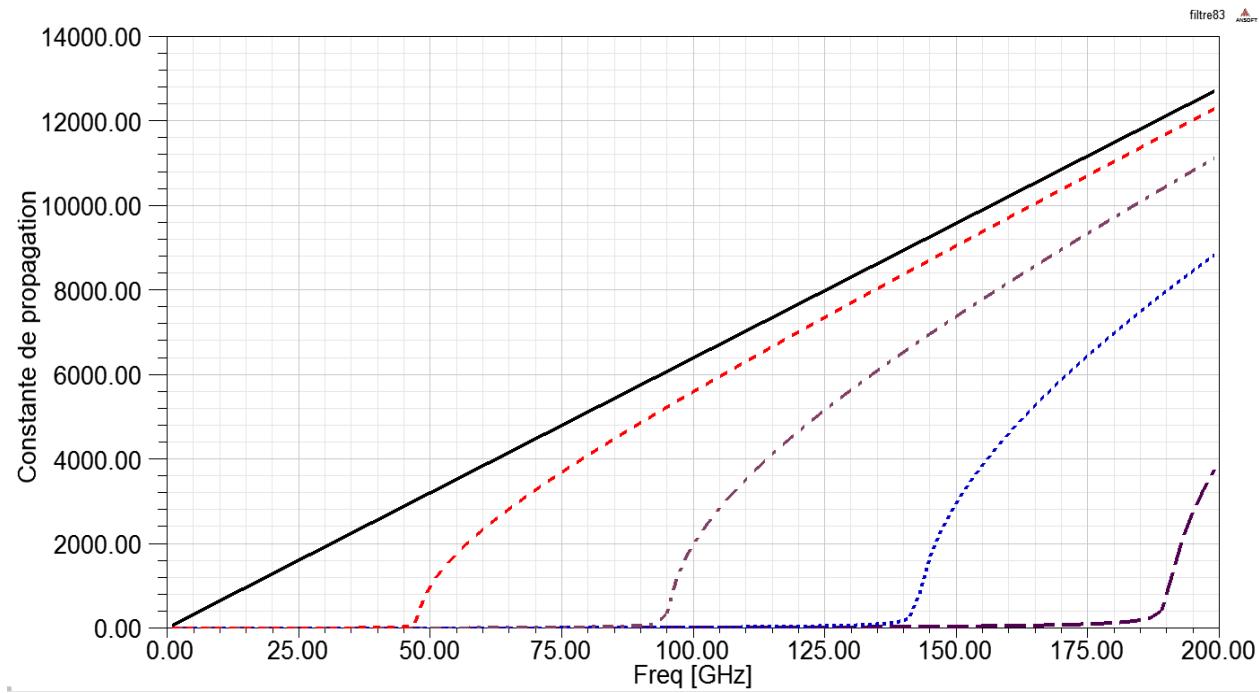


Figure 3-27 : Constante de propagation simulée du mode fondamental d'un guide coaxial et des quatre premiers modes du guide rectangulaire présenté précédemment (en pointillé)

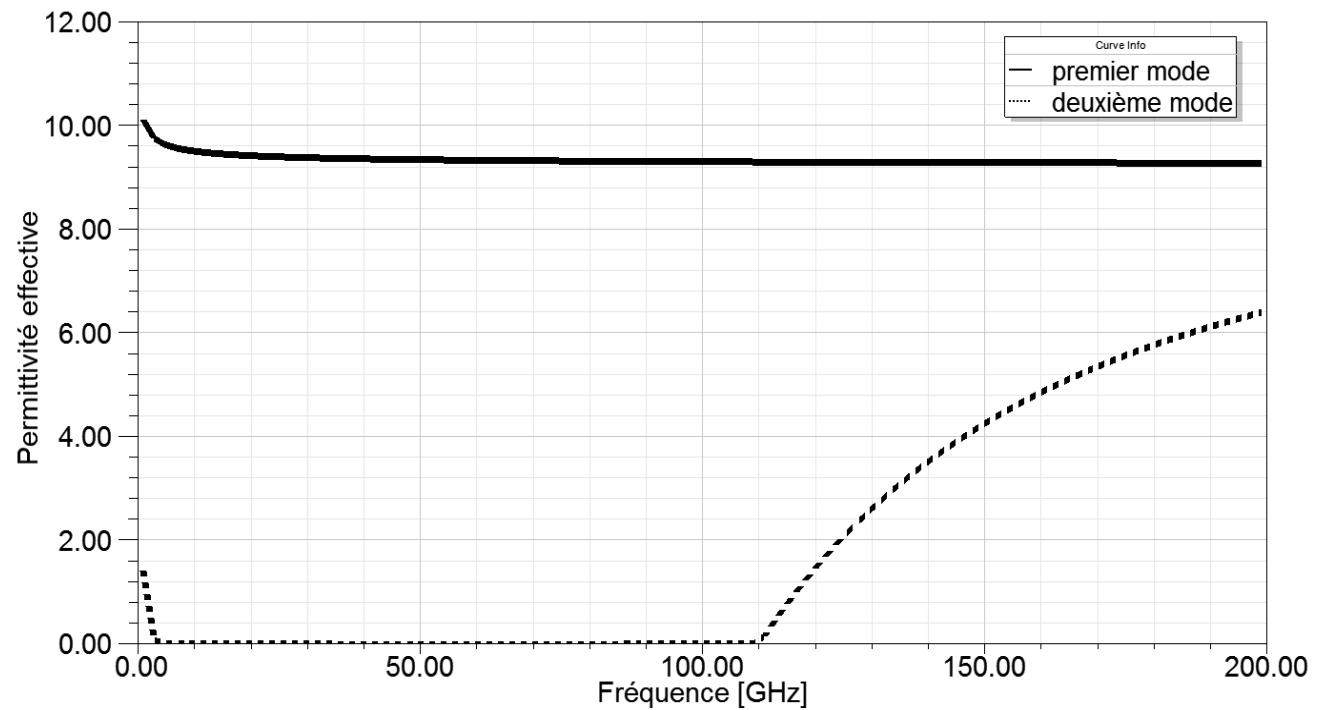


Figure 3-28 : Permittivité effective simulée des deux premiers modes d'un guide micro-coaxial d'une largeur de 0,45 mm

micro-coaxial proposé, la bande d'opération monomode va de 0 à 110 GHz. De plus, ils sont isolés de leur environnement, tout comme les guides rectangulaires. La présence du conducteur central augmente cependant les pertes ohmiques des guides coaxiaux. Plusieurs groupes de recherche ont proposé différentes approches pour la fabrication de guides coaxiaux fonctionnant à plus de 65 GHz [55,56,57]. Ces méthodes sont souvent complexes et requièrent un équipement spécialisé très coûteux. Par sa nature multicouche, le procédé de fabrication par couches épaisses photoimageables permet de réaliser des guides coaxiaux fonctionnant au-delà de 65 GHz. Les caractéristiques de guidage de cette ligne de transmission ainsi que quelques dispositifs fonctionnels dans cette technologie seront présentés dans les sections suivantes.

3.2.1 Design, fabrication et caractérisation de guides micro-coaxiaux

Comme nous l'avons vu, les guides coaxiaux n'ont pas de fréquence de coupures et une très large bande d'opération monomode. Seule la largeur de la ligne a un impact sur la fréquence de l'apparition du deuxième mode guidé. Cependant, d'autres considérations guideront le choix des dimensions physiques du guide : la faisabilité pratique et la nature de la transition. En respectant ces limites, le guide se doit d'être le plus petit possible. Le grand nombre de paramètres de conception nécessite que l'on fixe certains d'entre eux pour simplifier le design. Dans notre cas, l'épaisseur totale du dispositif sera maintenue à 100 μm , permettant ainsi de mieux comparer cette ligne de transmission avec les guides rectangulaires présentés précédemment. Un minimum de 40 μm est fixé pour la largeur du conducteur central, sans quoi

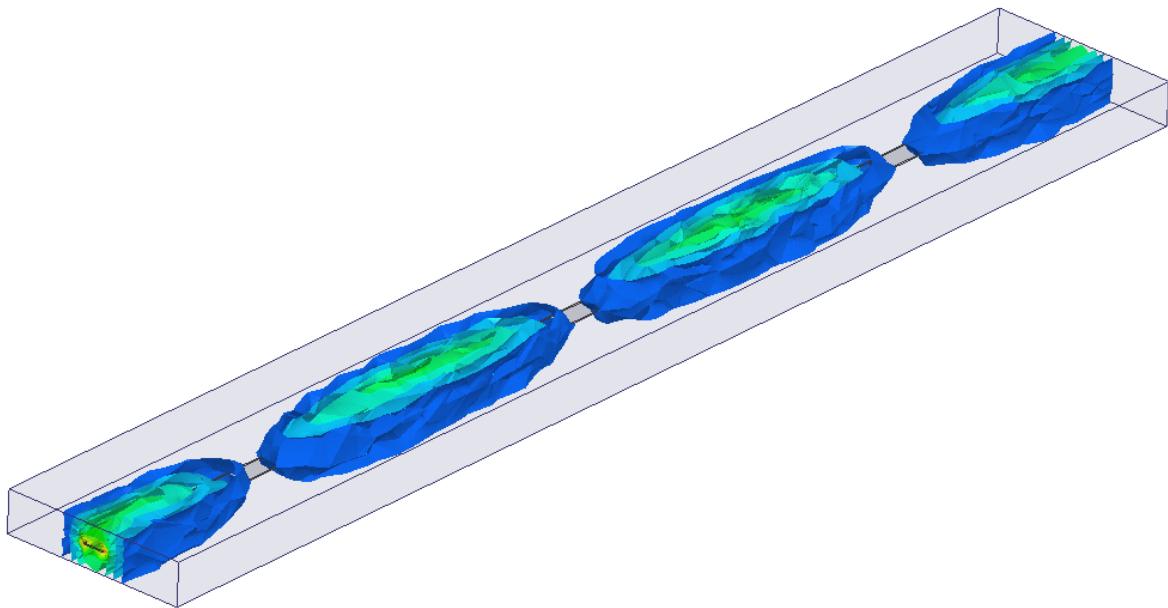


Figure 3-29 : Distribution des champs pour un guide micro-coaxial de 100 μm de haut et 450 μm de large avec un conducteur central de 50 μm de largeur

la ligne deviendrait trop résistive. La largeur minimale du guide coaxial sera de 300 μm afin de faciliter la fabrication et l'alignement des couches. La figure 3-29 montre la distribution des champs pour un guide micro-coaxial de 100 μm de haut et 450 μm de large avec un conducteur central de 50 μm de largeur. Comme on peut voir, l'aspect aplati du guide fait en sorte que le

champ électrique est confiné très près du conducteur central dans le plan latéral. Il sera donc difficile de réaliser un couplage fort latéral. Il sera par contre possible de coupler verticalement des dispositifs micro-coaxiaux.

Afin de mesurer les dispositifs micro-coaxiaux, il faut concevoir une transition qui permet d'utiliser les sondes GSG de 150 ou 250 μm d'espacement, soit les deux seules dimensions disponibles au laboratoire Poly-Grames. L'approche utilisée consiste à ramener la mise à la terre au niveau intermédiaire et transformer graduellement l'impédance du guide (Q_3 avec ces dimensions) vers l'impédance du système de mesure (50Ω), comme montré à la figure 3 -30. Bien que la largeur du guide n'ait pas vraiment d'influence sur ses performances, elle crée un

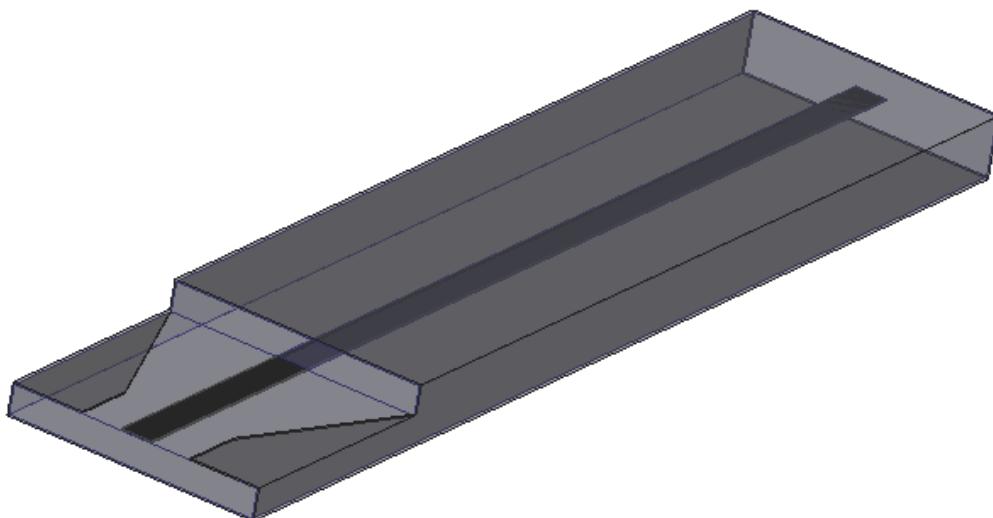


Figure 3-30 : Apparence de la transition coplanaire/micro-ruban/micro-coaxial

impact important sur la largeur de bande de la transition proposée. Effectivement, plus le guide est étroit et plus la transition permettra d'opérer à une fréquence importante. Il a été déterminé par simulation qu'une valeur de $450 \mu\text{m}$ est la plus grande largeur possible permettant d'opérer jusqu'à 110 GHz sans exciter le premier mode de guide rectangulaire (TE_{10}). C'est cette valeur qui sera retenue pour les circuits fabriqués. La figure 3-31 montre le comportement simulé de la transition optimisée et la figure 3-32 présente les dimensions physiques de la transition et du guide. La réalisation pratique de ces guides s'avère plus complexe que celle des guides rectangulaires à cause de la métallisation du niveau intermédiaire qu'elle exige. En particulier, il

faut s'assurer que l'enveloppe métallique de la mise à la terre ne court-circuite pas le conducteur central, surtout où celui-ci pénètre dans le guide coaxial. Le tableau 3-8 présente les principales étapes de fabrication des guides micro-coaxiaux ainsi que les masques appropriés. Les circuits

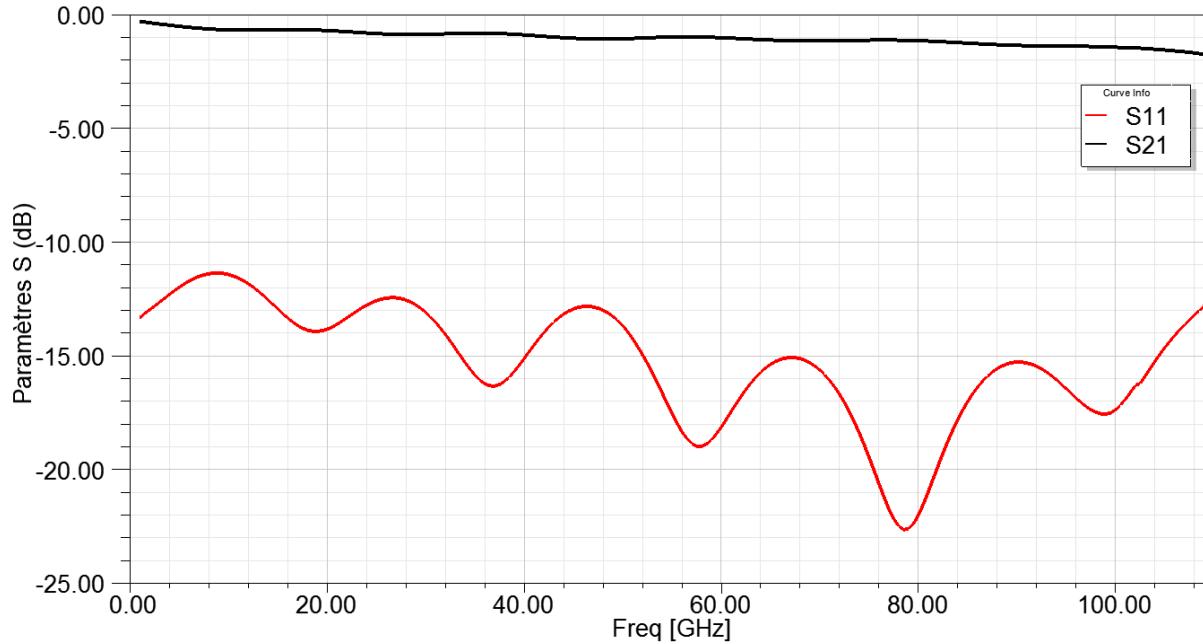


Figure 3-31 : Comportement simulé de la transition coplanaire/micro-ruban/micro-coaxial optimisée

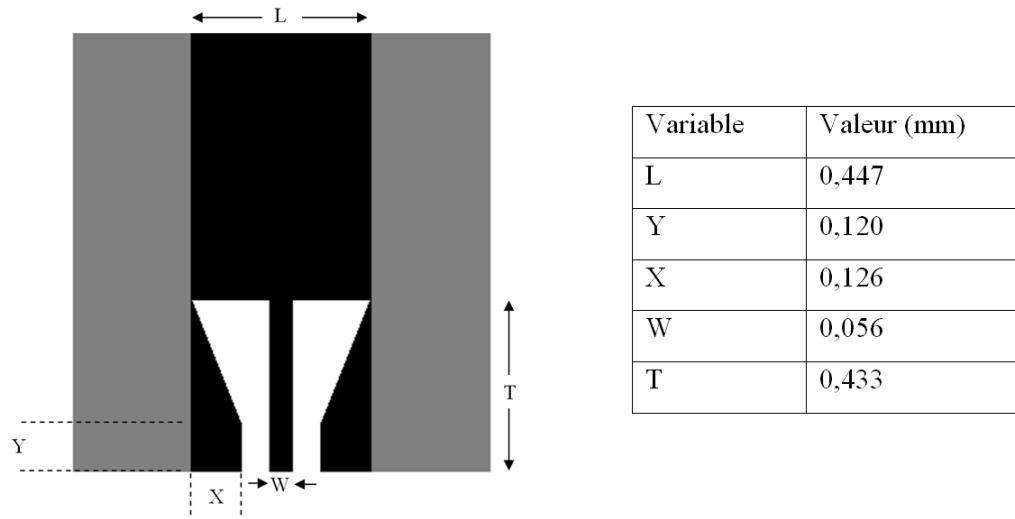
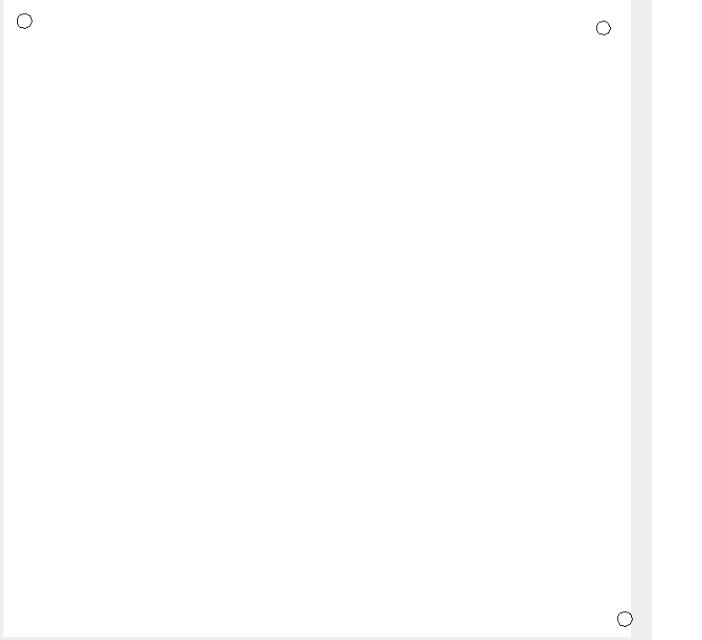
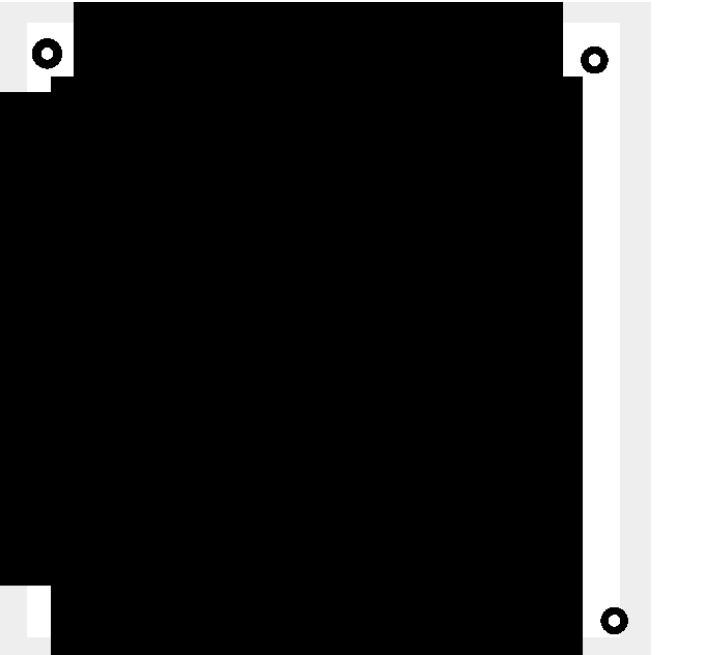
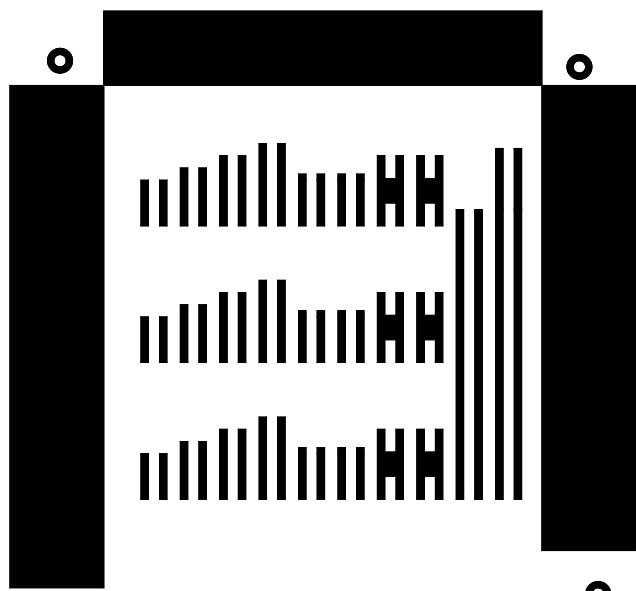
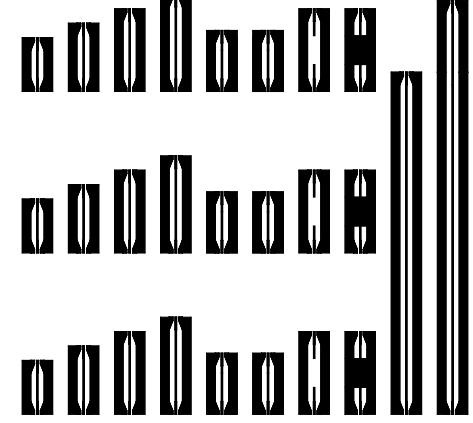
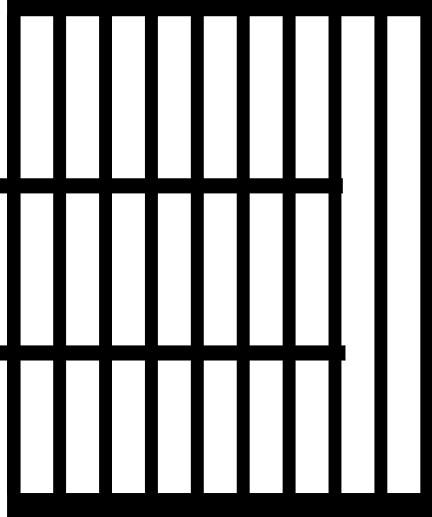
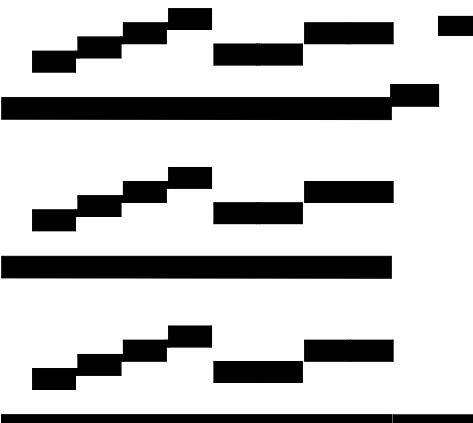


Figure 3-32 : Dimensions physiques de la transition coplanaire/micro-ruban/micro-coaxial optimisée

Tableau 3-8 : Étapes de fabrication des guides micro-coaxiaux et leur masque correspondant

#	Opération	masque
1	<u>Perçage des trous d'alignement</u> Au moyen d'un laser Nd : YAG; ces trous doivent être situés en dehors de la zone où la pâte sera appliquée. La pâte est opaque et masquerait les trous d'alignement.	
2	<u>Application de la pâte d'or</u> Cette couche constituera le plan de masse du circuit. Un espace est dégagé autour des marques d'alignement.	

3	<u>Couches diélectriques</u>	<p>La première moitié du corps du guide coaxial. Dans ce cas, deux couches sont déposées pour une épaisseur de 50 µm</p>  <p>dielectric1</p>
4	<u>Conducteur central et transition planaire</u>	<p>Le conducteur central est formé dans cette étape ainsi que les transitions coaxiales/micro-ruban et micro-ruban/guide coplanaire afin de mesurer avec sondes GSG. 3 µm d'or sont déposés par pulvérisation plasma.</p>  <p>metal1</p>
5	<u>Couches diélectriques</u>	<p>Même masque qu'à l'étape # 3</p> <p>Ces couches complètent le corps du dispositif, 2 couches sont déposées, l'épaisseur totale est alors de 100 µm.</p>

6	<p><u>Prémasquage #1</u></p> <p>Il faut s'assurer qu'aucun métal ne pourra être déposé sur la partie verticale de la marche séparant le niveau intermédiaire du niveau supérieur à la prochaine étape. Un masque de résine sèche est mis en forme par photolithographie et servira au lift off de l'étape 8.</p>	 <p>masking2</p>
7	<p><u>Prémasquage #2</u></p> <p>Il faut s'assurer qu'aucun métal ne pourra être déposé sur la partie verticale de la marche séparant le niveau intermédiaire du niveau supérieur à la prochaine étape. Un masque de résine sèche est mis en forme par photolithographie et servira au lift off de l'étape 8.</p>	 <p>masking1</p>
8	<p><u>Métal final</u></p> <p>L'enveloppe métallique est complétée dans cette étape. De plus, le contact entre la mise à la terre du guide coaxial et celle de la transition vers guide coplanaire est assuré en utilisant un dépôt par pulvérisation</p>	<p>Masques 6 et 7</p>

	qui couvre la paroi verticale. Cette étape est réalisée 2 fois, une fois avec chacun des masques des étapes 6 et 7.
--	---

fabriqués sont plus compacts que les guides d'ondes rectangulaires déjà présentés, ils ont moins de la moitié de la largeur et la longueur d'onde guidée est plus courte pour une fréquence donnée, puisque la permittivité effective est plus élevée, comme montré à la figure 3-28. Étant donné l'ampleur de la bande d'opération, il n'est pas possible de réaliser le calibrage avec un seul kit TRL, trois kits sont nécessaires pour la mesure jusqu'à 110 GHz. Le premier (une ligne de 1,5 mm de plus que la référence) est valide de 4 à 32 GHz et utilise des câbles et connecteurs de type K, le second (une ligne de 0,5 mm de plus que la référence) est valide de 11 à 88 GHz en conjonction avec des connecteurs V qui ne se rendent qu'à 65 GHz. Finalement, le dernier kit permet (avec une ligne de 250 µm de plus que la référence) de mesurer le circuit dans la plage de 22 à 176 GHz à l'aide de guides WR-10 dont la plage d'opération est de 65 à 110 GHz. Les circuits fabriqués ainsi que les kits de calibrage sont présentés à la figure 3-33. Les résultats mesurés pour une ligne de 1 cm de plus que la référence sont présentés aux figures 3-34 à 3-36. L'accord entre les mesures et la simulation est excellent sauf pour la région entre 50 et 65 GHz. En effet, l'adaptation est très mauvaise (-2 dB) juste avant 65 GHz et retombe immédiatement à -28 dB lorsque mesurée avec les guides WR-10. On peut aussi remarquer sur la figure 3-35 que les pertes d'insertion sont plus grandes pour toute la bande mesurée à l'aide des câbles V. De plus, ces mesures sont beaucoup plus bruitées que celles prises avec les câbles K ou les guides WR-10. Ceci permet de conclure que les câbles ou les connecteurs V utilisés pour ces mesures sont à l'origine de cette dégradation. Malheureusement, le laboratoire Poly-Grames ne dispose pas de câbles V et de sondes GSG en connecteur V de rechange. Il n'a donc pas été possible d'éviter ces problèmes. Néanmoins, si cette région est exclue, l'adaptation est maintenue sous les 12,5 dB jusqu'à 110 GHz. Ces résultats démontrent que les lignes micro-coaxiales ont été adéquatement modélisées et fabriquées. Il est donc possible de concevoir des dispositifs plus complexes en utilisant des lignes micro-coaxiales. Dans les prochaines sections seront présentés un filtre passe-bande et un coupleur dans cette technologie.

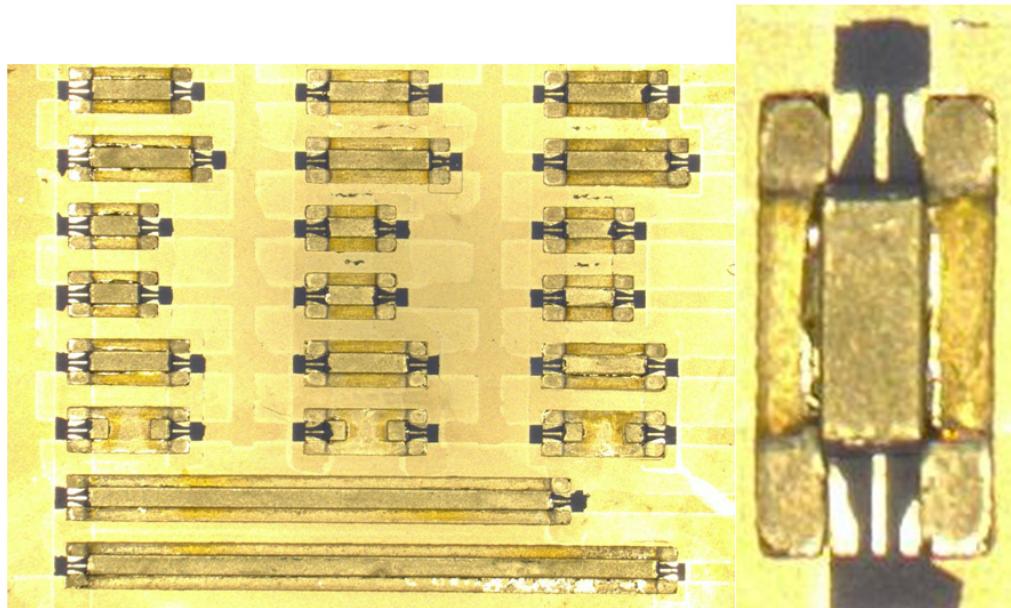


Figure 3-33 : Photographie des lignes micro-coaxiales et du kit de calibrage

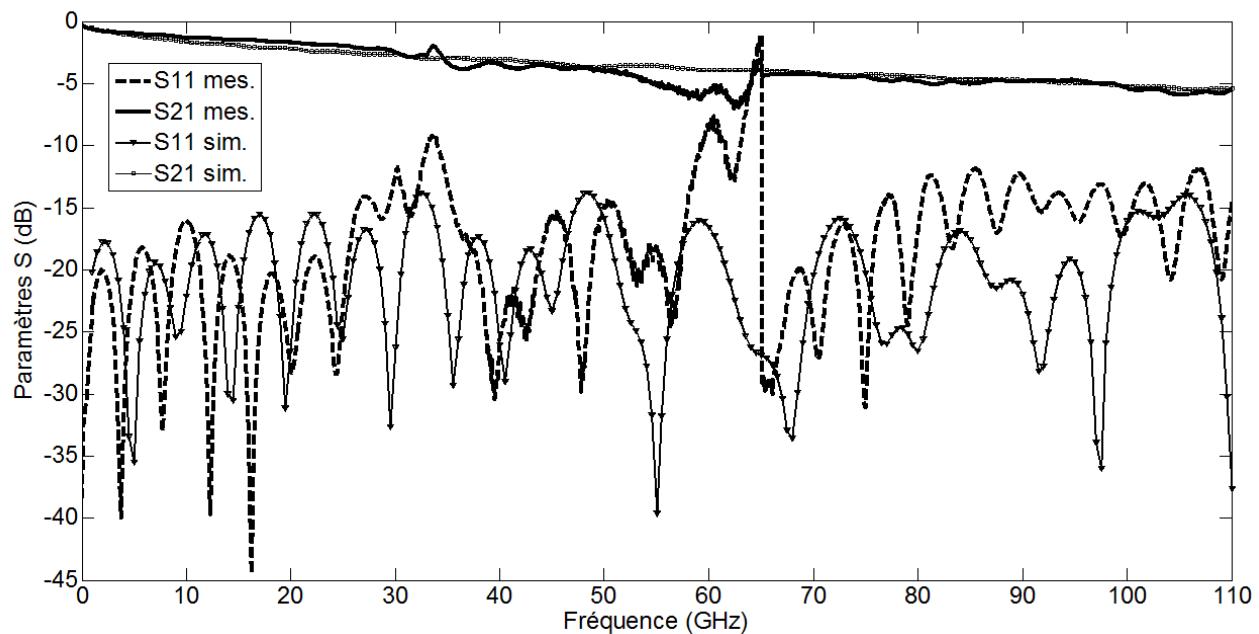


Figure 3-34 : Comportement simulé et mesuré d'une ligne de transmission micro-coaxiale de 1 cm de longueur

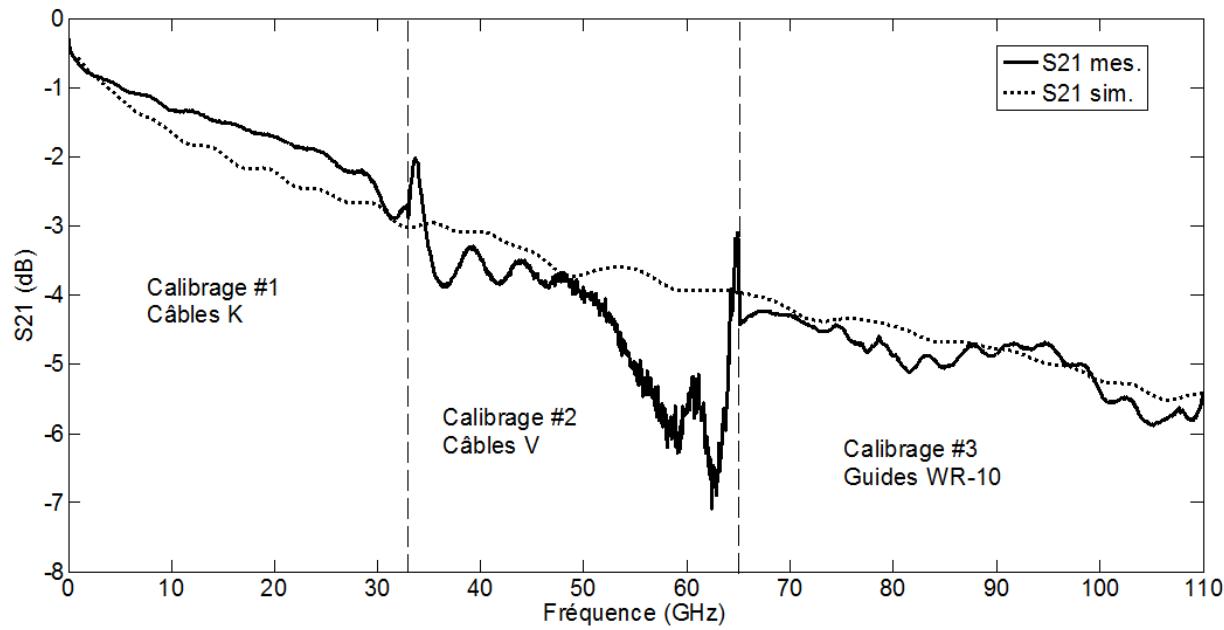


Figure 3-35 : Détail des pertes d'insertion simulées et mesurées d'une ligne de transmission micro-coaxiale de 1 cm de longueur

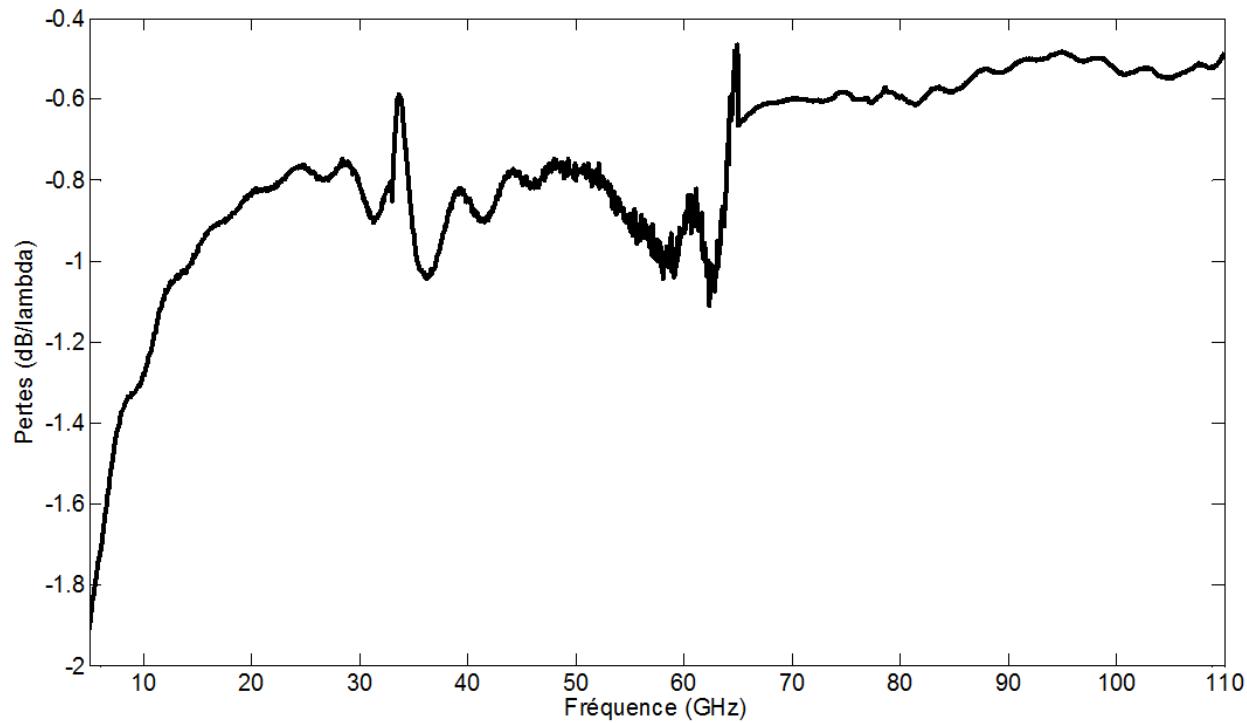


Figure 3-36 : Pertes par longueur d'onde mesurées de la ligne micro-coaxiale

3.2.2 Fabrication d'un filtre micro-coaxial

Puisqu'ils sont très couramment utilisés, la comparaison de filtres passe-bande est un bon moyen d'évaluer les capacités de différentes méthodes de fabrication et lignes de transmission. Effectivement, les filtres sont généralement des composants critiques d'un système et la première caractéristique recherchée chez eux est leur niveau de pertes d'insertion qui doit être le plus bas possible. Les filtres passe-bande prennent différentes formes selon la ligne de transmission pour laquelle ils sont implémentés. Par exemple, les filtres passe-bande en guides rectangulaires prennent généralement la forme de filtres à iris, comme présentés à la section 3.1.2. Évidemment, cette géométrie ne peut être utilisée dans le cas des lignes micro-coaxiales. Une approche proposée dans [56] utilise des tiges métalliques inductives entre le conducteur central et l'enveloppe externe reliées par des lignes de transmission d'impédance différente. Cette configuration demeure difficile à réaliser avec les couches épaisses photoimageables puisque les tiges inductives doivent être très fines. Cependant, d'autres approches sont possibles pour la fabrication d'un filtre passe-bande en guide micro-coaxial. En observant le mode guidé dans la ligne micro-coaxiale, on remarque que la distribution du champ peut être assimilée à celle d'une ligne micro-ruban avec une symétrie axiale. On peut donc s'inspirer des filtres passe-bande réalisés en technologie micro-ruban pour la conception du filtre micro-coaxial. Par exemple, les filtres micro-ruban à lignes couplées peuvent être adaptés au guide micro-coaxial [58]. Ces filtres sont constitués de résonateurs couplés entre eux latéralement. En utilisant le logiciel de simulation *HFSS*, des premiers essais ont montré un comportement passe-bande adéquat, mais des pertes d'insertion trop élevées. Le couplage entre les différents résonateurs était trop faible; pour obtenir un niveau de couplage acceptable, la distance entre les lignes devient trop faible et il serait impossible de fabriquer ces filtres. La solution à ce problème consiste à coupler verticalement ces lignes plutôt que latéralement. Puisque le guide micro-coaxial est beaucoup plus large que haut (un rapport d'environ 5), il en résulte que le champ est beaucoup plus confiné verticalement que latéralement. Pour une même distance, le couplage sera plus fort si les lignes sont au-dessus l'une de l'autre que côté-à-côte. De plus, la surface de couplage sera beaucoup plus grande car le conducteur central est plus large que haut. Cette géométrie nécessite cependant deux niveaux de métallisation intermédiaires et une couche diélectrique de séparation, ce qui rend la fabrication plus complexe. Le niveau de couplage est alors contrôlé par l'épaisseur de la couche séparatrice et par la longueur du chevauchement des résonateurs. La figure 3-37

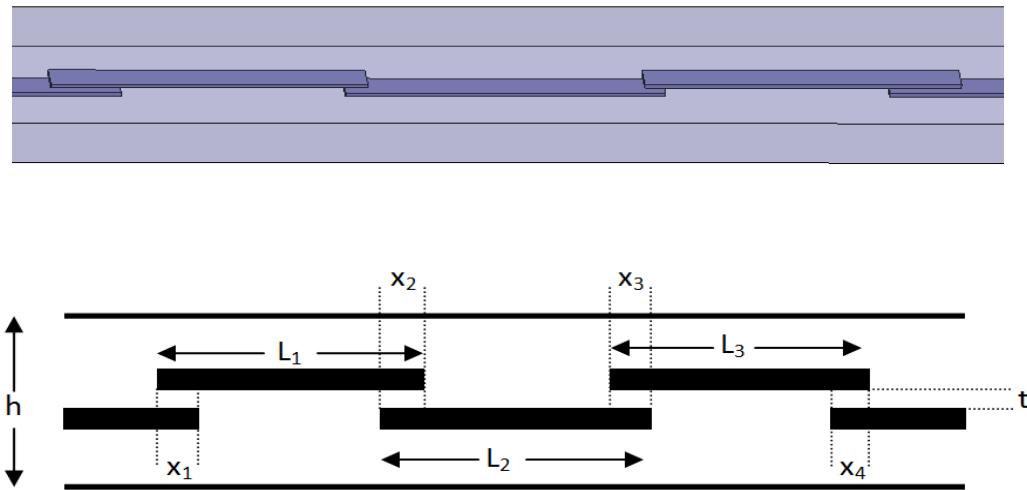


Figure 3-37 : Géométrie d'un filtre passe-bande d'ordre 3 en guide micro-coaxial et ses variables de conception

montre une vue de tranche d'un filtre de ce type d'ordre 3 et ses variables de conception. Un filtre passe-bande centré à 60 GHz a été conçu à partir d'un prototype Chebychev d'ordre 3. La largeur du guide et du conducteur central ainsi que la transition sont maintenues identiques à celles des guides présentés à la section précédente. Les autres variables de conception sont indexées au tableau 3-9. La fabrication de ces filtres est relativement complexe et il serait intéressant de considérer l'effet de différentes erreurs de fabrication sur le comportement du filtre. Tout d'abord, l'épaisseur de la couche qui sépare les deux conducteurs centraux peut être assez difficile à contrôler précisément et donc être source d'erreur. La figure 3-38 montre l'effet d'une variation de cette distance de séparation.

Tableau 3-9 : Valeurs des variables physiques du filtre passe-bande d'ordre 3 centré à 60 GHz

h	110 μm	$L_1=L_3$	700 μm
$X_1=X_4$	154 μm	L_2	708 μm
$X_2=X_3$	48 μm	t	12,6 μm

On remarque qu'une réduction de la distance de séparation augmente la largeur de la bande passante vers les fréquences plus hautes et diminue la réjection du filtre. L'impact de la variation

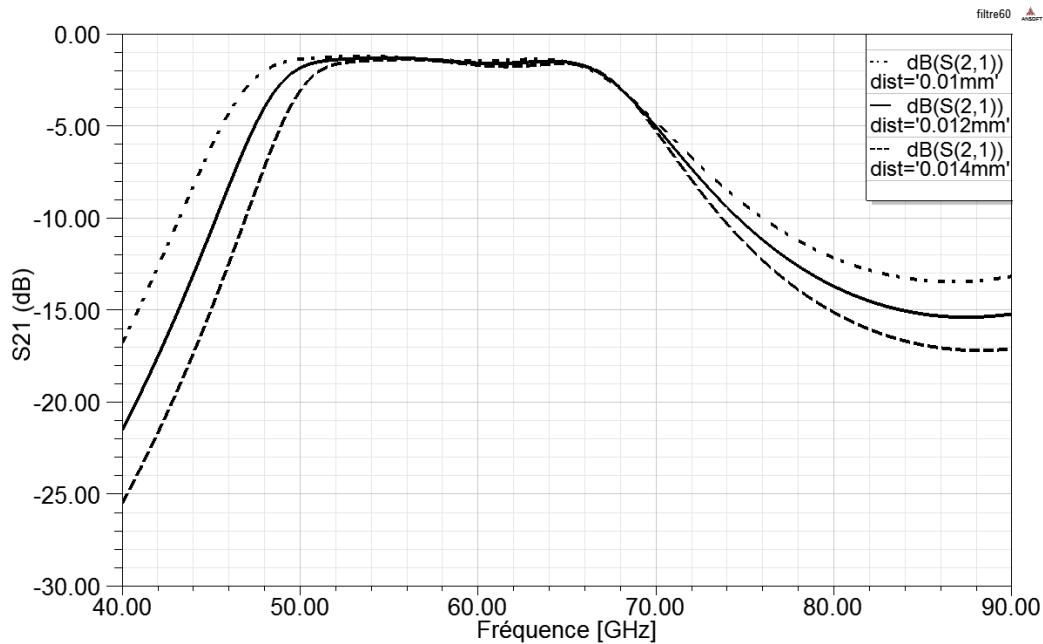


Figure 3-38 : Effet d'une variation de l'épaisseur de la couche séparatrice sur le comportement simulé du filtre micro-coaxial d'ordre 3

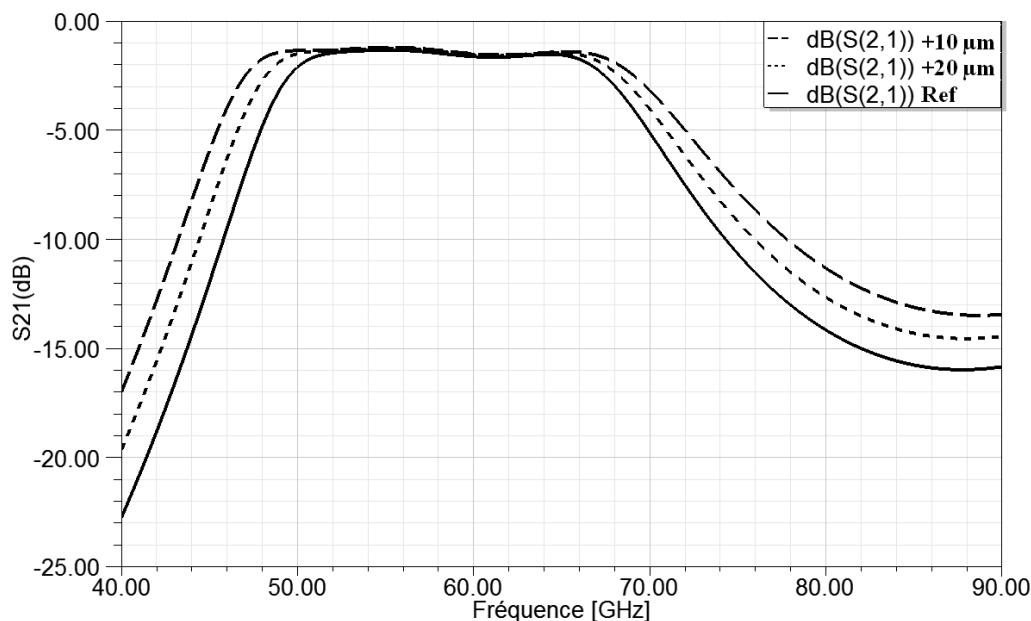


Figure 3-39 : Effet d'un chevauchement supplémentaire de 10 et 20 μm entre les couches métalliques sur le comportement simulé du filtre micro-coaxial d'ordre 3

de la longueur de chevauchement des deux niveaux de métallisation sur le comportement du filtre est montré à la figure 3-39. Puisque cette partie est responsable du couplage entre les deux niveaux, il est normal qu'un accroissement de cette zone augmente la bande d'opération du filtre, la réjection hors-bande se détériore cependant lorsque le chevauchement augmente.

La complexité de la fabrication des filtres est élevée et le nombre important d'étapes rend l'alignement particulièrement critique. De plus, le fait qu'il y ait deux niveaux de conducteurs centraux rend la fabrication des transitions particulièrement difficile. Il est effectivement très ardu de mettre en forme le second niveau de transition sans endommager ou attaquer avec la solution de gravure la transition déjà formée au premier niveau. La couche d'adhésion de titane n'est pas assez épaisse pour bloquer la solution de gravure; cette dernière attaque l'or au travers de la couche de titane. La solution trouvée pour ce problème consiste à utiliser deux métaux différents pour les conducteurs des deux niveaux. Ces conducteurs doivent cependant résister aux hautes températures de cuisson des couches diélectriques. Au laboratoire Poly-Grames, seuls l'or et le platine répondent à ce critère, les deux seront utilisés comme conducteurs centraux. La figure 3-40 montre les deux niveaux de métallisation du filtre avant d'ajouter l'enveloppe métallique finale. Le tableau 3-10 illustre les étapes de fabrication du filtre, réalisé en même temps que le coupleur présenté à la section suivante.

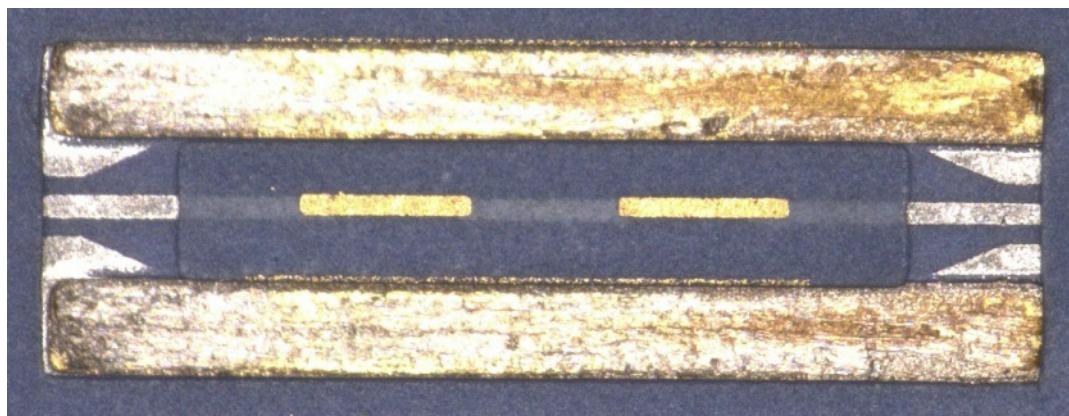
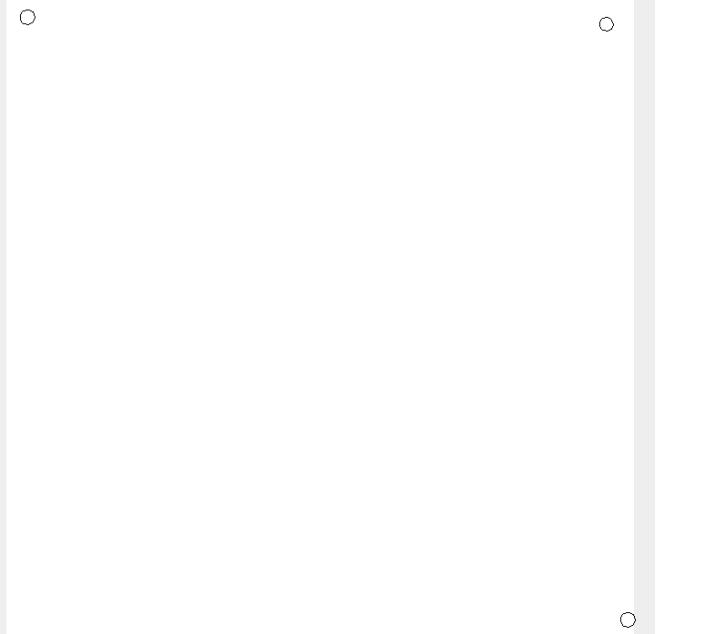
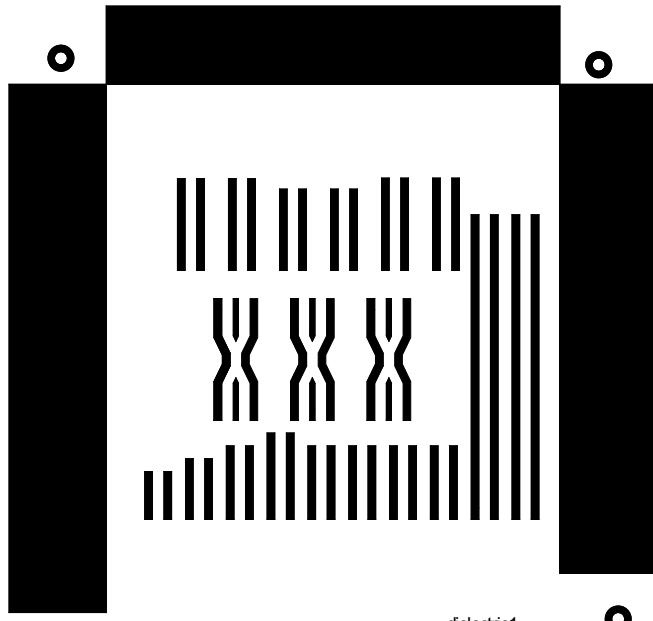
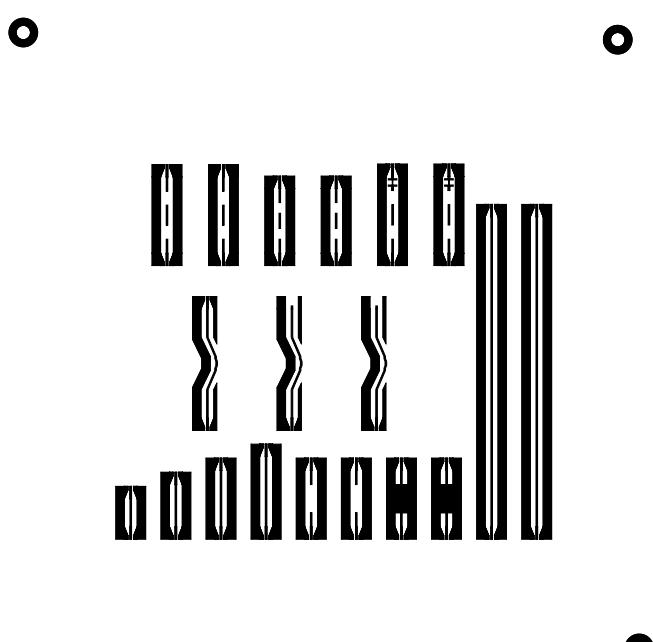
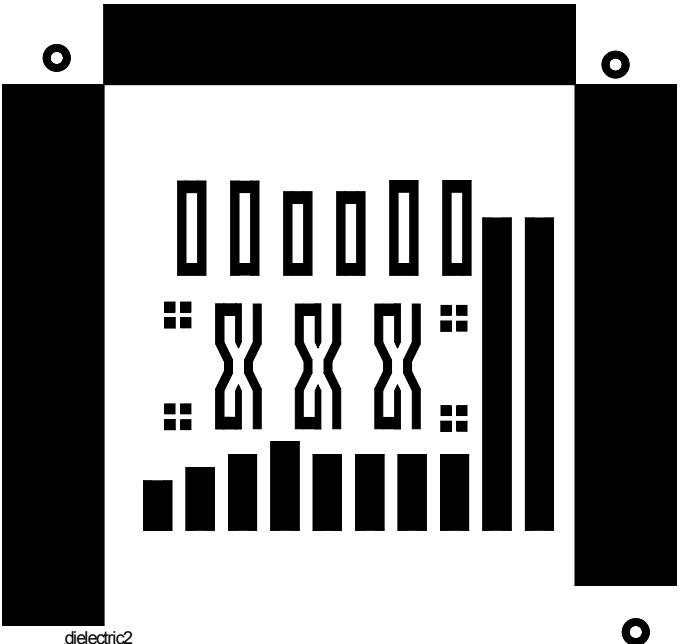
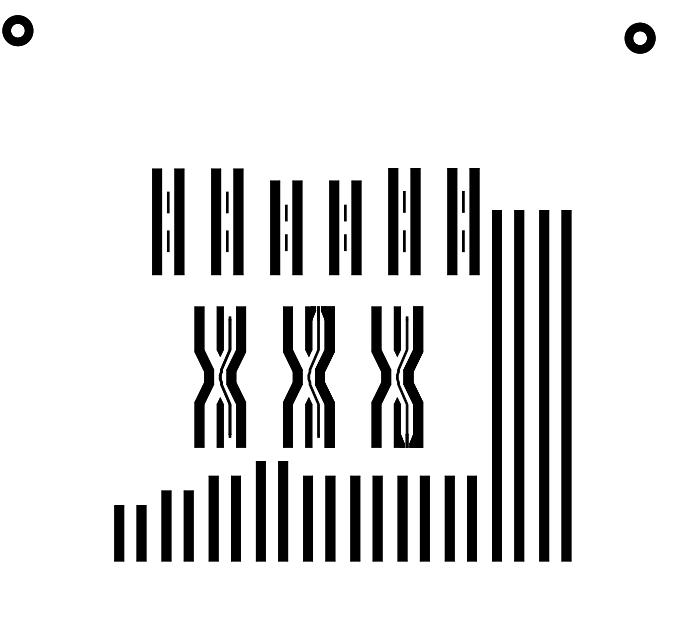


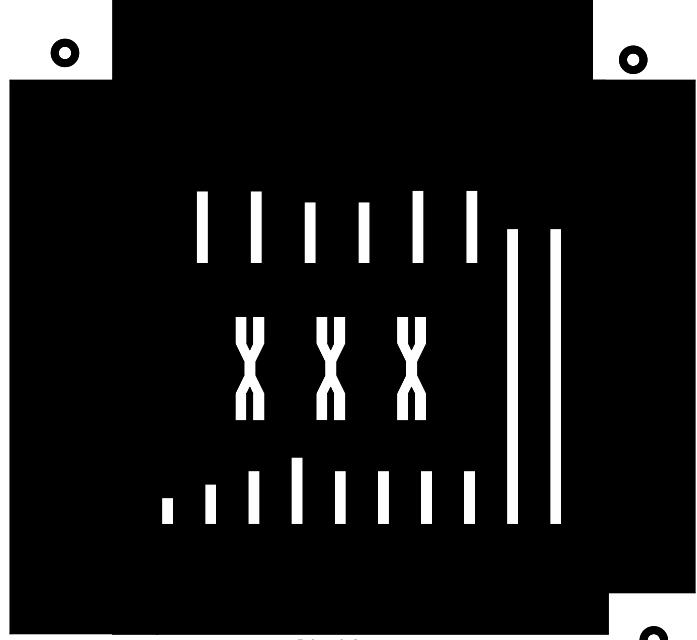
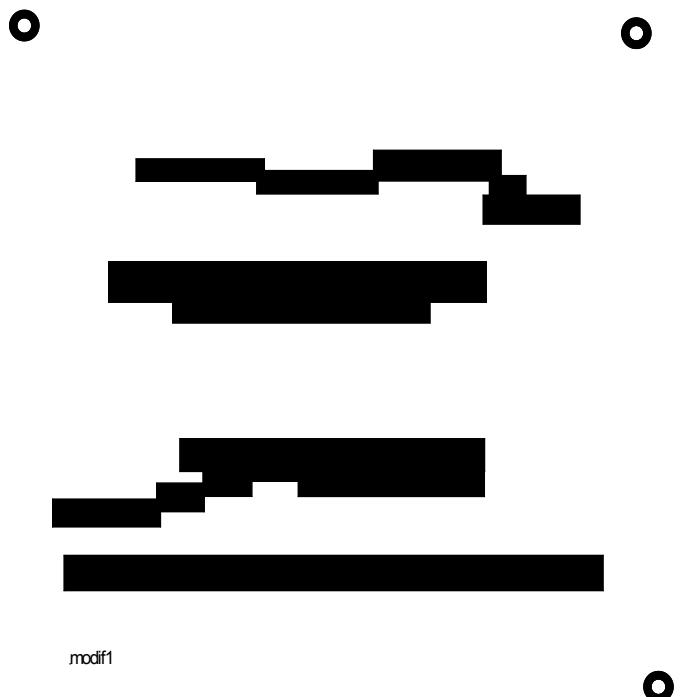
Figure 3-40 : Photographie du filtre micro-coaxial avant l'ajout de deux couches diélectriques et la métallisation de l'enveloppe externe (juste avant l'étape #7 du tableau 3-10). Le niveau inférieur est constitué de platine et le niveau supérieur, d'or.

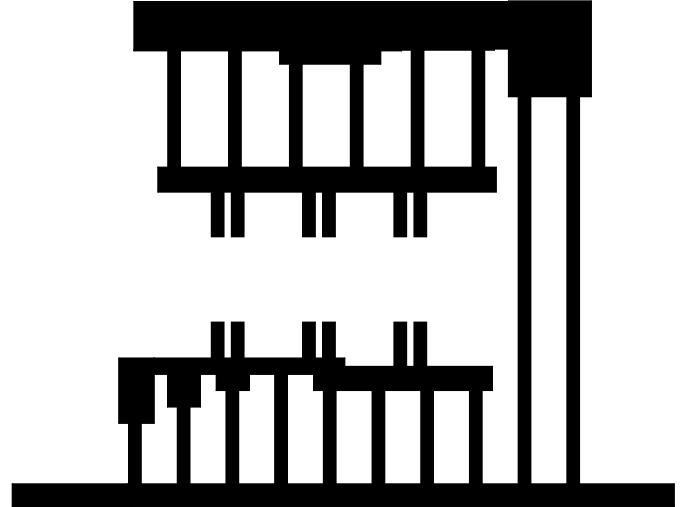
Tableau 3-10 : Étapes de fabrication du filtre et du coupleur micro-coaxial

#	Opération	masque
1	<u>Perçage des trous d'alignement</u> Au moyen d'un laser Nd : YAG; ces trous doivent être situés en dehors de la zone où la pâte sera appliquée. La pâte est opaque et masquerait les trous d'alignement.	
2	<u>Application de la pâte d'or</u> Cette couche constituera le plan de masse du circuit. Un espace est dégagé autour des marques d'alignement.	

3	<p><u>Couches diélectriques</u></p> <p>La première moitié du corps du guide coaxial. Dans ce cas, deux couches sont déposées pour une épaisseur de 50 µm.</p>	 <p>dielectric1</p>
4	<p><u>Métallisation de platine</u></p> <p>Le platine est utilisé car il n'est pas oxydé à hautes températures et qu'il résiste à la solution de gravure humide d'or utilisée pour mettre en forme le deuxième niveau de métallisation. Le platine est déposé (2 µm) par pulvérisation plasma et mis en forme par gravure ionique.</p>	 <p>metal1</p>

5	<p><u>Diélectrique interstiel</u></p> <p>Une mince couche de pâte diélectrique est déposée afin de séparer les deux niveaux de métallisation. L'épaisseur de cette couche est critique et peut être mesurée au Dektak grâce aux ouvertures carrées pratiquées dans cette couche, l'épaisseur visée est de 12,6 µm.</p>	 <p>dielectric2</p>
6	<p><u>Métallisation d'or</u></p> <p>Le deuxième niveau de métal est constitué de 2 µm d'or déposé par pulvérisation plasma et mis en forme par gravure humide. Cette solution n'attaque pas le platine.</p>	 <p>metal2</p>

7	<p><u>Complétion du corps diélectrique</u></p> <p>Deux autres couches de pâte diélectrique sont ajoutées pour obtenir une épaisseur totale d'environ 110 µm.</p>	 <p>dielectric3</p>
8	<p><u>Prémasquage #1</u></p> <p>Il faut s'assurer qu'aucun métal ne pourra être déposé sur la partie verticale de la marche séparant le niveau intermédiaire du niveau supérieur à la prochaine étape. Un masque de résine sèche est mis en forme par photolithographie et servira au lift off de l'étape 10.</p>	 <p>modif1</p>

9	<p><u>Prémasquage #2</u></p> <p>Il faut s'assurer qu'aucun métal ne pourra être déposé sur la partie verticale de la marche séparant le niveau intermédiaire du niveau supérieur à la prochaine étape. Un masque de résine sèche est mis en forme par photolithographie et servira au lift off de l'étape 10.</p>	
10	<p><u>Métallisation finale</u></p> <p>L'enveloppe métallique est complétée dans cette étape. De plus, le contact entre la mise à la terre du guide coaxial et celle de la transition vers guide coplanaire est assuré en utilisant un dépôt par pulvérisation qui couvre la paroi verticale. Cette étape est réalisée 2 fois, une fois avec chacun des masques des étapes 8 et 9.</p>	<p>Masques 8 et 9</p>

11	<p><u>Titane résistif :</u></p> <p>Une couche de 80 nm de titane est déposée par pulvérisation et mise en forme par lift off au moyen d'un film de résine sèche. Ceci permettra de mesurer les circuits à plusieurs ports sans y ajouter de charges résistives.</p>	<p>The image is a scanning electron micrograph (SEM) of a surface. It features several small, dark circular holes distributed across the area. Between these holes, there are some horizontal, wavy or stepped lines, which likely represent the resistive titanium layer after lift-off. The overall texture is relatively smooth but with some topographical variations from the underlying substrate and the deposited film.</p>
----	---	---

Les résultats de mesures du filtre micro-coaxial d'ordre 3 sont présentés et comparés aux résultats simulés sur la figure 3-41. L'accord entre les mesures et la simulation est excellent, la principale différence consiste en un élargissement de la bande passante vers les fréquences plus élevées. Le filtre mesuré possède une sélectivité supérieure au filtre simulé, la pente de la zone de rejet à hautes fréquences est plus abrupte que prévu. De plus, les pertes sont telles que simulées à 1,5 dB, ce qui représente une excellente valeur pour ces fréquences. L'adaptation du filtre est aussi un peu meilleure que prévu. Encore une fois, on remarque que la qualité de la mesure est supérieure dans la bande mesurée au moyen de guides WR-10 par rapport aux mesures prises avec les câbles V (avant 65 GHz). En particulier, l'adaptation s'améliore de près de 10 dB au passage entre ces deux modes de mesures. Il est difficile de comparer ces résultats avec d'autres filtres du même genre car jusqu'à présent, seulement un filtre en guide micro-coaxial a été répertorié par l'auteur [56]. Ce filtre centré à 29,5 GHz affiche des pertes de 1,5 dB et une adaptation de -15 dB. Aux fins de comparaison, le tableau 3-4 présente plusieurs filtres issus d'autres technologies. On peut voir que les pertes du filtre micro-coaxial sont excellentes et ne sont dépassées par aucun autre type de filtre.

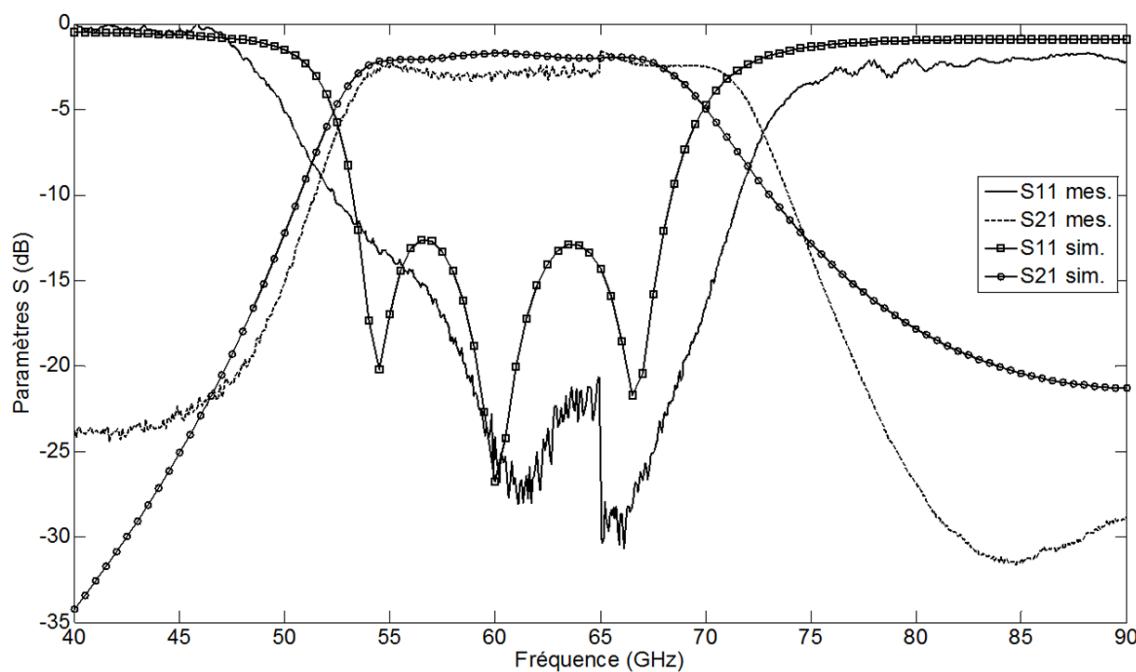


Figure 3-41 : Résultats simulés et mesurés du filtre micro-coaxial de troisième ordre

3.2.3 Fabrication d'un coupleur micro-coaxial

Dans la section précédente, un filtre micro-coaxial à lignes couplées a été démontré. La conception est grandement inspirée de ce qui a déjà été fait dans la technologie micro-ruban. De façon similaire, la conception d'un coupleur micro-coaxial peut s'inspirer des coupleurs qui existent déjà en ligne micro-ruban. Plusieurs types de coupleurs micro-ruban existent : les coupleurs hybrides 90° , hybrides 180° et à lignes couplées, entre autres. De ces trois coupleurs, celui à lignes couplées présente l'avantage de pouvoir être conçu avec plusieurs sections pour augmenter la bande d'opération, comme montré dans [59]. C'est ce type de coupleur qui sera conçu en technologie micro-coaxiale. Comme il a été discuté dans la section précédente, le couplage latéral des lignes est très faible, il faut donc un couplage vertical pour obtenir un niveau de couplage suffisant. Pour limiter la complexité de la conception, un coupleur micro-coaxial à lignes couplées comprenant deux sections sera considéré. La figure 3-42 montre la géométrie

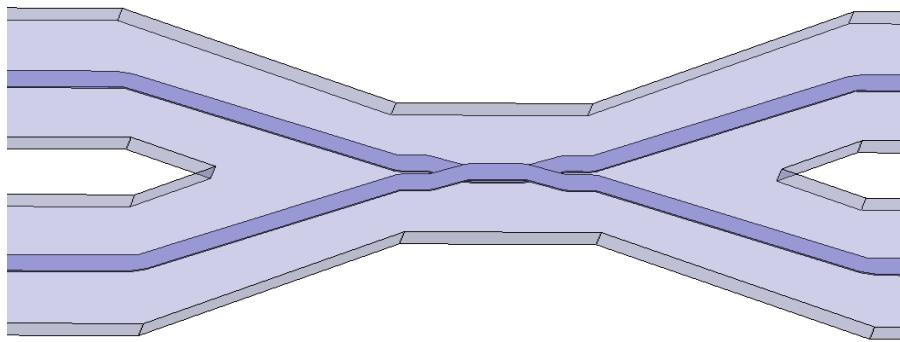


Figure 3-42 : Apparence d'un coupleur micro-coaxial à lignes couplées verticalement

d'un tel coupleur. Pour les mêmes raisons, la transition et les dimensions du guide sont maintenues identiques aux valeurs présentées dans les sections précédentes. Puisque la fabrication du coupleur sera exécutée en même de temps que le filtre de la section précédente, la même épaisseur de couche séparatrice doit être utilisée. La figure 3-43 montre l'impact de l'épaisseur de cette couche sur le niveau de couplage. Comme prévu, plus cette couche est mince, plus le couplage est fort. Cependant, une couche inférieure à $10 \mu\text{m}$ réduit l'adaptation du coupleur. Cette configuration permet donc de concevoir des coupleurs pour un niveau de couplage d'environ 6 dB ou moins. Les deux sections du coupleur permettent d'étendre sa largeur de bande simulée de 20 à 95 GHz, procurant une largeur de bande théorique de 130 %, ce qui est

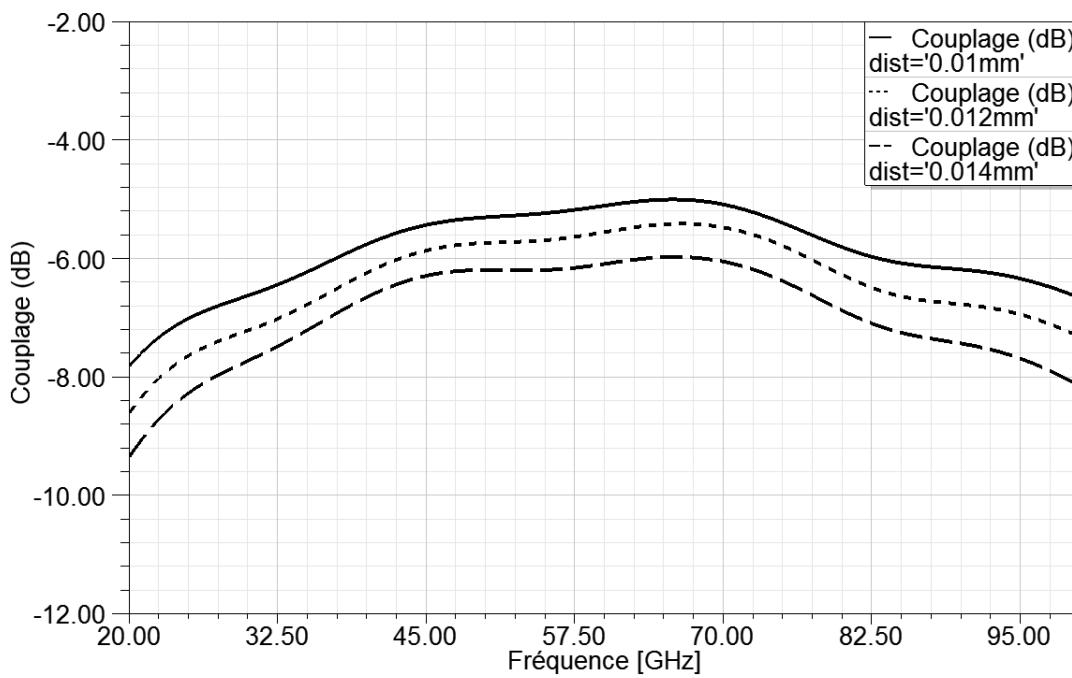


Figure 3-43 : Effet d'une variation de l'épaisseur de la couche séparatrice sur le niveau de couplage du coupleur micro-coaxial

exceptionnel pour un coupleur. Comme dans le cas du coupleur en guide rectangulaire, il a fallu fabriquer trois coupleurs distincts, chacun comportant deux ports résistifs et deux ports actifs. Les étapes complètes de fabrication sont présentées au tableau 3-10. Une photographie d'un coupleur

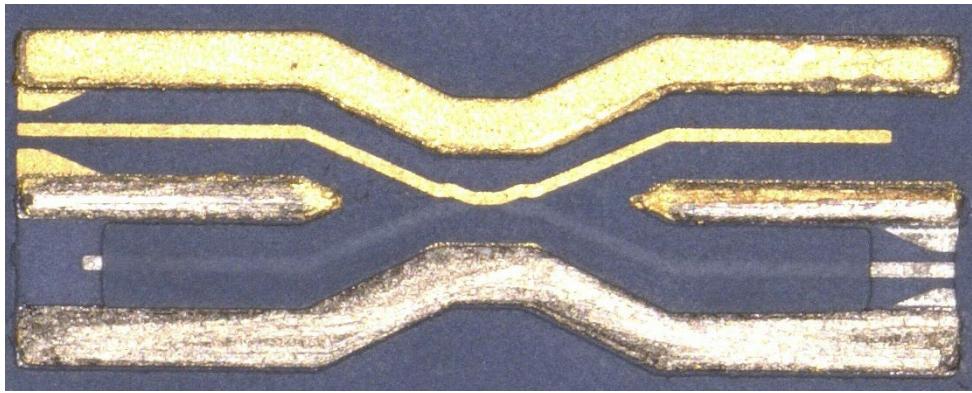


Figure 3-44 : Photographie du coupleur micro-coaxial avant l'ajout de deux couches diélectriques et la métallisation de l'enveloppe externe (juste avant l'étape #7 du tableau 3-10).

avant les dépôts finaux d'or et de titane est présentée à la figure 3-44. Les coupleurs sont mesurés à l'aide d'une station de mesure sous pointes et des sondes GSG de 150 µm d'espacement. Les

mesures de 20 à 65 GHz sont réalisées avec des câbles et connecteurs V, alors que les mesures au-dessus de 65 GHz ont été prises avec des guides WR-10. La figure 3-45 compare les résultats mesurés aux résultats simulés. De façon générale, l'accord est bon entre les mesures et la simulation. Cependant, on observe encore une fois la détérioration de la qualité des mesures un peu avant 65 GHz; les causes de ce phénomène ont déjà été expliquées. L'oscillation observée pour le paramètre de couplage et pour le port direct provient d'une réflexion interne dans le dispositif. Ceci indique que les ports résistifs de titane n'ont pas parfaitement joué leur rôle. Il semble donc que l'atténuation de ces ports ne soit pas suffisante, il faudrait augmenter la longueur de la partie résistive. Par contre, l'isolation est bonne et maintenue sous les -15 dB sur toute la bande, alors que l'adaptation est maintenue sous la barre des -11 dB. Le couplage est

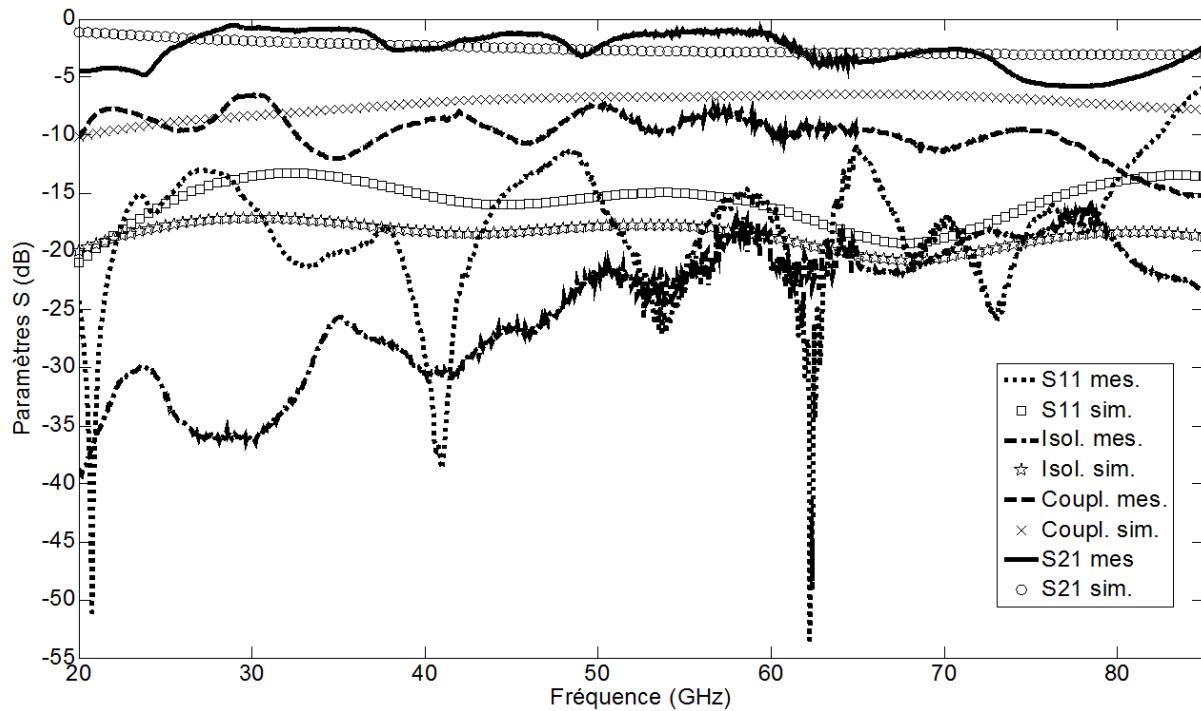


Figure 3-45 : Résultats mesurés et simulés du coupleur micro-coaxial à lignes couplées verticalement

légèrement plus faible qu'anticipé, ce qui indique une épaisseur un peu plus importante que prévu de la couche séparatrice. Les pertes sont d'environ 1,5 dB; le niveau de couplage moyen dans la bande est de 8,5 dB. L'adaptation se détériore après 80 GHz, ce qui a pour conséquence de réduire la largeur de bande; elle va de 20 à 82 GHz, soit 122%. Ces résultats illustrent le principal intérêt des lignes micro-coaxiales : leur très grande largeur de bande. Sous toutes réserves, à la

connaissance de l'auteur, il n'existe pas de coupleur monolithique publié présentant une plus grande largeur de bande aux fréquences millimétriques.

CONCLUSION

Retour sur la thèse

Les objectifs principaux de cette thèse consistaient à proposer et mettre en œuvre des solutions à deux problèmes majeurs de l'industrie des micro-ondes : les difficultés de fabrication liées à une augmentation de la fréquence d'opération, en particulier à partir des fréquences millimétriques, et les défis d'intégration des dispositifs multifonctionnels.

Dans le premier cas, une méthode de fabrication a été développée à partir de pâtes photoimageables en couches épaisses. Cette approche est très récente pour le domaine des circuits micro-ondes et à ce jour, un seul groupe de recherche s'y est attardé. Le procédé de fabrication a été caractérisé et offre des résolutions de 20 µm, ce qui permettra de fabriquer des circuits fonctionnant bien au-delà de la capacité de mesures disponible, soit 110 GHz. Les performances des circuits obtenus grâce à cette méthode de fabrication ont été comparées avec celles de circuits réalisés au moyen de méthodes plus classiques. Trois types de lignes de transmission (guide rectangulaire, demi-guide d'onde et guide micro-coaxial) ont été présentés, en plus de deux coupleurs différents et de trois filtres. Dans tous les cas, les performances des circuits fabriqués étaient égales ou supérieures à celles des circuits utilisant des techniques de fabrication bien connues, en particulier au niveau des pertes des dispositifs et de la largeur de bande des coupleurs. Dans la technologie des guides d'onde rectangulaires, des filtres passe-bande à iris ont démontré des pertes de 3,7 dB à 80 GHz, tandis que le coupleur 3 dB a présenté une largeur de bande de 26,6 % et des pertes de 0,9 dB autour de 79 GHz. Du côté des lignes micro-coaxiales, les pertes du filtre passe-bande à lignes couplées centré à 60 GHz ont été mesurées à seulement 1,5 dB et la largeur de bande du coupleur de 8,5 dB a été confirmée à 122 % pour des pertes de 1,5 dB. Ces résultats démontrent que les performances des circuits réalisés au moyen des couches épaisses photoimageables justifient l'intérêt qui leur a été porté. Par ailleurs, la fabrication du filtre et du coupleur en ligne micro-coaxiale a démontré la capacité des couches épaisses photoimageables à réaliser des circuits multicouches. Effectivement, ces dispositifs présentent quatre niveaux de métallisation (la mise à la terre, les deux niveaux de conducteur central et la métallisation finale), le premier et le dernier de ces niveaux sont reliés sans court-circuiter les deux autres. La facilité à réaliser des circuits multicouches s'avère un avantage propre à cette approche de fabrication.

L'utilisation de matériaux ferroélectriques a été proposée afin de produire des dispositifs dont la fréquence d'opération est ajustable. Le matériau utilisé est le titanate de baryum et de strontium déposé sous forme de couches minces par pulvérisation radiofréquence. L'analyse par diffraction rayons X a confirmé la nature cristalline de la couche de BST, alors qu'une mesure par rétrodiffusion de Rutherford a mis en évidence un débalancement stœchiométrique indiquant une lacune en titane. L'influence de la quantité de dopant de titane sur la permittivité relative et sur la tangente des pertes a été quantifiée pour la première fois. Une géométrie de condensateur variable à plaques parallèles a été proposée afin de réduire le potentiel d'ajustement des dispositifs variables. Cette configuration a permis un ajustement de 38 % de la constante diélectrique pour une tension de seulement 20 V. En utilisant ces condensateurs, un déphaseur variable a été conçu sous la forme d'un filtre passe-bas chargé périodiquement d'éléments capacitifs en série. Sa figure de mérite a été mesurée à 36°/dB avec un déphasage maximum de 90° à 7 GHz sous un potentiel de 20 V. Ces performances classent ce déphaseur en milieu de peloton par rapport aux déphaseurs variables utilisant des éléments ferroélectriques déjà publiés. Cependant, le potentiel de 20 V est beaucoup plus faible que celui des autres dispositifs (souvent dans les centaines de Volts), ce qui en fait un des meilleurs candidats pour des applications portables.

Contributions

Les travaux liés à cette thèse ont de différentes façons générée plusieurs contributions à l'avancement des connaissances dans le domaine des circuits micro-ondes. Du côté des couches minces de titanate de strontium et de baryum, l'impact de la concentration de titane sur l'ajustabilité et la tangente des pertes a été mis en évidence pour la première fois. Il a été démontré que l'ajout de faibles quantités de titane diffusé dans la couche exerçait une grande influence sur ces deux propriétés très importantes pour les circuits micro-ondes ajustables. Le niveau de dopant optimal a été déterminé; cette valeur est de 4 % en volume de titane supplémentaire par rapport au BST déposé par pulvérisation avec une cible de BST 50/50.

En ce qui a trait à la technique de fabrication par couches épaisses photoimageables, les apports sont nombreux puisque c'est un sujet de recherche très nouveau. D'abord, cette méthode de fabrication n'a été utilisée que par un groupe de recherche; la similarité entre leurs résultats et ceux contenus dans cette thèse viennent donc confirmer leur validité. L'utilisation de

l'électrodepositioñ afin d'accélérer la fabrication des circuits représente un apport important qui rend plus réaliste la possibilité que cette technique soit un jour utilisée pour la production de masse de circuits à ondes millimétriques. De plus, bien que plusieurs designs de lignes micro-coaxiales aient déjà été publiés, les lignes micro-coaxiales développées dans cette thèse innovent puisqu'elles permettent plusieurs niveaux de métallisation et ne requièrent pas d'équipements coûteux. À la connaissance de l'auteur, le filtre et le coupleur représentent les premiers résultats en ce qui a trait à des lignes micro-coaxiales présentant plus de trois niveaux de métallisation, ce qui est essentiel à la fabrication de plusieurs dispositifs passifs. De plus, une nouvelle méthode permettant de mesurer des circuits multiports sans utiliser de charges adaptées a été proposée et implémentée. Avec cette approche, les ports qui ne sont pas branchés sont terminés par une ligne suffisamment résistive pour atténuer adéquatement l'onde avant la réflexion à la fin du port. Cette technique peut s'adapter à la plupart des lignes de transmission et a été démontrée pour les guides rectangulaires et les lignes micro-coaxiales.

Finalement, en se référant à la liste des objectifs de départ énoncés lors de la proposition de recherche, on peut constater qu'ils ont tous été remplis.

Travaux futurs

La nature pionnière de cette thèse fait en sorte que beaucoup de travaux restent à faire pour mettre en valeur les avancées technologiques qui y ont été présentées. En effet, deux approches de fabrication ont été développées, mais plusieurs applications n'ont pu être réalisées, faute de temps. Dans cette section seront présentées quelques pistes afin de continuer l'approfondissement des connaissances sur l'approche de fabrication par couches minces photoimageables et sur l'utilisation de matériaux ferroélectriques pour la production de circuits ajustables.

Du côté des couches minces photoimageables, un très grand nombre de structures peut être envisagé étant donné la nature très flexible du procédé de fabrication. Puisque la réalisation de circuits multicouches est relativement aisée avec cette approche, contrairement à la plupart des techniques de fabrication adaptées aux ondes millimétriques, il serait très intéressant d'explorer davantage cet aspect. Tout d'abord, un croisement entre deux guides d'onde rectangulaires serait facile à réaliser et présenterait un grand intérêt. Ces croisements sont utiles pour des réseaux d'alimentation, par exemple, une matrice d'alimentation d'antennes. Généralement, des coupleurs

3 dB sont utilisés puisque les croisements nécessitent un circuit multicouche. L'utilisation des coupleurs est problématique; elle limite l'isolation entre les ports et induit un déphasage qu'il faut ensuite compenser. Un croisement des guides d'onde fabriqués à l'aide de couches épaisses photoimageables serait facile à réaliser, il comporterait seulement trois niveaux de métallisation, ce qui est moins complexe que les dispositifs micro-coaxiaux déjà présentés. Une fois ces croisements réalisés, il serait très simple de réaliser un coupleur de type Moreno. Celui-ci prendrait la forme du croisement à angle droit entre deux guides d'onde, la seule différence étant que deux croix de couplage seraient aménagées dans le mur métallique commun aux deux guides. Une fois l'équipement de mesure à plus hautes fréquences disponible, il serait intéressant de fabriquer des lignes de transmission fonctionnant à plus haute fréquence. Ces circuits seront plus faciles à réaliser étant donné qu'ils nécessiteront une moins grande épaisseur, donc moins de couches. La largeur des guides sera réduite, mais ceci ne constituera pas un problème de fabrication avant une largeur de moins de 200 μm , et possiblement encore moins. Pour un guide d'onde rectangulaire, cette largeur produirait un guide dont la fréquence de coupure est d'environ 260 GHz, avec une bande d'opération entre 300 et 500 GHz. La démonstration de guides d'onde opérant à ces fréquences capterait assurément l'attention de la communauté scientifique. Du côté des lignes micro-coaxiales, la largeur de la transition limite la fréquence maximale d'opération. Pour une largeur de 200 μm , cette transition fonctionnera jusqu'à environ 250 GHz. Cependant, le contrôle de la couche de séparation devra être amélioré pour la fabrication de filtres ou coupleurs fonctionnant à ces fréquences.

En ce qui a trait aux circuits ajustables utilisant le BST, la caractérisation du procédé de fabrication est incomplète et devra être poursuivie. Effectivement, la fabrication du déphaseur variable a montré une dépendance de la permittivité relative en fonction de l'épaisseur du dépôt. Cette relation devra être explorée afin de concevoir plus efficacement les dispositifs. De plus, les nouveaux systèmes de photolithographie que le laboratoire Poly-Grames a acquis permettent maintenant d'obtenir des résolutions inférieures à 1 μm , comparativement à 5 μm précédemment, d'où la possibilité de fabriquer des condensateurs comportant de bien plus petites électrodes et donc une plus faible capacitance. Cette réduction de dimension mènera à une diminution par un facteur de 25 de la capacitance minimale. On pourra donc envisager des fréquences d'opération beaucoup plus élevées pour des circuits ajustables. Éventuellement, il serait intéressant d'utiliser des dépôts de BST 50/50 dans des dispositifs fabriqués par la méthode des couches épaisses

photoimageables. La configuration des lignes micro-coaxiales se prêterait facilement à l'intégration d'éléments ajustables de BST puisque sa géométrie est très similaire à celle des lignes coplanaires à partir desquelles le déphasageur variable a été fabriqué. Enfin, il serait aussi intéressant de concevoir des filtres ajustables. Puisque ces derniers sont des circuits résonants, une attention particulière devra être portée à minimiser la quantité de BST utilisée afin de réduire les pertes.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 C. A-Paz de Araujo *et al.*, «Fatigue-free ferroelectrics capacitors with platinum electrodes», *Nature*, 374(6523), p. 627-629, 1995.
- 2 G. Braun, H. Hoenigschmid, T. Scklager, W. Weber, «A robust 8F² ferroelectric RAM cell with depletion device (DeFeRAM)», *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 5, p. 691-696, 2000.
- 3 T. Ozaki, J. Iba, H. Kanaya, T. Morimoto, O. Hidaka, A. Taniguchi, Y. Kumura, K. Yamakawa, Y. Oowaki, I. Kunishima, «A fully planarized 8Mbit ferroelectric RAM with ‘chain’ cell structure», *2001 Symp. VLSI Technology digest*, p 113-114, 2001.
- 4 S. W. Kirchoefer, J.M. Pond, A.C. Carter, W. Chang, K.K. Agarwal, J.S. Horwitz, D.B. Chrisey, «Microwave properties of Sr_{0.5}Ba_{0.5}TiO₃ thin-film interdigitated capacitors», *Microw. And Opt. Techn. Letters*, vol. 18, no. 3, p. 168-171, 1998.
- 5 F. Zimmermann, M. Voigts, W. Meneskou, E. Ivers-Tiffée, «Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ and BaZr_{0.3}Ti_{0.7}O₃ thick films as tunable microwave dielectrics», *Journal of the European Ceramic Society*, vol. 24 , no 6, 2004.
- 6 M. J. Lancaster, J. Powell, A. Porch, «Thin-film ferroelectric microwave devices», *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 11, p. 1323–1334, 1998.
- 7 S. Elliott, *The Physics and Chemistry of Solids*, Wiley, p.537-566, 2000.
- 8 S. S. Gevorgian, E. Ludvig Kollberg, «Do we really need ferroelectrics in paraelectric phase only in electrically controlled microwave devices?», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 11, 2001.
- 9 K.C.James Raju, K.Sudheendran, «Tunable materials and their microwave characterization», International Conference on Microwave, p. 378-381, 2008.
- 10 <http://www.npl.co.uk/nanoscience/surface-nanoanalysis/products-and-services/sputter-yield-values>, site web du *National Physical Laboratory*

- 11 D. Kim, Y. Choi, M. G. Allen, J. S. Kenney, D. Kiesling, «A wide-band reflection-type phase shifter at S-band using BST coated substrate», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, p. 2903-2909, 2002.
- 12 C. B. Parker, J.-P. Maria, A. I. Kingon, «Temperature and thickness dependent permittivity of (Ba,Sr)TiO₃ thin films», *Applied Physics Letters*, vol. 81, no. 2, 2002.
- 13 S. Jun, Y.S.L. Kim, J. Lee, Y.W. Kim, «Dielectric properties of strained (Ba, Sr)TiO₃ thin films epitaxially grown on Si with thin yttria-stabilized zirconia buffer layer», *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 17, p2542-2544, 2009.
- 14 M. Noda, Y. Sasaki, D. Popovici, M. Okuyama, M. Komaru, «A 20 GHz MOD-made BST thin film tunable phase shifter for phase adjustment of digital 360-degree phemt phase shifter», *IEEE Int. Microwave Symposium Digest*, 2005.
- 15 S. Abadei, A. Deleniv, S. Gevorgian, «Filter-phase shifters based on thin films ferroelectric varactors», *Proc. Eur. Microwave Conf.*, p. 1493–1496, 2004.
- 16 C. L. Chen, J. Sen, S. Y. Chen, G. P. Luo, C. W. Chu, F. A. Miranda, F. W. VanKeuls, J. C. Jiang, E. I. Meletis, H. Y. Chang, «Epitaxial growth of dielectric Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ thin film on MgO for room temperature microwave phase shifters», *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 5, pp. 652–654, 2001.
- 17 B. Acikel, T. R. Taylor, P. J. Hansen, J. S. Speck, and R. A. York, «A new high performance phaseshifter using thin films», *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 7, pp. 237–239, 2002.
- 18 Y. Liu, S. Nagra, E. Erker, P. Periaswany, T. Taylor, J. Speck, and R. York, «Ba_xSr_{1-x}TiO₃ interdigitated capacitors for distributed phaseshifter applications», *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 10, no. 11, pp. 448-450, 2000.
- 19 G. Vélu, K. Blary, L. Burgnies, A. Marteau, G. Houzet, D. Lippens, J.-C. Carru, «A 360 BST phase shifter with moderate bias voltage at 30 GHz», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 2, p. 438-444, 2007.
- 20 M.S. Aftanasar, P.R. Young, I.D. Robertson, J. Minalgiene, S. Lucyszyn, «Photoimageable thick-film millimetre-wave metal-pipe rectangular waveguides», *Electronic Letters*, vol. 37, no. 18, pp. 1122-1123, 2001.

- 21 K.K. Samanta, D. Stephens, I.D. Robertson, «Ultrawideband Characterisation of Photoimageable Thick Film Materials for Microwave and Millimeter-Wave Design», *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, 2005.
- 22 D. Stephens, P.R. Young, I.D. Robertson, «Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguides and Filters in Photoimageable Thick-Film Technology», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 12, p. 3832-3838, 2005.
- 23 M. Henry, C.E. Free, B.S. Izquierdo, J. Batchelor, P. Young, «Millimeter Wave Substrate Integrated Waveguide Antennas: Design and Fabrication Analysis», *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 32, no. 1, p. 93-100, 2009.
- 24 D. M. Pozar, *Microwave Engineering* (2nd edition), Wiley, p. 120-132, 1998.
- 25 J. Hirokawa, M. Ando, «single-layer waveguide consisting of posts for plane wave excitation in parallel plate» *IEEE Trans. Microwaves Theory & Tech.*, vol. 46, no.5, p. 625-630, 1998.
- 26 K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi, «The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics», *6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, vol. 1, p. P - III-P-X, 2003.
- 27 D. Deslandes, «Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions», *IMS 2010*, p.704-708, 2010.
- 28 G.L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structure*. Artech House, Dedham 1985.
- 29 D. M. Pozar, *Microwave Engineering* (2nd edition), Wiley, p. 422-495, 1998.
- 30 Marcuvitz, N., *Waveguide Handbook*, McGraw-Hill, 1951.
- 31 F. Sammoura, Y.K. Fuh, L. Lin, «Micromachined plastic W-band bandpass filters», *Sensors and Actuators*, A 147, p. 47-51, 2008.
- 32 P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros, G. M. Rebeiz, «Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, p. 2283–2288, 1998.

- 33 G. Prigent, E. Rius, F. L. Pennec, S. L. Magure, C. Quendo, G. Six, H. Happy, «Design of narrowband DBR planar filters in Si-BCB technology for millimeter-wave applications», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, p. 1045–1050, 2004
- 34 Y. C. Lee, C. S. Park, «A fully embedded 60-GHz Novel BPF for LTCC system-in-package applications», *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 29, no. 4, p. 804–809, 2006.
- 35 K. T. Chan, C. Y. Chen, A. Chin, J. C. Hsienh, J. Liu, T. S. Duh, W. J. Lin, «40-GHz coplanar waveguide bandpass filters on silicon substrate», *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 11, p. 429–431, 2002.
- 36 J.-H. Lee, S. Pinel, J. Laskar, M. M. Tentzeris, «Design and development of advanced cavity-based dual-mode filters using low-temperature co-fired ceramic technology for V-band gigabit wireless systems», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 9, p. 1869–1879, 2007.
- 37 K. Nishikawa, S. Tomohiro, T. Ichihiko, and K. Shuji, «Compact 60-GHz LTCC stripline parallel-coupled bandpass filter with parasitic elements for millimeter-wave system-on-package», *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig 2007*, p. 1649–1652, 2007.
- 38 M.-G. Lee, T.-S. Yun, K.-B. Kin, D.-H. Shin, T.-J. Baet, and J.-C. Lee, «Design of millimeter-wave bandpass filters with $\lambda/4$ short stubs using GaAs surface micromachining», *Proc. Eur. Microw. Conf. 2005*, vol. 2, p. 4–6, 2005.
- 39 B. Dehlink, M. Engl, K. Aufinger, H. Knapp, «Integrated bandpass filter at 77 GHz in SiGe technology», *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 5, p. 346–348, 2007.
- 40 L. Nan, K. Mouthaan, Y.-Z. Xiong, J. Shi, S. C. Rustagi, B.-L. Ooi, «Design of 60- and 77-GHz Narrow-Bandpass Filters in CMOS Technology», *IEEE Trans. Circ. and Syst II*, vol. 55, no. 8, p. 738-742, 2008
- 41 C.-Y. Hsu, , C.-Y. Chen, and H.-R. Chuang, «A 77-GHz CMOS on-chip bandpass filter with balanced and unbalanced outputs», *IEEE Electron Device Letters*, vol. 31, no. 11, p.1205-1207, 2010.
- 42 E. Rius, G. Prigent, H. Happy, G. Dambrine, S. Boret, A.Cappy, «Wide- and Narrow-Band Bandpass Coplanar Filters in the W-Frequency Band», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 3, p. 784-791, 2003.

- 43 T. Djerafi, M. Daigle, H. Boutayeb, X. Zhang, K. Wu, «Substrate integrated waveguide six-port broadband front-end circuit for millimeter-wave radio and radar systems», *European Microwave Conference*, p. 77 – 80, 2009.
- 44 H. J. Riblet, «The short-slot hybrid junction», *Proc. IRE*, vol. 40, p.180–184, 1952.
- 45 L.T. Hildebrand, «Results for a simple compact narrow-wall directional coupler», *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 6, p. 231-232, 2000.
- 46 Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, H.X. Zhou and K. Wu «Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers», *IEEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 153, no. 5, 2006.
- 47 Y. Cassivi, D. Deslandes, K. Wu, «Substrate integrated waveguide directional couplers», *ASIA-Pacific Conf.*, 2002.
- 48 T. Djerafi, J. Gauthier, K. Wu, «Quasi-Optical Cruciform Substrate Integrated Waveguide (SIW) Coupler for Millimeter-Wave Systems», *2010 IEEE MTT-S International Digest*, p. 716-719, 2010.
- 49 Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, H.X. Zhou; K. Wu, «Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers», *IEEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 153, no. 5, pp. 426-431, 2006.
- 50 E. Moldovan, R.G. Bosisio, K. Wu, «W-band multiport substrate-integrated waveguide circuits», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, p. 625–632, 2006.
- 51 H.Y. Lee, D.S. Jun, D.Y. Kim, S.S. Lee, I.G. Choi, «Wideband HNRD guide directional coupler based on multi-hole coupling structure for V-band», *Electronics Letters* , vol. 40, no. 20, p.1277-1278, 2004.
- 52 L. Verweyen, W.H. Haydl, A. Tessmann, H. Massler, T. Krems, J. Schneider, «Coplanar branch-line and rat-race couplers for W-band applications», *26th European Microwave Conference*, p. 602-606, 1996.
- 53 W. Hong, Y. Wang, Q. H. Lai, B. Liu, «Half mode substrate integrated waveguide: A new guided wave structure for microwave and millimeter wave application», *Proc. Joint 31st Int. Conf. Infr. Millim. Waves 14th Int. Conf. Terahertz Electron*, 2006.

- 54 B. Liu, W. Hong, Y. Q. Wang, Q. H. Lai, and K. Wu, «Half mode substrate integrated waveguide (HMSIW) 3 dB coupler», *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 1, p. 22–24, 2007.
- 55 N. Ehsan, K. Vanhille, S. Rondineau, E.D. Cullens, Z. B. Popovic, «Broadband micro-coaxial wilkinson dividers», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 11, p. 2783-2789, 2009.
- 56 R.T. Chen, E.R. Brown, «An ultra-compact low loss 30 GHz micromachined coaxial filter», *2005 European Microwave Conf.*, 2005.
- 57 S.P. Natarajan, T.M. Weller, «MEMS based 3-D micro coaxial transmission lines», *IEEE Wireless Microw. Techn. Conf.*, p. 1-3, 2006.
- 58 D. M. Pozar, *Microwave Engineering* (2nd edition), Wiley, p. 474-485, 1998.
- 59 D. M. Pozar, *Microwave Engineering* (2nd edition), Wiley, p. 389-397, 1998.