

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année 2012

Thèse n°62-2012

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : " Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes "

Présentée et soutenue publiquement par

**Ludovic CARPENTIER**

Le Mardi 18 Décembre 2012

*Filtres céramiques microondes par stéréolithographie 3D*

Thèse dirigée par Nicolas DELHOTE et Serge VERDEYME

## Jury :

<b>T. CHARTIER</b>	Directeur de recherche au SPCTS - Limoges	Président
<b>L.ROY</b>	Professeur à l'Université de Carlton - Ottawa	Rapporteur
<b>E.AKMANSOY</b>	Maître de Conférences (HDR) à l'IEF - Orsay	Rapporteur
<b>L.ESTAGERIE</b>	Ingénieur Hyperfréquences au CNES - Toulouse	Examineur
<b>H.LEBLOND</b>	Ingénieur à Thales Alenia Space - Toulouse	Examineur
<b>N.DELHOTE</b>	Maître de Conférences à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
<b>S.VERDEYME</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
<b>B.BARELAUD</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
<b>D.BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Invité
<b>D.PACAUD</b>	Ingénieur à Thales Alenia Space - Toulouse	Invité



**« En science, la phrase la plus excitante que l'on peut entendre, celle qui annonce des nouvelles découvertes, ce n'est pas "Eureka" mais c'est "drôle". »**

**Isaac Asimov**



# Remerciements

Ces travaux de thèse ont été effectués au sein de l'équipe Minacom de l'Institut de recherche XLIM UMR CNRS 6172 de Limoges. Je tiens tout d'abord à exprimer à Mme Valérie Madrangeas, Professeur à l'Université de Limoges et responsable du département Minacom, l'expression de ma profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je tiens dans un premier temps à remercier M. Dominique Cros, Directeur du laboratoire XLIM, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

Ce travail a été effectué sous la direction de M. Serge Verdeyme, Professeur à l'Université de Limoges, et de M. Nicolas Delhote, Maître de conférences à l'Université de Limoges, auxquels je tiens à exprimer tous mes remerciements pour leur aide, leur expérience et leurs connaissances et je leur exprime ma sincère reconnaissance pour leur disponibilité et pour leurs qualités scientifiques et humaines.

Je remercie M. Thierry Chartier, Professeur à l'Université de Limoges et Directeur de recherche au SPCTS, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'adresse mes remerciements à M. Langis Roy, Professeur à l'Université de Carlton et à M. Eric Akmansoy Maître de Conférences à l'Institut d'Electronique Fondamentale de l'Université de Paris-Sud, pour avoir accepté de rapporter sur ce manuscrit.

J'adresse également toute ma reconnaissance et mon plus profond respect à Mme. Laetitia Estagerie, Ingénieur au CNES et à M. Hervé Leblond, Ingénieur à Thales Alenia Space, pour avoir accepté de participer à ce jury et pour leur très pertinent point de vue sur ce travail.

Je remercie M. Bruno Barelaud, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté d'examiner ce rapport et d'avoir assisté à la soutenance de ces travaux.

Je remercie M. Dominique Baillargeat, Professeur à l'Université de Limoges, et M. Damien Pacaud, Ingénieur à Thales Alenia Space, pour avoir accepté l'invitation à participer à ce jury.

Je tiens à remercier M. Grégory Etchegoyen, Directeur général du CTTC de Limoges, pour la grande et inestimable participation de son entreprise à la bonne conduite de cette thèse.

J'adresse mes profonds remerciements à M. Jérôme Claus Ingénieur Recherche et Développement au CTTC et à M. Johann Guillou Technicien au CTTC pour leur inestimable expérience et la très bonne humeur dans laquelle j'ai travaillé avec eux.

Je remercie M. Damien Passerieux, Ingénieur au laboratoire XLIM, qui m'a apporté sa précieuse participation lors des mesures.

Je remercie Mme Marie-Laure Guillet, secrétaire du département Minacom, pour son aide précieuse.

Je ne saurais oublier de remercier les nombreux thésards, les nouveaux docteurs et amis que j'ai eu le plaisir à côtoyer dans une ambiance conviviale. Je commencerai par le quintette de choc avec qui j'ai partagé le bureau des « lapins crétins » avec lequel de franches rigolades ont été partagées: Pierre, John, Philippe, Najib et Lise. Je n'oublie pas Thao, Annalisa et Nicolas de la «team OSA», Hussein le BG, Popi, Aurélie, Djé, Marmotte, Romain, Adeline «supportrice du Stade Toulousain», Mansoib, Ling-Yan, la team caribou (Flo, Olivier et Guillaume) avec laquelle j'ai passé des moments inoubliables au Canada. Je n'oublie pas les doctorants qui vont bientôt soutenir Séb, Romain, Chams à qui je leur souhaite bon courage ainsi qu'à l'ensemble des doctorants de XLIM.

Je remercie tout particulièrement ma famille, surtout mes parents et ma sœur pour m'avoir encouragé pendant de nombreuses années.

Je tiens enfin à remercier Noémie pour son soutien et l'encourager à continuer dans sa voie.





# Sommaire

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE.....</b>	<b>2</b>
<b>CHAPITRE 1 – Contexte Général.....</b>	<b>8</b>
<b>I- Introduction .....</b>	<b>10</b>
<b>II- Le 4 Octobre 1957 : le début de l'ère spatiale.....</b>	<b>11</b>
II.1 La gamme des satellites artificiels .....	11
II.2 Les satellites de télécommunications.....	13
II.2.1 Les domaines d'utilisation .....	14
II.2.2 L'architecture d'un satellite .....	16
II.2.2.1 La plate-forme .....	16
II.2.2.2 La charge utile .....	16
II.2.2.3 Le fonctionnement d'un satellite de télécommunications .....	17
II.2.3 Les satellites mis à rude épreuve .....	18
II.3 Besoins technologiques actuels et futurs du secteur spatial.....	19
II.3.1. Les tendances actuelles de l'industrie spatial.....	19
II.3.2 Les tendances futures de l'industrie spatial .....	20
II.3.3 L'évolution des satellites.....	20
<b>III- Fonction de filtrage.....</b>	<b>22</b>
<b>IV- Description des différentes technologies de filtre .....</b>	<b>24</b>
IV.1 Les filtres planaires.....	25
IV.1.1 Fabrication .....	25
IV.1.2 La technologie coplanaire.....	25
IV.1.3 La technologie triplaque .....	26
IV.1.4 La technologie microruban .....	27
IV.1.4.1 Les filtres à stubs.....	28
IV.1.4.2 Les filtres à lignes couplées.....	30
IV.1.4.3 Les filtres DBR (Dual Behaviour Resonator) .....	31
IV.1.4.4 Les filtres interdigités.....	32
IV.1.4.5 Les filtres combine .....	32
IV.2 Les autres technologies planaires .....	33
IV.2.1 La technologie multicouches .....	33
IV.2.2 La technologie LTCC.....	34
IV.2.3 La technologie HTS (High Temperature Superconducting) .....	35

IV.2.4 La technologie membrane .....	36
IV.2.5 La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide).....	37
IV.3 Les filtres volumiques .....	38
IV.3.1 Les filtres à résonateurs diélectriques .....	38
IV.3.2 Les filtres à cavités métalliques .....	40
IV.3.3 Les filtres à guides d'ondes .....	41
IV.3.4 Technologies des Filtres d'OMUX.....	42
IV.3.5 Technologies des Filtres d'OMUX .....	42
IV.4 Les filtres agiles .....	43
IV.4.1 Semi-conducteurs .....	43
IV.4.2 La technologie MEMS .....	45
IV.4.3 Les matériaux à permittivité variable .....	46
IV.4.4 Accordabilité mécanique .....	48
IV.4.5 Actionnement piézoélectrique .....	49
IV.5 Technologies à ondes acoustiques de surface et de substrat (SAW et BAW) .....	50
<b>V- Qualification spatiale .....</b>	<b>52</b>
<b>VI- Conclusion .....</b>	<b>54</b>
<b><i>CHAPITRE 2 – Stéréolithographie et technique de métallisation appliquées sur des composants céramiques 3D .....</i></b>	<b><i>60</i></b>
<b>I- Introduction .....</b>	<b>62</b>
<b>II- La technologie de stéréolithographie 3D.....</b>	<b>62</b>
II.1 Procédé de fabrication.....	63
II.2 Technique de fabrication utilisée au CTTC.....	64
<b>III- Le procédé de métallisation par Electroless-3D .....</b>	<b>66</b>
III.1 Choix du procédé .....	66
III.2 Les dépôts “electroless-3D” .....	67
III.3 Composition des bains electroless.....	68
<b>IV- Machine à ablation par Laser .....</b>	<b>72</b>
IV.1 Gravure laser et état de surface de la pastille d'alumine commerciale (MCSE) .....	74
IV.2 Gravure laser et état de surface d'une plaque d'alumine provenant du CTTC .....	76
<b>V- Etude de la rugosité de la pastille d'alumine “ commerciale ” polie et de la plaque d'alumine provenant du CTTC.....</b>	<b>77</b>
V.1 Relevé de la rugosité de la pastille commerciale en alumine.....	78
V.2 Relevé de la rugosité d'une plaque en alumine du CTTC .....	79

<b>VI- Stéréolithographie, Electroless-3D et gravure laser appliquées au filtres hyperfréquences “tout céramique”</b> .....	<b>82</b>
VI.1 Résonateurs monomodes à géométries simples.....	83
VI.1.1 Mode de fonctionnement des résonateurs .....	84
VI.1.2 Dimensions des éléments et fréquences de travail des résonateurs .....	84
VI.1.3 Motifs d’excitation coplanaires .....	85
VI.1.4 Fabrication des résonateurs par SLA 3D .....	89
VI.1.5 Polissage et métallisation par electroless sur les résonateurs .....	91
VI.1.5 Gravure des motifs sur les résonateurs avec l’aide du laser .....	92
VI.1.6 Mesures de performances électriques des résonateurs .....	93
VI.1.7 Traitement de l’état de surface des résonateurs par tribofinition .....	97
VI.2 Filtres 4 pôles “ tout céramique ” .....	99
VI.2.1 Topologie et dimensions du filtre 4 pôles .....	99
VI.2.2 Mesure des performances électriques du filtre 4 pôles .....	102
VI.2.3 Méthode de correction de la réponse de filtre .....	103
<b>VII- Conclusion</b> .....	<b>105</b>
<b>CHAPITRE 3 – Stéréolithographie céramique pour des applications de filtrage en bande Ku...</b>	<b>110</b>
<b>I- Introduction</b> .....	<b>112</b>
<b>II- Etude de topologies de résonateur originales</b> .....	<b>115</b>
II.1 Propriétés de la poudre céramique BMT .....	115
II.2 Etude de topologies originales de résonateur .....	118
<b>III- Vue générale sur la théorie du filtrage</b> .....	<b>123</b>
<b>IV- Cahier des charges</b> .....	<b>125</b>
<b>V- Filtre multipôle associant cavité métallique et résonateurs en BMT</b> .....	<b>126</b>
V.1 Sélection de la topologie de résonateur.....	126
V.2 Insertion d’un support au résonateur .....	129
V.2.1 Optimisation et choix des dimensions de la structure de référence .....	129
V.2.1.1 Structure de référence .....	130
V.2.1.2 Optimisation des iris d’excitation de la structure de référence .....	132
V.2.1.3 Optimisation des iris d’excitation pour différentes dimensions de cavité .....	134
V.3 Insertion d’un socle dans le but de réaliser un système de fixation .....	136
V.3.1 Optimisation de la largeur du support.....	139
V.3.2 Optimisation de l’épaisseur du support .....	140
V.3.3 Optimisation de l’espace entre le support et la paroi de la cavité .....	140

V.4 Topologie du filtre associant cavité métallique et résonateurs en BMT .....	141
V.4.1 Matrice de couplage objectif .....	141
V.4.1 La structure de filtre proposée .....	143
V.5 Etude des coefficients de couplage inter-résonateur et réalisation d'un couplage négatif à l'aide d'un élément en céramique.....	144
V.5.1 Réalisation d'un couplage négatif avec un élément céramique.....	144
V.5.1.1 Insertion de deux plaques en céramique au sein de l'iris .....	146
V.5.1.2 Insertion d'une plaque au sein de la fente .....	151
V.5.2 Optimisation des dimensions de l'iris de couplage pour des coefficients de couplage avec des valeurs positives .....	153
V.5.2.1 Optimisation des dimensions de l'iris de couplage pour les coefficients de couplage $k_{12}=k_{21}=k_{56}=k_{65}$ et $k_{23}=k_{32}=k_{45}=k_{54}$ .....	155
V.5.2.2 Optimisation des dimensions de l'iris de couplage pour les coefficients de couplage $k_{34}=k_{43}$ .....	156
V.6 Etude et optimisation du filtre six pôles associant cavité métallique et résonateurs en BMT .....	157
V.6.1 Début de l'étude du filtre six pôles avec les dimensions issues des différentes phases d'optimisation .....	159
V.6.2 Insertion de vis de réglage et utilisation d'une méthode rigoureuse d'optimisation de dispositifs de filtrage.....	161
V.6.2.1 Insertion de vis de réglage pour la fréquence des résonateurs.....	162
V.6.2.2 Insertion de vis de réglage pour les coefficients de couplage inter-résonateurs .....	164
V.6.2.3 Application de la méthode d'optimisation sur le filtre associant cavité métallique et résonateurs en BMT .....	166
V.7 Fabrication de la pièce monobloc en BMT par stéréolithographie .....	168
<b>VI- Filtre multipôle monobloc en céramique .....</b>	<b>173</b>
VI.1 Sélection d'un résonateur multimode pour la réalisation d'un filtre tout céramique .....	174
VI.1.1 Etude du facteur de qualité extérieur $Q_e$ et du facteur de qualité à vide $Q_0$ pour le résonateur à anneaux croisés .....	176
VI.1.1.1 Etude du facteur de qualité extérieur $Q_e$ et du facteur de qualité à vide $Q_0$ pour le nouveau résonateur à anneaux croisés en adoptant les propriétés intrinsèques du BMT .....	177
VI.1.1.2 Etude $Q_e$ et du $Q_0$ pour le résonateur à anneaux croisés en zircon .....	180
VI.1.1.3 Optimisation et réalisation d'un filtre monobloc en zircon .....	181
<b>VII- Conclusion .....</b>	<b>188</b>
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE.....</b>	<b>192</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE.....</b>	<b>198</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>200</b>

<b>Annexe 1 : La stéréolithographie 3D .....</b>	<b>201</b>
I.1 Procédé de fabrication par stéréolithographie 3D .....	201
I.2 Particules céramiques et suspensions .....	203
I.3 Composition et préparation de la suspension céramique .....	204
I.4 Technique de fabrication utilisée au CTTC.....	206
I.5 Propriétés des suspensions .....	207
I.5.1 Tenue mécanique de la pièce crue .....	207
I.5.2 Retrait à la cuisson .....	209
I.6 La microstéréolithographie ( $\mu$ SLA) .....	211
I.7 Exemples d'applications .....	212
I.7.1 Applications diverses .....	212
I.7.1.1 Biomédicales .....	212
I.7.1.2 Electronique .....	213
I.7.1.3 Aérospatiales et aéronautiques .....	213
I.7.2 Applications dans les télécommunications.....	214
I.7.2.1 Résonateur diélectrique à fort facteur de qualité à vide $Q_0$ .....	214
I.7.2.1 Guide d'onde BIE en céramique .....	215
I.7.2.2 Cristal BIE pour des applications THz .....	216
I.7.2.3 Antenne lentille fonctionnant à 60GHz.....	217
I.7.2.4 Filtre passe-bande deux pôles.....	217
<b>Annexe 2 : Théorie des filtres à résonateurs diélectriques .....</b>	<b>219</b>
II.1 Cavités électromagnétiques .....	219
II.1.1 Cavité rectangulaire .....	219
II.1.2 Cavité cylindrique .....	220
II.2 Résonateurs diélectriques .....	221
II.2.1 Couplage d'un résonateur .....	221
II.2.2 Filtre passe bande multipôles .....	224



# ***INTRODUCTION GÉNÉRALE***

Durant ces dix dernières années, nous avons assisté à l'explosion des communications sans fil et des services multimédia (télévision, internet,..) offerts par les systèmes de satellites de télécommunications. La croissance des données échangées par les réseaux d'information et de communication, nécessite le développement d'équipements possédant des performances et des fonctionnalités toujours plus importantes. Pour faire face à l'ampleur des besoins du marché, l'évolution des technologies est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en satisfaisant aux contraintes de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût. L'amélioration des charges utiles des satellites de télécommunications reste encore, à l'heure actuelle, un enjeu majeur.

Les filtres hyperfréquences présents dans les charges utiles sont encombrants et lourds, et subissent un environnement spatial très hostile. Ils doivent répondre à des contraintes de natures physiques (poids, encombrements,...) et électriques (sélectivité, temps de propagation de groupe, pertes, tenue en puissance...) très strictes. De plus, la réduction des coûts de conception et de réalisation de ces dispositifs est un point clef dans le cadre d'un processus industriel. En effet, les contraintes extrêmement sévères que doivent réaliser ces filtres hyperfréquences conduisent encore aujourd'hui les concepteurs à s'orienter vers des solutions volumiques de type filtres à cavités. L'exploitation de techniques de fabrication récentes et de concepts originaux et innovants ont conduit à la mise au point de nouvelles solutions technologiques. Nos travaux de recherche s'inscrivent dans ce double contexte : proposer de nouveaux concepts de filtres innovants à l'aide d'une technologie alternative associée à une poudre céramique possédant de bonnes propriétés intrinsèques qui permettraient d'obtenir des performances électriques proches de celles obtenues avec les systèmes de filtrage à cavités tout en réduisant le poids et l'encombrement. Pour réaliser un filtre hyperfréquence avec de bonnes performances électriques nous avons associé à la technologie de fabrication par stéréolithographie utilisée tout le long de la thèse un matériau avec de bonnes propriétés intrinsèques tel que des matériaux céramiques.

La technologie de fabrication par stéréolithographie utilisée est un procédé breveté; il permet de réaliser en 3D des structures céramiques complexes dédiées à différents domaines tels que la médecine, la mécanique et cette technologie de fabrication est appliquée depuis quelques

années dans le domaine des microondes. Quant aux matériaux céramiques utilisés avec ce procédé de fabrication, ils sont caractérisés par trois propriétés principales :

- une permittivité diélectrique potentiellement élevée,
- une tangente de pertes qui peut être faible permettant ainsi d'obtenir des résonateurs à forts facteurs de qualité à vide pour contribuer à une meilleure sélectivité de la bande passante des filtres,
- une stabilité thermique autour de la fréquence de travail qui est un critère important pour l'utilisation du composant dans différents environnements sans altération de ses performances.

Ce mémoire de thèse s'articule en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation des satellites et du contexte spatial en général. Après avoir décrit les différents constituants d'un satellite, nous détaillons les principaux besoins technologiques pour la charge utile, notamment en terme de filtrage. Nous abordons ensuite un état de l'art des différentes technologies de filtre que nous pouvons trouver dans le domaine des hyperfréquences. La compacité étant un souci majeur des dispositifs embarqués, une approche sur la réalisation de filtre à résonateurs diélectriques en céramique réalisés avec la technologie stéréolithographie apparaît ici comme une solution intéressante.

Le deuxième chapitre est consacré dans sa première partie à la présentation de la technologie de la stéréolithographie 3D après avoir rapidement décrit les principes du prototypage rapide. Celui-ci nous permet de mettre en avant cette technologie développée à Limoges au CTTC (Centre de Transfert de Technologies Céramiques) et de mieux cerner les avantages et contraintes associés. Par la suite, les étapes de métallisation et de gravure associées à la stéréolithographie 3D sont décrites. Ces deux étapes ont été réalisées au sein du laboratoire Xlim, grâce à la mise en place d'un banc de métallisation au sein de la salle blanche et la prise en main d'une nouvelle machine par ablation laser. Le protocole établi pour obtenir une métallisation homogène sur la

surface de la pièce en céramique et une bonne qualité de gravure de motif a été testé sur des dispositifs de filtrage est présenté dans ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, les propriétés intrinsèques d'une céramique seront présentées. Cette céramique est la céramique de type BMT ( $\text{Ba}(\text{Mg}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ ), elle a la particularité d'avoir des propriétés intrinsèques évoluant très peu en fonction de la température. Des résonateurs fabriqués avec cette poudre permettront d'avoir une réponse de filtre stable en fonction de la température de l'environnement. Avant de réaliser le filtre hyperfréquence multipôle avec cette poudre céramique BMT, une étude a été réalisée afin de sélectionner la topologie de résonateur la plus adaptée vis à vis des performances électriques et volumiques souhaitées.

La suite du troisième chapitre est consacrée à la conception d'un filtre compact associant résonateur en BMT et cavité métallique et d'un second filtre "tout céramique" réunissant en une seule pièce cavité et un résonateur. Pour le premier filtre, le choix de la fabrication par stéréolithographie a été effectué afin de diminuer les dimensions globales et de s'approcher au mieux des performances électriques d'un filtre réalisé au sein de Thales Alenia Space composé de cavités cylindriques. Quant au second filtre, le but recherché est de valider le principe de fabrication des filtres compacts "tout céramique" possédant un système de connexion intégré à la cavité afin de venir connecter des guides d'ondes.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion générale sur l'ensemble des travaux réalisés et sur les perspectives de recherche associées seront présentées.

Ce travail de thèse a bénéficié d'un cofinancement entre le CNES et Thales Alenia Space.





# ***CHAPITRE 1 – Contexte Général***



## I- Introduction

Le domaine spatial est un marché de plus en plus important. Dans un contexte concurrentiel fort, attirant de nouveaux pays tels que l'Inde ou la Chine, les industries du secteur spatial doivent répondre à des enjeux économiques et technologiques considérables afin de se démarquer dans ce secteur. En effet, il s'agit de sélectionner parmi des systèmes variés le mieux adapté techniquement et économiquement. Le domaine spatial est un domaine d'échange, d'entraide entre les pays, mais le rayonnement personnel revêt aussi un enjeu politique.

Les réductions de masse et de coûts des charges utiles des satellites de télécommunications sont des défis quotidiens et un enjeu capital. La forte intégration des équipements électroniques est recherchée. La chaîne émission/réception d'un satellite est constituée de filtres en technologie volumique, guides d'ondes et filtres mécaniques. Ces filtres sont utilisés pour leurs excellentes performances électriques malgré leur encombrement et coûts importants. Toutefois, les progrès incessants des technologies de fabrication assistées par ordinateur notamment la stéréolithographie pourraient être utilisées afin de réaliser des filtres hyperfréquences, et ainsi d'envisager de substituer aux solutions volumiques classiques des solutions volumiques originales par leur formes et leur matériaux. Dans ce cadre, Thales Alénia Space et le Centre National d'Etudes Spatiales à Toulouse recherchent des solutions moins contraignantes afin de proposer à terme, une alternative intéressante aux méthodes de filtrage actuellement utilisées. L'objectif du travail de recherche présenté dans ce mémoire s'articule sur cette problématique de la conception de solutions de filtrage innovantes, compactes et à hautes performances en utilisant une technologie de fabrication et des topologies de filtre originales.

La première partie de ce chapitre présente dans sa globalité le satellite artificiel avec un historique, les différents éléments le constituant, les contraintes environnementales qu'il endure. Après une brève description des éléments qui le composent, nous nous intéresserons aux tendances actuelles et futures du secteur spatial et aux besoins technologiques futurs auxquels les nouvelles générations de satellites de télécommunications devront tendre afin de satisfaire les nouveaux besoins imposés par les nouvelles tendances économiques. Par la suite,

nous nous concentrerons sur la fonction de filtrage hyperfréquences, en définissant les grands principes en présentant les principales technologies les constituant.

## **II- Le 4 Octobre 1957 : le début de l'ère spatiale**

L'aventure spatiale débute le 4 octobre 1957 avec le placement sur orbite de Spoutnik 1 par l'union Soviétique. Sphère d'aluminium d'un diamètre de 58 cm avec un poids de 83 kg, ce premier satellite était constitué de quatre antennes de deux émetteurs émettant un signal périodique de fréquence comprise entre 20005 et 40022 KHz, permettant aux radioamateurs de capter son fameux "bip-bip" pendant 21 jours. Les signaux envoyés par Spoutnik ont été captés par différentes stations réparties sur le globe, et ont servi à étudier la propagation des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre. Depuis Spoutnik 1 les satellites n'ont cessé d'évoluer afin de réaliser des applications spatiales suivantes :

- observer la Terre et l'Espace,
- transmission de télécommunications,
- navigation et d'observation.

### **II.1 La gamme des satellites artificiels**

Construction d'une station spatiale internationale, exploration martienne, constellations de satellites terrestres.., jamais les programmes spatiaux n'ont été si nombreux et ambitieux. Pourtant l'état d'esprit dans lequel ils sont réalisés n'est plus celui d'une course effrénée à la conquête spatiale. D'où l'apparition d'une notion relativement récente dans ce secteur, celle de la rentabilité.

Conséquence logique, la réduction des coûts dans le domaine du spatial est devenu ces dernières années un enjeu majeur. Cet objectif est réalisé principalement grâce à la réduction des temps de développement et à la miniaturisation des satellites. En effet, une réduction de taille impliquant une réduction de masse, l'énergie à fournir est donc bien moindre pour la

mise sur orbite qui représente une part importante du budget de fonctionnement. Dans le cas des satellites, on peut constater une accélération de cette tendance sur les dix dernières années. La classification par la masse est très utilisée car elle exprime un rapport direct au coût du lancement; à titre d'exemple, placer sur orbite basse (2000 km) une masse d'un kilo coûte environ 11 000 €. Le Tableau I-1 illustre la répartition en catégories de satellites en fonction de leur poids et de leur coût de réalisation [I.1].

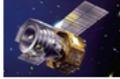
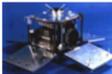
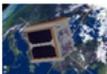
Type de satellite	Masse sur orbite (Kg)	Coût de réalisation	Exemple de satellite
Grand satellite	> 1000 kg	> 150 millions €	Planck ( $\approx$ 1800 kg) 
Satellite de taille moyenne	500 à 1000 kg	50 à 150 millions €	Astro-F ( $\approx$ 950 kg) 
Minisatellite	100 à 500 kg	10 à 50 millions €	Jason-2 ( $\approx$ 500 kg) 
Microsatellite	10 à 100 kg	3 à 10 millions €	Astrid-1 ( $\approx$ 27 kg) 
Nanosatellite	1 à 10 kg	300 000 à 3 millions €	Cube-sat ( $\approx$ 1kg) 
Picosatellite	< 1 kg	< 300 000 €	Robusta (900 g) 

Tableau I-1 : Différents types de satellite

L'apparition du terme "Nanosatellite" [I.2] est assez récente sur la scène de la recherche spatiale et il existe encore quelques ambiguïtés dans son usage. Lorsqu'on parle d'un nanosatellite, on ne fait référence ni à l'échelle nanométrique, ni à la présence de nanosystèmes, mais à un rapport de taille existant avec les satellites traditionnels de tailles moyennes. En fait, au fur et à mesure de la miniaturisation des satellites est apparu le besoin de définir une catégorie pour des satellites de masse inférieure à une demi-tonne (les minisatellites), une autre pour les satellites de moins de 100 kg (les microsatellites) puis les nanosatellites dont la masse est comprise entre 1 et 10 kg et finalement une autre concernant les picosatellites dont la masse est inférieure à 1kg

Si les minisatellites ont été développés depuis les années 60, le nombre de microsatellites a surtout augmenté depuis les années 80. Quand aux nanosatellites, on peut les qualifier de satellites du second millénaire, car on compte sur les doigts d'une main ceux

lancés avant 1999 et les picosatellites encore moins. L'intérêt est naturellement grandissant, particulièrement grâce aux microtechnologies, qui permettent désormais d'envisager des systèmes proches du kilogramme et pleinement fonctionnels.

Le 1<sup>er</sup> Juillet 2009, la fusée Ariane 5 met en orbite le plus gros satellite de télécommunication au monde, nommé TerreStar, avec un poids avoisinant les 6,9 tonnes. Actuellement on dénombre près de 2500 satellites gravitant autour de la terre. La moitié des activités mondiales de lancement répondent à des besoins gouvernementaux. Sur 207 lancements réalisés de 1997 à 1999, ces besoins représentaient 49% (soit 26% pour la défense, 14% pour la science et 9 % pour l'observation et la météo). Les autres lancements concernaient les constellations (18%) et la télécommunication (33%) [I.3].

## **II.2 Les satellites de télécommunications**

Un satellite de télécommunications est un satellite artificiel placé dans l'espace pour des besoins de télécommunications. Son rôle est de relayer des signaux radioélectriques entre différents points de la surface terrestre, ou entre satellites, en vue d'assurer une mission donnée (télévision, téléphonie, transmission de données,...) pendant une durée de vie donnée.

En 1945, Arthur C. Clarke (1917-2008) écrivain célèbre de science fiction et auteur de *2001: l'Odyssée de l'espace* décrit en détail dans un article publié dans la revue *Wireless World* le concept de l'utilisation de satellites de télécommunications pour les communications de masse. Arthur C. Clarke passe en revue les contraintes logistiques d'un lancement de satellite, les orbites possibles ainsi que d'autres aspects permettant la création d'un réseau de satellites couvrant le globe en mettant en avant les avantages de disposer d'un système de télécommunications planétaire. Il suggère également l'utilisation de trois satellites en orbite géostationnaire, nombre suffisant pour couvrir l'ensemble de la planète.

Sa prédiction fut concrétisée par le lancement du premier satellite de télécommunication qui est envoyé par la NASA en 1960, il s'agit de Echo conçu pour fonctionner en mode passif. Echo était un ballon dont la surface métallisée permettait la réflexion des ondes hertziennes. Deux points à la surface de la terre pouvaient ainsi être mis

en relation via un «rebond» sur le satellite. Par la suite les satellites évoluèrent en utilisant des dispositifs actifs, équipés de leur propre équipement d'émission et de réception. Le premier satellite «actif» fut lancé par les Etats-Unis en 1962 et se prénommaient TELSTAR-1. Le premier essai de communication entre les Etats-Unis et l'Europe eut lieu juste 15 heures après le lancement. Les images montraient le drapeau American flottant dans la brise de la Nouvelle-Angleterre avec la station émettrice d'Andover aux Etats Unis en arrière plan. En 1965, Intelsat-1, est devenu le premier satellite de télécommunication commercial, il a permis la première transmission d'images télévisées entre la France et les Etats-Unis.

Euroconsult, société internationale de référence pour l'analyse et le conseil pour le secteur spatial, annonce une prévision de 1 145 satellites à lancer d'ici 2020 soit 50% de plus par rapport aux lancements de satellites réalisés entre 2000 et 2010. Le chiffre d'affaire mondial généré par la construction et le lancement de ces 1 145 satellites s'élèvera à 196 milliards de dollars, dont 70% de satellites gouvernementaux [I.4].

### II.2.1 Les domaines d'utilisation

Les domaines d'utilisation des satellites de télécommunications sont nombreux, les plus importants sont :

- la téléphonie internationale : c'est l'application la plus importante bien qu'elle soit concurrencée par les câbles optiques terrestres ou sous-marins,
- la télévision et la radio,
- le système de positionnement par satellite GPS,
- la transmission de données à haut débit (internet, applications multimédia, télé médecine...),
- les télécommunications militaires.

Le satellite assure les communications à distance en relayant des signaux par ondes radio. Une bande de fréquence est attribuée en fonction du type d'application : on parle alors d'allocation des ressources du spectre de fréquence. En effet le spectre radio est découpé en plusieurs zones appelées bandes de fréquences. Chaque bande présente des caractéristiques propres, notamment de propagation, qui lui confère une valeur « intrinsèque » très variable. La

croissance continue des besoins en fréquences, liée au développement des applications mobiles, conduit à raréfier la ressource spectrale [I.5].

Dans ce cadre, l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) a pour rôle de régler les problèmes de télécommunications sur le plan international et notamment la répartition et l'utilisation des fréquences [I.6].

Pour chaque application, une bande de fréquence est allouée par l'UIT. Le tableau I-2 représente les différentes bandes de fréquences allouées et leurs applications.

Nom des bandes	Plages de fréquence (GHz)		Applications
	Liaison montante	Liaison descendante	
Bande L	1.626 - 1.660	1.525 – 1.559	Radionavigation, Services mobiles par satellites
Bande S	2.665 – 2.690	2.500 – 2.655	Services mobiles par satellites (UMTS)
Bande C	5.725 – 7.075	3.400 – 4.200 4.500 – 4.800	Téléphonie fixe, radiodiffusion
Bande X	7.900 – 8.400	7.250 – 7.750	Communications militaires cryptées
Bande Ku	12.750 – 13.250 14.000 – 14.800 17.300 – 18.100	10.700 – 12.750	Contenus informatifs importants : diffusion de télévision, applications multimédia
Bande Ka	27.500 – 31.000	18.100 – 21.200	Communications haut débit civiles

Tableau I-2 : Répartition et usage des fréquences pour les communications satellites [I.6]

La liaison montante désigne le trajet du signal de la Terre vers le satellite, et la liaison descendante désigne le trajet inverse. Les plages de fréquence des deux liaisons sont différentes afin d'éviter les interférences. Dans ce mémoire, notre domaine d'étude est consacré uniquement à la bande Ku. C'est la gamme de fréquence utilisée pour la télévision et la radio. Ce domaine s'étend de 10,7 GHz à 12,75 GHz. Cette bande est la plus répandue en Europe. Les signaux transmis en bande Ku ont des longueurs d'ondes courtes, ce qui permet

d'utiliser des antennes petites de 60 à 180 cm de diamètre, dimensions moyennes des paraboles que nous pouvons retrouver dans le paysage Français afin de capter la télévision par satellite. Les pays asiatiques, affectés notamment par les fortes pluies, utilisent la bande C. Les signaux en bande C ont des longueurs d'ondes plus grandes et nécessitent des antennes plus grandes [I.7].

### II.2.2 L'architecture d'un satellite

L'architecture d'un satellite de télécommunications résulte des objectifs définis par la mission qu'il doit remplir et des contraintes environnementales qu'il va subir. Un satellite est essentiellement constitué de deux éléments : une plateforme de service comportant tout ce qui est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement des instruments pendant la durée de vie prévue, et une charge utile constituée par les instruments liés aux objectifs de la mission.

#### II.2.2.1 La plate-forme

La plate-forme assure les fonctions permettant au satellite de vivre dans l'espace sans intervention extérieure, à savoir :

- le contrôle thermique : maintien des éléments de la charge utile dans une plage de températures de  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $60^{\circ}\text{C}$  (la température externe du satellite étant de  $-160^{\circ}\text{C}$  à l'ombre, et de  $+150^{\circ}\text{C}$  en plein soleil),
- le contrôle de l'altitude et de la position,
- la génération de l'énergie d'alimentation (via les panneaux solaires), son stockage (dans des batteries) et sa distribution.

#### II.2.2.2 La charge utile

Par opposition à la plate-forme, la charge utile désigne quand à elle la partie d'un satellite qui lui permet de remplir la mission pour laquelle il a été conçu. Elle a pour rôle d'échanger avec le sol par voie radioélectrique les informations spécifiques de la mission (télédétection, météorologie, télécommunication). Elle représente environ 30% de la masse totale du satellite. Si on prend l'exemple du satellite Spot-4 (Figure I-1) faisant partie de la grande famille des satellites de télédétection Spot qui ont été conçus pour l'observation de la Terre, la charge utile de ce satellite est composée de deux terminaux optiques et d'un système imageur.



Figure I-1: Satellite Spot-4

### II.2.2.3 Le fonctionnement d'un satellite de télécommunications

Dans ce mémoire, on s'intéresse uniquement aux missions de télécommunications. Dans ce cas, la charge utile sert de relais de communication entre stations terriennes. Pour assurer ce rôle, deux sous-systèmes sont nécessaires : le sous-système antennes et le sous-système répéteurs. Le synoptique d'une charge utile est donné sur la Figure I-2. Le signal capté par l'antenne de réception est transposé en fréquence et amplifié avant d'être réémis par l'antenne d'émission. Le contenu de l'information véhiculée par les signaux n'a pas été modifié, on parle de satellites "transparents". Il existe des satellites dit "régénératifs" dans lesquels des systèmes de traitement des informations sont ajoutés pour améliorer les bilans de liaison du système de transmission. Les rôles des différents éléments de la charge utile sont donnés dans la suite.

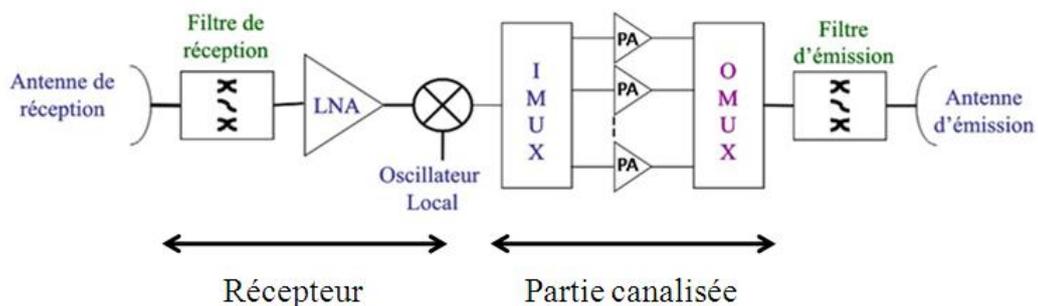


Figure I-2: Synoptique simplifié d'une charge utile de satellite de télécommunications

Les rôles des principaux éléments constituant la charge utile d'un satellite de télécommunications sont détaillés dans le Tableau I-3.

Elément	Fonction
Antenne de réception	Capter les signaux venant de la station terrestre (Niveau de puissance du signal est de l'ordre de 100 pW à 1 nW)
Récepteur	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Sélectionner les signaux utiles</li> <li>- Amplifier les signaux reçus tout en limitant le bruit</li> <li>- Réalisation d'une transposition de fréquence des signaux reçus</li> </ul>
Partie canalisée <ul style="list-style-type: none"> <li>• IMUX (démultiplexeur)</li> <li>• Amplificateur</li> <li>• OMUX (multiplexeur)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Séparation de la bande de réception en plusieurs canaux</li> <li>- Forte amplification du signal afin d'être réémis (<math>\approx 100</math> W)</li> <li>- Recombinaison des canaux</li> </ul>
Antenne d'émission	Renvoyer les signaux vers une station terrestre ou un autre satellite

Tableau I-3 : Décomposition fonctionnelle de la charge utile d'un satellite de télécommunications

### II.2.3 Les satellites mis à rude épreuve

Une fois installé dans la coiffe de la fusée le satellite va subir des contraintes extrêmement sévères plus exactement liées à l'environnement spatial et au lancement. Prenons l'exemple de la fusée Ariane 5, ce lanceur européen peut emporter et lancer des satellites de près de dix tonnes sur orbite géostationnaire ou vingt tonnes sur orbite basse [I-8]. Au décollage, Ariane 5 pèse environ 780 tonnes (Figure I-3). Pour les positionner sur l'orbite géostationnaire par exemple, le lanceur doit les faire sortir de l'atmosphère et leur donner une vitesse suffisante d'environ 28 000 km/h pour éviter qu'ils ne retombent sur la Terre et tout cela sans les endommager. Les satellites sont tenus de résister à de nombreuses contraintes mécaniques.

- chocs sévères lors de la mise à feu des moteurs, de la séparation des moteurs et des différents étages de déploiements,
- vibrations mécaniques liées au décollage et à l'accélération, Ariane 5 passe de 0 à 440 km/h en 12 secondes.

Lorsque les satellites sont arrivés à leur destination finale, ils se trouvent dans un environnement rude où la température varie de + 150°C au soleil et de -160°C à l'ombre. Au niveau de la charge utile, les protections thermiques permettent de diminuer cette gamme de

température pour obtenir une variation de température de l'ordre de  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $+60^{\circ}\text{C}$ . En plus des températures, la charge utile est exposée aux effets nuisibles des rayonnements cosmiques et solaires.

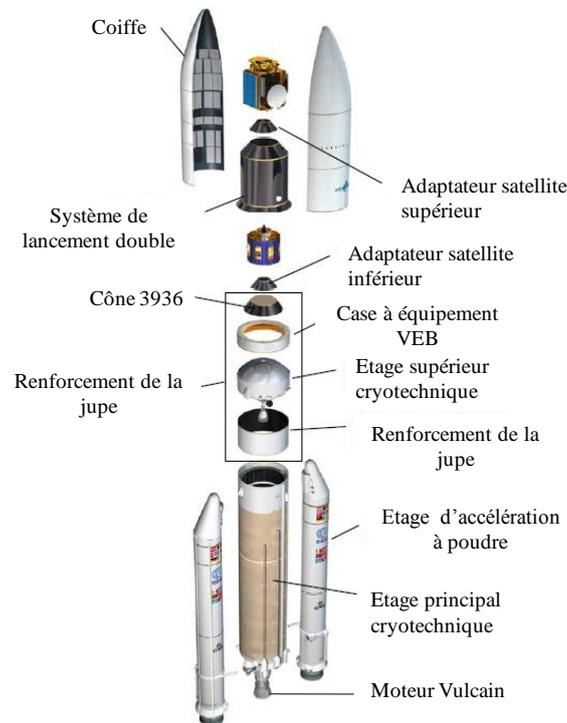


Figure I-3: Le lanceur Ariane 5

## **II.3 Besoins technologiques actuels et futurs du secteur spatial**

### **II.3.1. Les tendances actuelles de l'industrie spatiale**

A la fin de cette première décennie du XXI<sup>ème</sup> siècle, le secteur spatial européen se trouve plutôt en bonne forme. Jusqu'à présent, il a résisté à la crise économique en présentant une croissance effective. En 2008, le financement mondial des programmes spatiaux gouvernementaux atteignait le niveau record de 62 milliards dont 33 millions pour les programmes civils et le reste pour des programmes militaires ou mixtes [I-9].

Une fois de plus, la télévision par satellite s'est avérée le principal générateur de revenus. Elle représente une branche qui assure traditionnellement plus de 95% des revenus commerciaux du secteur des communications spatiales [I.10]. Le segment des services de télécommunication fixe a aussi présenté une croissance de 9% de la demande de transpondeurs. Selon les prévisions d'Euroconsult, structurellement optimiste puisqu'il s'agit

d'un cabinet de consultance du secteur spatial, le marché mondial pourrait croître de 50% avec la commande de près de 1000 nouveaux satellites d'ici 2018 [I.11].

### II.3.2 Les tendances futures de l'industrie spatial

La valeur économique du marché spatial européen est principalement due au développement intensif des applications au cours de ces dernières années. Nous trouvons comme applications trois grandes catégories distinctes : les télécommunications, la navigation/localisation, l'observation de la Terre. Le poids économique des satellites de télécommunication est fondamental et il faudra bien des années avant que les autres domaines n'atteignent des montants et des profits comparables. En ce qui concerne les tendances des nouveaux marchés, il convient de considérer avec attention les deux autres applications : la navigation et l'observation.

La navigation est le secteur qui connaît le développement le plus dynamique. Les satellites sont utilisés à des tâches très variées, de la mesure de l'intensité du trafic sur les routes à la surveillance des ours en liberté. Leur potentiel en termes de nouvelles applications quotidiennes sur toute la planète est élevé. La Commission Européenne estime à 25% la croissance annuelle de ce marché [I.12]. Le système européen Galileo doit contribuer à satisfaire des nouveaux besoins concernant le positionnement par satellites, les prévisions font état d'un marché de 275 milliards d'euros en 2020 [I.13].

L'autre innovation intéressante concerne les technologies de surveillance de la Terre. Du fait de sa relation très forte avec les utilisateurs institutionnels, cette branche était vue comme limitée. L'observation de la Terre commence aujourd'hui à être perçue comme une source significative de revenus dans l'économie. Toujours selon Euroconsult, 260 nouveaux satellites seraient lancés dans les dix années à venir afin d'observer la Terre et fournir des données météorologiques. Il faut comparer avec les dix dernières années pendant lesquelles 128 lancements de ce type ont eu lieu.

### II.3.3 L'évolution des satellites

Ces dernières années, les réflexions dans le domaine des satellites de télécommunications ont donc porté sur ces différentes pistes [I.14] :

- des satellites régénératifs capables de régénérer le signal à bord pour proposer un internet haut débit (par satellite) faible coût, accessible à des utilisateurs privés ou de très petites entreprises dans les zones rurales,
- des satellites à charge utile “idéale” entièrement numérique pour une re-programmation possible en vol. Les principales performances demandées à cette charge utile sont la capacité et la flexibilité permettant des changements de zone de trafic ou de standard de communication pendant ses 15 ans de durée de vie.

Sur ce dernier point, les améliorations des technologies numériques permettent de prévoir un remplacement progressif d’une partie de la charge utile. Toutefois, les technologies numériques ne sont pas encore capables de remplacer les technologies analogiques, en particulier dans le domaine des hyperfréquences. Parmi les principaux défis à relever en hyperfréquences pour pouvoir répondre aux besoins dans un coût raisonnable, nous pouvons citer :

- les performances des antennes : gain, pureté de polarisation et isolation permettant la réutilisation de fréquence et la diminution du nombre de réflecteurs nécessaires sur le satellite, leur pointage mécanique ou électronique,
- les performances des amplificateurs d’émission au point de vue du rendement, de la linéarité. Diminuer la consommation des amplificateurs faible bruit, des oscillateurs locaux et des changements de fréquence qui deviennent plus nombreux sur un satellite multifaisceaux et qui ne sont utilisés chacun par un nombre faible de canaux, des performances des amplificateurs de réception sur le faible bruit, leur consommation et le refroidissement,
- les performances des filtres d’un point de vue de sélectivité, pertes, isolation entre les bandes et canaux, de la masse, du volume et de la sensibilité aux contraintes thermiques.

Mais aussi de plus en plus il est important de travailler sur l’intégration de ces derniers éléments afin de diminuer la masse, le nombre d’équipements, les coûts de production, de

tests. Les évolutions principales attendues à court et à moyen terme sont des gains en termes de coût de production et d'intégration. Ces mots clés constituent la ligne directrice de notre travail de recherche qui est appliqué à la conception de filtres passe-bande en céramique en bande Ku pour des applications spatiales.

### III- Fonction de filtrage

Les filtres hyperfréquences sont des composants clés pour le traitement du signal analogique dans les systèmes de transmission (émission/réception) de l'information. Avec le développement croissant des communications spatiales et terrestres, la demande de filtres ayant des caractéristiques avancées est de plus en plus grande pour simplifier l'architecture des systèmes. Le filtrage d'un signal est une opération délicate qui consiste à traiter le signal dans une bande de fréquence souhaitée.

Un filtre microonde idéal passe bande est un réseau laissant passer des signaux ayant des fréquences comprises dans un intervalle donné appelé bande passante. Les filtres permettent de sélectionner la bande utile du signal dans le spectre électromagnétique environnant qui est de plus en plus encombré. La synthèse d'un filtre consiste à se rapprocher le plus possible des caractéristiques d'un filtre idéal, les gabarits des filtres définissent les valeurs acceptables pour une fonction de filtrage donnée (Figure I-4).

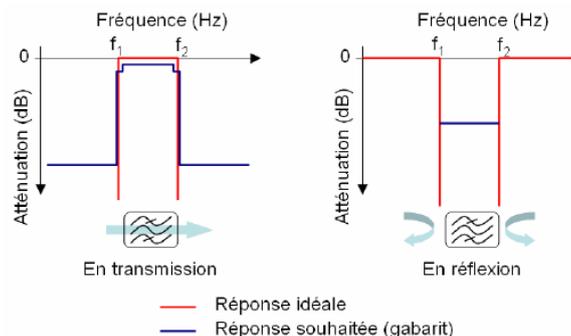


Figure I-4: Réponse idéale et exemple de gabarit

Ces fonctions peuvent être obtenues à l'aide de différentes technologies plus ou moins performantes d'un point de vue électrique (sélectivité, gain, platitude dans la bande, réjection hors bande, puissance) et d'un point de vue intégration dans les systèmes (masse, encombrement, stabilité en température). La partie électrique des contraintes est

essentiellement définie par le gabarit. Les contraintes d'intégration impliquent des choix technologiques exigeant souvent un compromis avec les caractéristiques électriques. Par exemple pour notre cas, les fonctions de filtrage intégrées dans les charges utiles de satellites de télécommunications doivent être conçues via des technologies légères et peu encombrantes tout en étant très performantes d'un point de vue électrique. En effet le poids et la masse de la charge utile d'un satellite vont directement se répercuter sur son prix de lancement. Le cahier des charges d'un filtre microondes est donc caractérisé par des contraintes électriques et physiques, mais aussi économiques.

La conception d'un filtre consiste dans un premier temps à déterminer une fonction de transfert permettant de satisfaire les propriétés électriques imposées par le cahier des charges. Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir d'un gabarit. Ce dernier renseigne sur le type du filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre.

Les principales caractéristiques électriques d'un filtre:

- La fréquence centrale ( $f_0$ ).
- La bande passante ( $\Delta f$ ).
- L'ondulation dans la bande passante.
- L'isolation hors bande.
- La réjection à des fréquences données (zéros).
- Les pertes d'insertion dans la bande passante.

Les principales caractéristiques électriques d'un filtre passe-bande elliptique sont illustrées avec la Figure I-5.

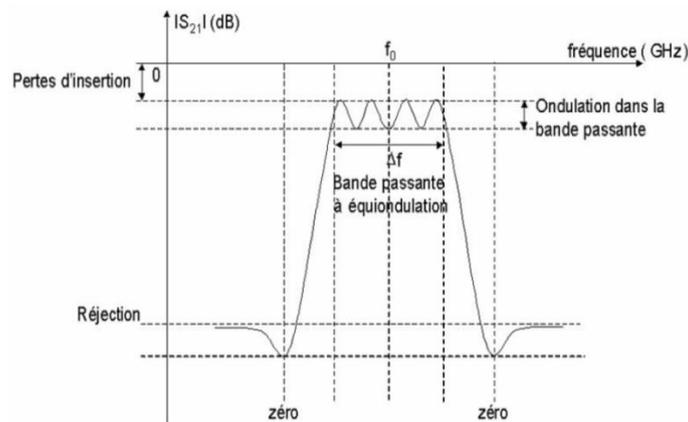


Figure I-5 : Caractéristiques électriques d'un filtre passe-bande elliptique.

Il existe trois principales fonctions de filtrages :

- Les filtres de Butterworth qui ne permettent pas d'obtenir une réjection hors bande suffisante pour la plupart des applications
- Les filtres de Tchebychev qui permettent une meilleure réjection à ordre égal que les filtres de Butterworth, mais qui possèdent une ondulation dans la bande passante.
- Les filtres elliptiques ou quasi-elliptiques qui se caractérisent par des ondulations à l'intérieur et à l'extérieur de la bande passante (Figure I-5) ; La présence de zéros de transmission en dehors de la bande conduit à une réjection optimale. Une présentation complète sur la théorie des fonctions elliptiques est expliquée dans la référence [I.15].

Lors de la conception d'un filtre, le choix de la topologie et de la technologie de réalisation est lié aux propriétés électriques et aux caractéristiques physiques qu'exige son application. Afin de pouvoir satisfaire aux spécifications demandées, nous allons recenser les différentes technologies de filtres existantes. Au travers de cette recherche nous dégagerons la technologie la plus adaptée aux contraintes de filtrage imposées. La théorie des filtres est plus détaillée dans le dernier chapitre.

## IV- Description des différentes technologies de filtre

Dans cette partie, une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage est menée. Ainsi trois grandes familles de filtre seront analysées, la technologie

planaire, la technologie volumique et les filtres agiles. Une synthèse des avantages et des inconvénients de chaque technologie permettra au final de proposer la technologie adaptée aux contraintes et performances de filtrage à atteindre.

## IV.1 Les filtres planaires

Les filtres planaires sont le plus souvent réalisés avec l'aide d'une plaque de diélectrique appelée le substrat sur laquelle de fines couches métalliques sont déposées sur l'une voire les deux faces du substrat.

### IV.1.1 Fabrication

Le substrat qui compose le filtre planaire peut être de nature inorganique cristalline (céramique de type Alumine par exemple) ou au contraire il peut être de nature organique (verre, matières carbonées). La sélection concernant ce substrat se fait principalement sur les caractéristiques électriques du diélectrique (permittivité, tangente de pertes), sur des critères mécaniques et thermiques (coefficient de dilatation thermique, conductivité thermique) et bien entendu le coût.

Ensuite les couches de métallisations composées le plus souvent d'or, d'argent ou de cuivre sont déposées. Plusieurs techniques de dépôt peuvent être employées telles que la sérigraphie, électrolyse, laminage et pressage à chaud. Cette couche de dépôt est ensuite délimitée par différents procédés de gravure ou d'usinage.

### IV.1.2 La technologie coplanaire

Une structure coplanaire est présentée sur la Figure I-6. La ligne métallique du signal est entourée de part et d'autre, sur la même face du substrat, par deux conducteurs de masse.

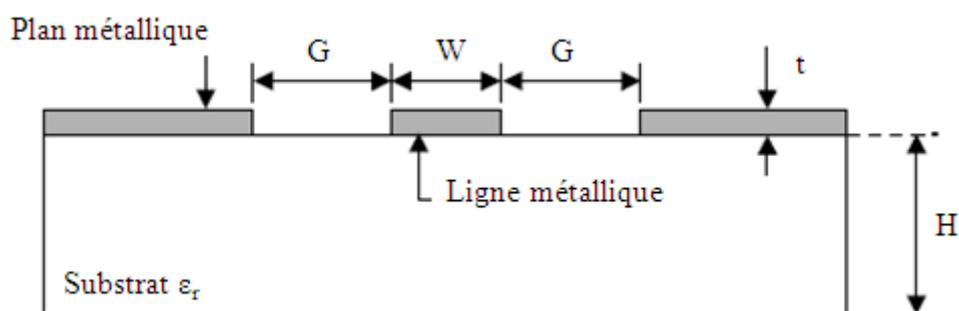


Figure I-6 : Vue en coupe d'une ligne coplanaire

La répartition de champs électromagnétiques est représentée sur la Figure I-7

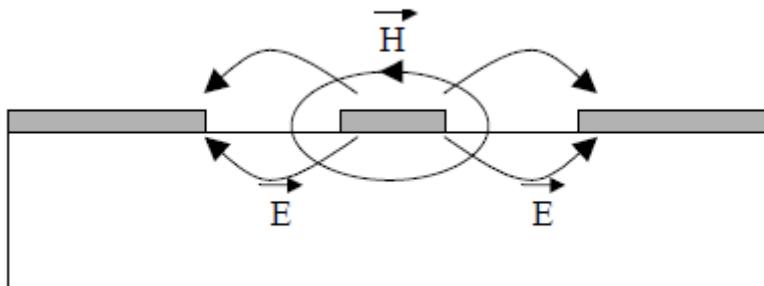


Figure I-7 : Représentation des champs électromagnétiques du mode quasi TEM

Il est à noter que se superpose à ce mode un second mode de propagation quasi TEM du fait de la présence de trois conducteurs, correspondant à un mode de fente entre le signal et la masse. Pour l'éliminer, généralement des ponts à air sont utilisés pour maintenir les deux plans de masse au même potentiel. Il peut aussi exister un autre mode de plaque lorsque la face intérieure du substrat est métallisée. La contribution de ce mode est cependant faible lorsque l'épaisseur du substrat est forte par rapport à la dimension des fentes coplanaires.

L'un des gros avantages de cette technologie est la facilité d'intégration et de report d'autres structures, comme les MMIC [I.16]. De plus des structures quart d'ondes sont très faciles à réaliser puisque le signal et la masse sont sur la même face du substrat. Des courts-circuits sont alors aisément obtenus.

Dans la littérature, nous pouvons trouver l'utilisation de la technologie coplaire à la réalisation de filtres [I.17], [I.18]. Les limitations de cette technologie concernent les pertes qui sont assez importantes et les coefficients de qualité à vide faibles.

#### IV.1.3 La technologie triplaque

La technologie triplaque se résume par l'utilisation d'un ruban métallique au sein d'un substrat donc un bloc de diélectrique. Dans la littérature, nous pouvons trouver l'utilisation de la technologie triplaque à la réalisation de filtres [I.19], [I.20]. Les plans de masse se trouvent sur les faces extérieures. La structure peut être symétrique c'est-à-dire que la ligne métallique se situe au milieu du bloc de diélectrique donc à égale distance des deux plans de masse

comme nous pouvons l'observer sur la Figure I-8. Elle peut être toutefois asymétrique, dans ce cas la ligne métallique est plus proche de l'un des plans de masse.

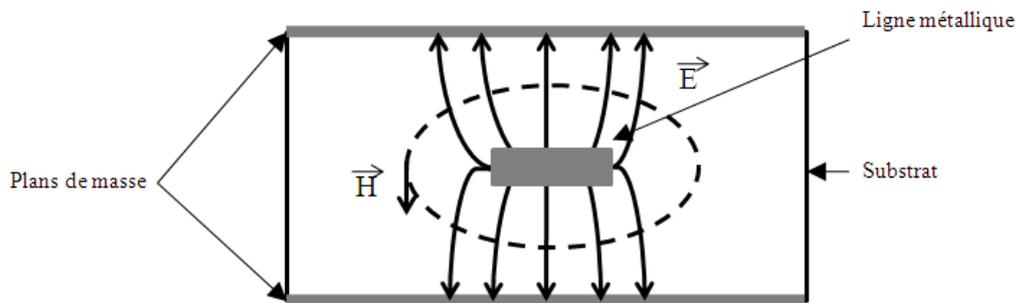


Figure I-8 Configuration des champs électromagnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaque

Trois conducteurs sont utilisés dans cette technologie, donc deux modes différents peuvent exister comme le cas de la technologie coplanaire, or un seul mode est exploitable c'est pour cela que les plans de masse des filtres utilisant cette technologie sont souvent percés et connectés afin d'empêcher l'installation du mode parasite.

La technologie triplaque permet donc de réaliser des filtres compacts en utilisant une valeur de permittivité élevée de la structure. Elle permet aussi la limitation des parasites électromagnétiques du fait des plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat. L'inconvénient de cette technologie concerne les dispersions technologiques qui ont un impact sur la réponse électrique en raison de l'immersion totale de la ligne dans le substrat. Les limitations de cette technologie concernent les pertes qui sont assez importantes et les coefficients de qualité à vide faibles.

#### IV.1.4 La technologie microruban

Cette technologie est constituée d'une ligne métallique située sur une face du substrat, le plan de masse se trouvant sur l'autre face. Une structure microruban est présentée sur la Figure I-9.

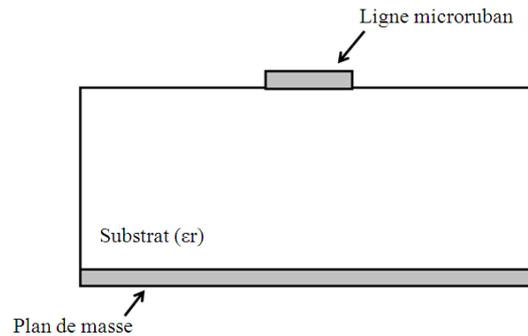


Figure I-9 : Vue en coupe d'une ligne microruban

La propagation des champs électromagnétiques sur une ligne microruban n'est pas purement transverse électromagnétique (TEM) à cause de la différence de milieu de part et d'autre de la ligne (substrat et air). La répartition des champs électromagnétiques sur une telle ligne est représentée sur la Figure I-10.

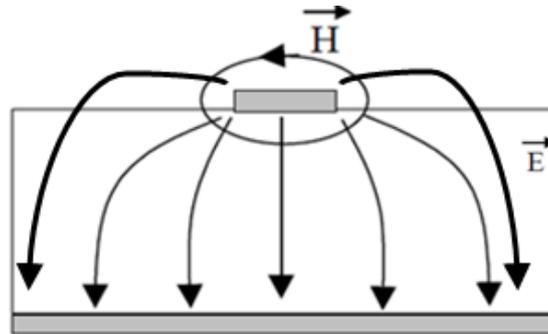


Figure I-10 : Représentation des champs électromagnétiques d'un mode quasi TEM

Un des paramètres à prendre en compte afin de concevoir un filtre avec cette technologie concerne les pertes engendrées par la ligne elle-même. Pour une ligne microruban, les pertes peuvent avoir trois origines, les pertes diélectriques, les pertes métalliques et les pertes par rayonnement.

Nous allons présenter à la suite, différentes topologies de filtres qui peuvent être réalisées en utilisant cette technologie planaire microruban.

#### IV.1.4.1 Les filtres à stubs

Ces filtres sont utilisés pour des rapports de bande moyens à larges, entre 20 et 80%. Le filtre à stubs (court-circuit (CC) ou circuit ouvert (CO)) est certainement la plus classique. La synthèse de telles structures proposée par G. Matthaei [I.21] est développée à partir de

prototype passe bas avec inverseurs quart d'onde. Les résonateurs sont réalisés à partir des stubs quarts d'onde court-circuités. Cette synthèse permet d'un dimensionnement des éléments du filtre dont le schéma de principe est décrit par la Figure I-11.

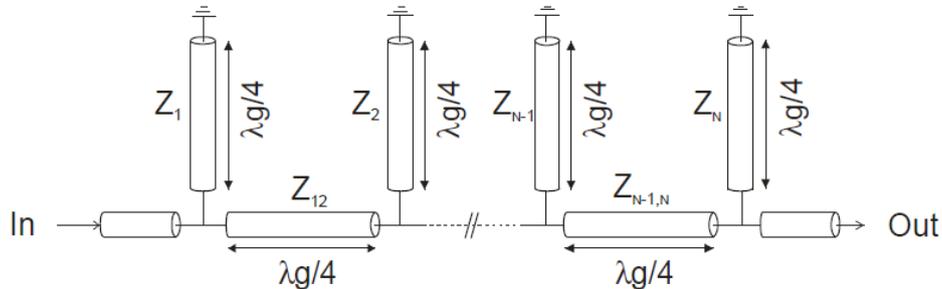
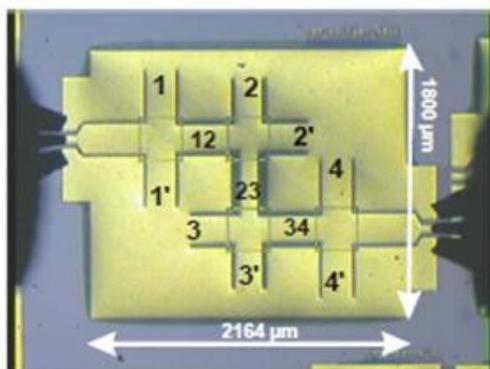
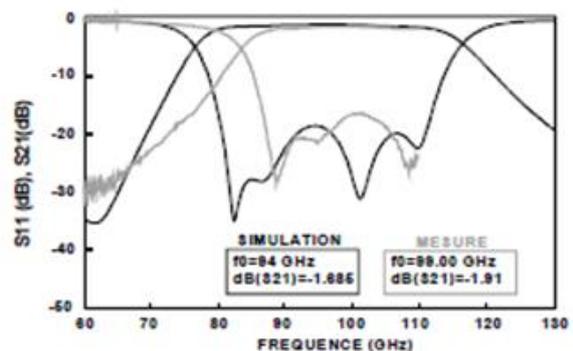


Figure I-11: Filtre passe bande à stubs quart d'onde

Nous pouvons trouver dans la littérature scientifique des filtres à stubs repliés. Cette topologie est développée en repliant les stubs, la Figure I-12 illustre un exemple d'un filtre à stubs replié d'ordre 4 obtenu à partir d'un filtre à stubs. L'intérêt d'une telle structure est de favoriser l'apparition des couplages entre résonateurs non-adjacents [I.22]-[I.23]. Ainsi on crée un zéro de transmission dont la fréquence dépend de la nature du couplage créé. Dans la référence [I.23] les stubs sont en terminaison court-circuit, ce qui génère d'un couplage magnétique entre les stubs n° 1-3 et 2-4. La réponse d'un tel filtre Figure I-12 présente une bande passante de l'ordre de 37% et des pertes d'insertion de l'ordre de 1,68 dB à une fréquence de 90 GHz.



a)



b)

Figure I-12 : a) Filtre passe bande à stubs repliés, b) Résultats de simulation HFSS et mesures

#### IV.1.4.2 Les filtres à lignes couplées

Cette topologie est utilisée pour réaliser des filtres dont la bande passante est inférieure à 20%. C'est la topologie de filtre la plus connue pour le filtrage faible bande, elle est basée sur l'utilisation de résonateurs demi-onde et lignes couplées quart d'onde qui est représenté par la figure I-13 [I.24]-[I.25]. L'ordre du filtre est égal à  $N-1$  où  $N$  est le nombre de lignes couplées. Pour de tels filtres, le niveau de sélectivité est étroitement lié aux niveaux de couplages. Les valeurs des différents éléments du filtre sont calculées en fonction des impédances des modes pairs et impairs pour chacune des lignes couplées.

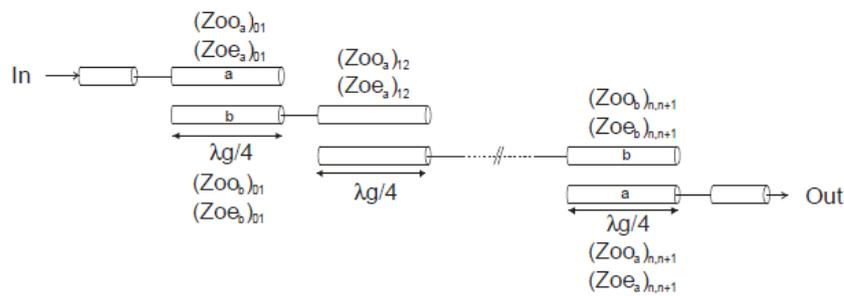


Figure I-13 : Filtre passe bande à lignes couplées

L'encombrement de la structure à lignes couplées est important, il est possible de rendre la plus compacte en utilisant la topologie Hairpin [I.26]-[I.27] comme nous montre la Figure I-14.

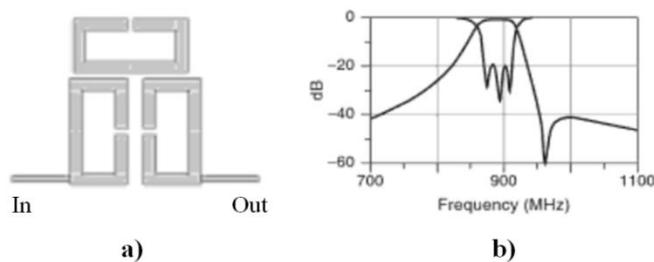


Figure I-14 : Filtre Hairpin passe bande d'ordre 3 [I.27]

Les filtres hairpin restent, néanmoins, des filtres à bande étroite ou moyenne. En effet, pour obtenir une large bande passante, il faut être en mesure de réaliser de forts couplages.

## IV.1.4.3 Les filtres DBR (Dual Behaviour Resonator)

Le résonateur DBR est une topologie se composant de deux stubs mis en parallèle à terminaison circuit ouvert dont les caractéristiques électriques diffèrent soit en termes de longueur électrique soit d'impédance. Ces deux stubs ont des comportements duaux, c'est-à-dire à la fois passe bande et coupe bande. Le comportement coupe bande vient de deux stubs qui créent deux zéros de transmission à deux fréquences différentes. Le comportement passe bande est assuré par la recombinaison constructive qui apparaît entre les deux zéros. Le résonateur élémentaire est donc caractérisé par un pôle et deux zéros de transmission, ces trois paramètres sont totalement indépendants dans le cas général. La Figure I-15 présente trois filtres DBR [I.28] avec des versions : classique, semi-repliée et repliée. Ces versions de filtre ont été réalisées pour miniaturiser le filtre au maximum. La Figure I-15d représente la mesure de la réponse en fréquence de ces différentes versions de filtre.

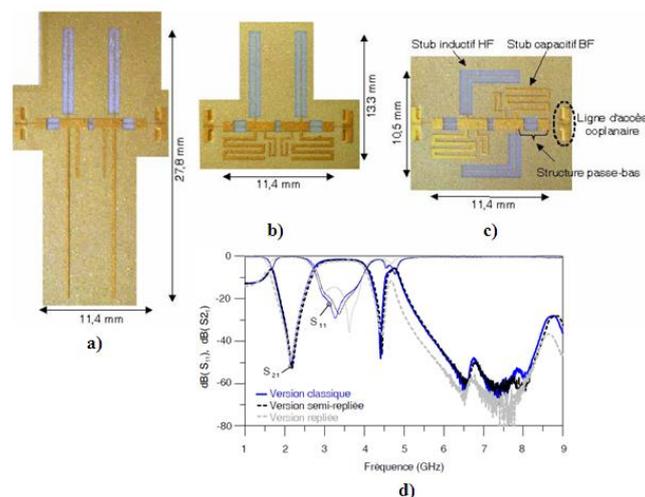


Figure I-15: Résonateurs DBR, a) classique, b) semi-repliée, c) repliée, d) mesures des filtres

La réponse des filtres présentée par la Figure I-15d montre clairement que le repliement des stubs n'a pas d'influence notable sur la réponse. Ce type de filtre permet, par le jeu des combinaisons des pôles et des zéros, de créer des réponses où l'on maîtrise la position des zéros, donc la possibilité de réaliser des filtres très sélectifs. Pour cela, toutes les dimensions des lignes et leurs impédances associées sont des variables d'ajustement, ce qui offre beaucoup de degrés de liberté mais complexifie également la conception.

Néanmoins, ces filtres sont plutôt restreints aux bandes étroites du fait des différences d'impédances nécessaires.

#### IV.1.4.4 Les filtres interdigités

La topologie interdigitée [I.29] est composée d'un réseau de lignes couplées quart d'onde ayant des terminaisons alternées circuit ouvert, court circuit (Figure I-16). Les accès sont réalisés par couplage entre les lignes à terminaison court circuit (0, n+1) et les résonateurs (1, n).

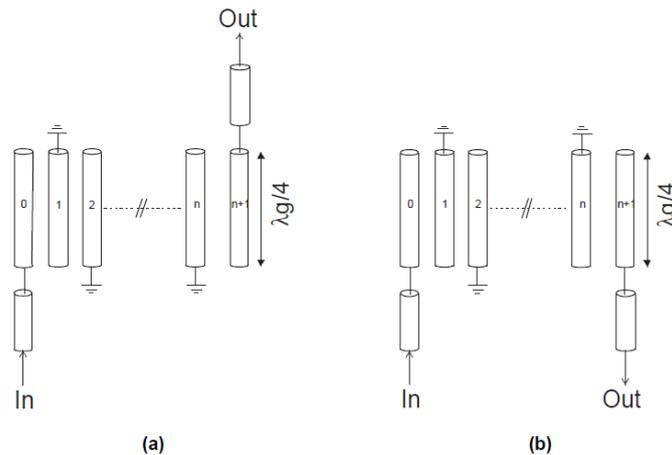


Figure I-16: Filtres interdigités : (a) n pair, (b) n impair

Les filtres interdigités sont adaptés aux bandes moyennes et larges du fait des forts couplages réalisables entre ses résonateurs. Ces filtres sont parmi les plus compacts, cependant ce sont aussi les filtres les plus sensibles aux dispersions de fabrication, que ce soient la dispersion sur les vias ou la dispersion sur les gaps.

#### IV.1.4.5 Les filtres combine

Le filtre combine : La technologie combine [I.30] est constituée d'un réseau de résonateurs parallèles couplés, chargés d'une part par une terminaison court-circuit et d'autre part par une capacité (Figure I-17a). Les accès sont réalisés par couplage entre les lignes à terminaison court circuit (0, N+1) et les résonateurs (1, n). L'utilisation de charge capacitive réduit légèrement la longueur des résonateurs, ainsi les résonateurs ont une longueur inférieure à  $\lambda g/4$  à la fréquence de résonance.

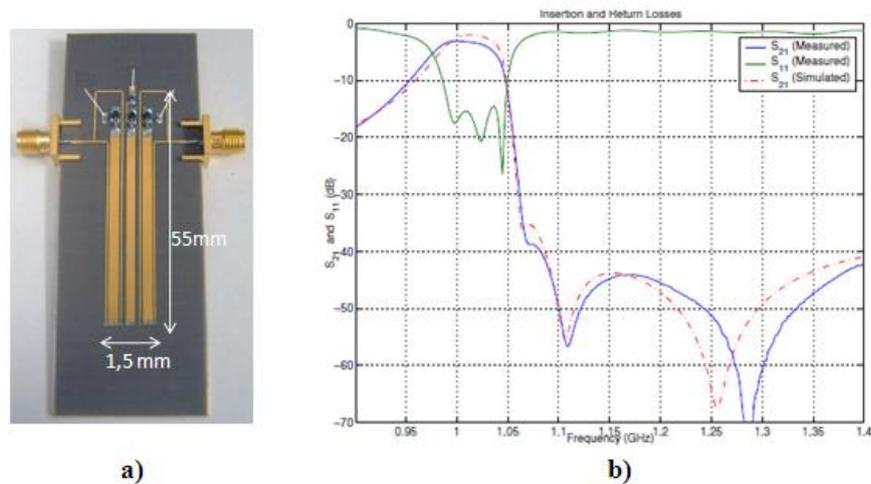


Figure I-17 : Filtre combine [I.30]

Le filtre représenté par la Figure I-17a a été réalisé sur un substrat Cuclad d'une épaisseur de 635  $\mu\text{m}$  possédant une permittivité  $\epsilon_r = 2,2$  et avec une hauteur de métallisation de 10  $\mu\text{m}$ . La réponse obtenue de ce filtre est représentée avec la Figure I-17b, on peut distinguer que les pertes d'insertion obtenues avec ce filtre est de l'ordre de -4dB, avec une réflexion de l'ordre -15 dB pour une bande passante de 50 MHz à 1020 MHz à 1 GHz.

Cependant, l'ajout d'éléments localisés rend les filtres combine assez peu pratiques pour les technologies à plusieurs couches. De plus les bandes larges ne sont généralement pas réalisables.

## **IV.2 Les autres technologies planaires**

### **IV.2.1 La technologie multicouches**

Les technologies multicouches sont composées de différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés et peuvent être utilisées soit en technologie microruban soit en technologie coplanaire ou en technologie triplaqué également (Figure I-18).

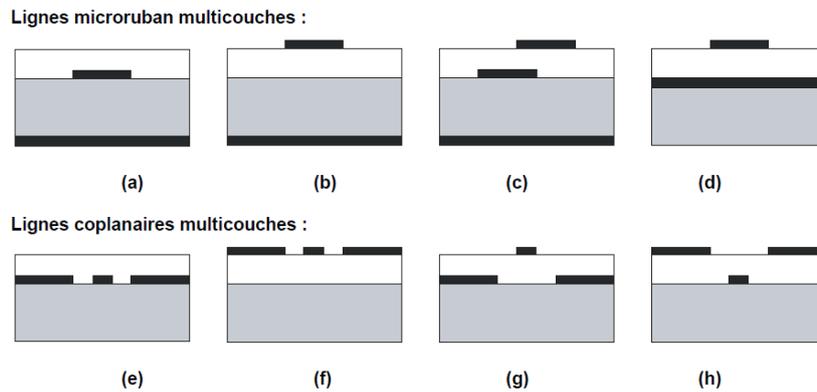


Figure I-18 : Technologie multicouche : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin film microstrip), (e) coplanaire enterrée, (f) coplanaire et (g)-(h) coplanaire multi-niveaux [I.31]

- L'utilisation de cette technologie offre de nombreux avantages par rapport aux technologies planaires classiques :
  - ◆ la possibilité d'utiliser les différentes couches comme support des différents éléments augmente la compacité des systèmes et leur efficacité.
  - ◆ Il est possible de réaliser des lignes partiellement couplées sur deux niveaux de métallisation différents afin d'atteindre des niveaux de couplages importants [I.32],
  - ◆ l'utilisation de surcouches diélectriques permet l'égalisation des vitesses de phase entre les modes pairs et impairs des lignes couplées,
  - ◆ une augmentation de la gamme d'impédances synthétisables : en combinant des approches lignes micro-rubans sur substrat de faible épaisseur et lignes semi-coplanaires sur substrat de faible permittivité, il est possible d'obtenir des valeurs d'impédance très fortes ou très faibles.

Le principal inconvénient de cette technologie est la complexité du processus technologique par rapport aux technologies planaires classiques.

#### IV.2.2 La technologie LTCC

La technologie LTCC consiste à empiler des plaques diélectriques, préalablement munis de motifs conducteurs, résistances, capacités et de trous métallisés (via) pour les connexions

entre les plaques. La technologie LTCC permet la structuration tridimensionnelle 3D en haute précision et l'intégration verticale des circuits. Ainsi les capacités d'intégration 3D sont une bonne option pour augmenter la densité des composants diminuant la taille globale des structures et les coûts de design [I.33].

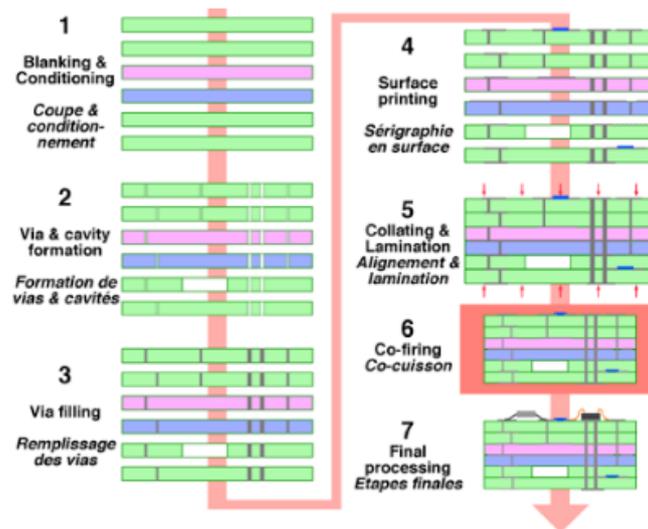


Figure I-19 : Principe de fabrication d'un circuit LTCC

Donc il est possible de réaliser par exemple des modules fortement intégrés [I.34] et des filtres millimétriques [I.35]. Les principales difficultés rencontrées avec ce procédé sont essentiellement liées aux phénomènes de retrait lors de leur co-cuisson des couches et de dilatation thermique inter-couches qui se répercutent sur les précisions d'alignement et de superposition.

#### IV.2.3 La technologie HTS (High Temperature Superconducting)

D'un développement récent, la technologie HTS représente une solution viable pour réaliser des filtres de petite taille, d'ordre élevé avec de faibles pertes d'insertion. Cette filière technologique est basée sur l'utilisation d'encre supraconductrice pour réaliser des circuits [I.36]-[I.37]. Elle permet l'amélioration du coefficient de qualité des résonateurs par le fait de l'amélioration des pertes conductrices [I.38]-[I.39]. Les wafers d'HTS sont constitués de couches supraconductrices situées sur un substrat diélectriques de faibles pertes. Les substrats généralement utilisés sont composés de l'aluminate de lanthane ( $\text{LaAlO}_3$ ,  $\epsilon_r=24$ ) et de l'oxyde de magnésium ( $\text{MgO}$ ,  $\epsilon_r=9,5$ ) [I.40]. Un résonateur demi-onde en technologie microruban réalisé avec de l'or sur un substrat de  $\text{LaAlO}_3$  possède un facteur de qualité à vide

Q0 de l'ordre de 400, en remplaçant la couche d'or par la couche HTS, le facteur de qualité atteint 30000.

Bien qu'efficace, cette technologie est soumise à certaines limitations. En effet la technologie HTS n'est efficace que sous certaines conditions thermiques [I.41] qui ne peuvent être atteintes uniquement qu'en présence d'enceintes cryogéniques. Ce dernier point constitue l'inconvénient majeur de ces technologies pour des raisons d'encombrement important. De plus, le HTS a un effet non linéaire lorsque la densité de courant augmente dans le conducteur. Ceci se traduit par une diminution de la conductivité et, par conséquent, une diminution du coefficient de qualité du résonateur. Cet aspect limite donc l'utilisation des supraconducteurs à des puissances faibles, de l'ordre du milliwatt.

#### IV.2.4 La technologie membrane

Comme nous le montre la Figure I-20 la technologie membrane se traduit le plus souvent par l'utilisation d'une ligne métallique déposée sur une fine couche de diélectrique de faible permittivité [I.42]-[I.43]. La couche de diélectrique qui est de faible épaisseur de l'ordre de quelques micromètres est suspendue dans l'air au dessus d'un plan de masse (Figure I-20). La faible épaisseur et la faible permittivité de la couche de diélectrique rendent l'effet de celle-ci négligeable. Cette topologie permet donc de créer un mode TEM se propageant comme si nous avions une ligne de transmission microruban classique dont le substrat est de l'air.

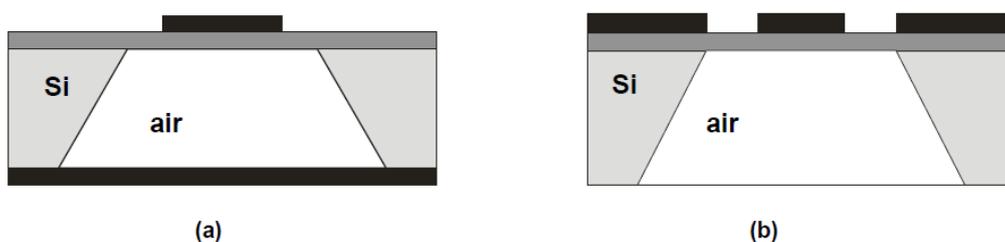


Figure I-20 : Topologies de lignes de transmission en technologie membrane microruban (a) et coplanaire (b)

Cette technologie utilisée pour minimiser les pertes des lignes en haute fréquence présente les avantages suivants :

- l'épaisseur très faible du substrat implique une forte diminution des pertes diélectriques,
- la permittivité proche de celle de l'air conduit à une augmentation de la largeur des conducteurs chauds. Ainsi, les structures sont moins sensibles à la dispersion technologique,
- d'autre part, la membrane permet de minimiser les phénomènes de dispersion et d'éliminer les modes de boîtier.

L'inconvénient majeur de cette filière technologique concerne la gamme d'impédances accessibles. En effet, si la permittivité effective faible est un avantage vis-à-vis de la sensibilité et des pertes, elle réduit considérablement les valeurs d'impédances technologiquement réalisables.

#### IV.2.5 La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide)

Le concept de filtre SIW [I.44] associe l'utilisation d'une technologie de réalisation plane de type microruban et le fonctionnement de cavités dans lesquelles vont exister des modes volumiques. Les cavités sont incluses dans le substrat et sont délimitées pour les faces supérieures et inférieures par des plans métalliques et pour les faces latérales par des rangées de trous métallisés nous pouvons voir un exemple de filtre SIW sur la Figure 21.

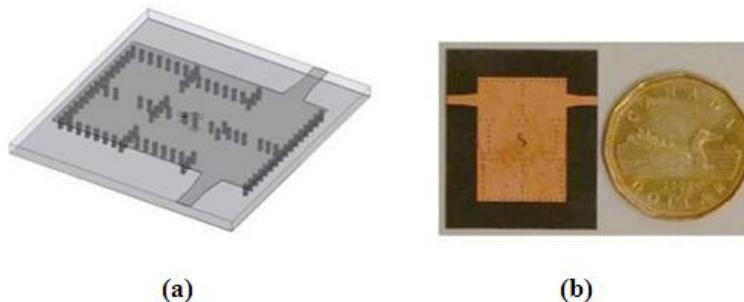


Figure 21 : Exemple d'un filtre SIW [I.45]

Ces vias doivent avoir un diamètre et un espacement suffisamment faibles pour apparaître comme des murs électriques réels parfaits à la fréquence de résonance du mode considéré. Cependant, la substitution de murs électriques réels par des trous métallisés implique que certains modes ne peuvent pas résonner. L'alimentation des cavités se fait grâce

à une transition propre au mode excité. Ainsi, le circuit peut facilement être connecté aux autres éléments de façon planaire.

### **IV.3 Les filtres volumiques**

Les filtres volumiques utilisent les propriétés des champs se propageant à l'intérieur de guides ou s'établissent dans des cavités grâce aux modes de résonances. Grâce à leurs modifications et interactions, des fonctions de filtrages passe-bande sont réalisées. La fréquence de résonance dépend de la taille des cavités ou des résonateurs alors que la bande passante est contrôlée grâce aux couplages inter-cavités ou inter-résonateurs pour le cas des filtres à résonateurs diélectriques.

Les technologies volumiques se basent sur l'utilisation de guides d'ondes pour réaliser les filtres (guides d'ondes rectangulaires ou circulaires, coaxiaux, résonateurs diélectriques ou cavités métalliques). De plus, ils présentent une meilleure stabilité thermique si on les compare aux filtres planaires et tolèrent les signaux de fortes puissances.

Grâce à un fort coefficient de qualité à vide, leur réponse, en plus d'être très sélective dans la bande et avec de fortes réjections en dehors, présente très peu de pertes d'insertion. Les filtres volumiques sont classés en trois catégories : les filtres à résonateurs diélectriques, à guides ou à cavités métalliques.

Il existe différentes techniques pour exciter de tels filtres :

- lignes microrubans.
- sondes magnétiques ou électriques.
- guides d'ondes.

#### **IV.3.1 Les filtres à résonateurs diélectriques [I.70]-[I.73]**

Cette technologie est apparue vers la fin des années 60 avec l'utilisation de résonateurs en oxyde de Titane ( $\text{TiO}_2$ ) avec de très forts  $Q_0$  (10 000) [I.46]. De plus, la tangente de pertes présentée était très faible ( $\tan\delta = 10^{-4}$ ).

De nos jours grâce aux progrès technologiques sur les matériaux, des coefficients de qualités proches de 200 000 peuvent être atteints à la température ambiante [I.47] sur des résonateurs à géométrie particulière en l'occurrence à réflecteur de Bragg en saphir. Pour la réalisation d'un filtre, un cylindre métallique est utilisé autour des résonateurs pour assurer un blindage et éviter les pertes par rayonnement. Un tel filtre est présenté figure I-22. Les différents résonateurs sont couplés entre eux par des iris de couplage.

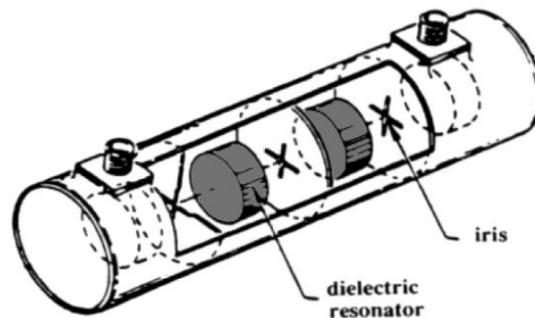


Figure I-22 : Filtres à résonateurs diélectriques

De nombreux articles sont disponibles dans la littérature [I.48]-[I.49]. Cependant, avec la montée en fréquence des circuits, ces filtres sont pénalisés par les pertes de leurs systèmes d'excitation. De plus, leurs faibles dimensions les rendent difficilement usinables. C'est pourquoi, aux fréquences millimétriques, ils sont utilisés sur leur mode de galeries conduisant à des volumes plus gros [I.50] avec de meilleures performances.

Une autre solution consiste à utiliser des résonateurs à modes duaux pour diminuer l'encombrement total en diminuant le nombre de résonateurs. C'est le cas du filtre [I.51] que nous pouvons observer sur la figure 23. Le filtre 4 pôles est composé de deux résonateurs cylindriques en NGK/NTK-F31 avec une permittivité  $\epsilon_r = 34$  et une tangente de perte  $\tan\delta = 5.10^{-5}$ . Les résonateurs fonctionnent sur un mode TM dual à 4,35 GHz. Ils sont insérés dans une cavité et excités par des sondes et le couplage est réalisé par un champ magnétique.

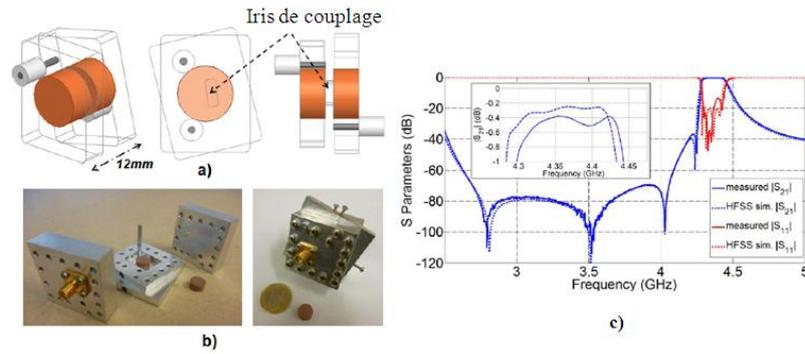


Figure I-23 : (a) Modèle HFSS, (b) Photos du filtre, (c) Réponse du filtre

Ce filtre possède un facteur de qualité à vide proche de 1750, des pertes d'insertion de 0,38dB et le niveau de réflexion dans la bande est de -14 dB autour de 4,3 GHz.

#### IV.3.2 Les filtres à cavités métalliques

Leur apparition date du début des années 40. De forts coefficients de qualité peuvent être atteints (supérieurs à 20 000) conduisant à des bandes passantes relatives de l'ordre de 0,1 % avec peu de pertes.

Afin de diminuer leur poids et leur encombrement, ils sont généralement utilisés suivant des modes duaux, grâce à l'utilisation des cavités hyperfréquences bi-modes. Ces modes duaux ont la particularité de présenter deux polarisations orthogonales à la même fréquence. On peut alors créer des filtres à  $2N$  pôles avec  $N$  résonateurs. Les polarisations du mode dual sont couplées entre elles par l'introduction d'une discontinuité à 45 °C des axes d'excitation. L'orthogonalité entre ces deux polarisations est alors rompue. Généralement, des vis sont utilisées pour réaliser cette discontinuité. Dans la littérature, nous pouvons trouver de nombreux articles [I.52]-[I.53].

La figure I-24 présente un tel filtre :

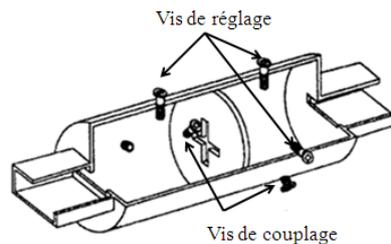


Figure I-24 : Filtres à cavités métalliques

Les limitations de ce type de structures sont principalement liées à l'encombrement, au poids, au coût, ainsi qu'à la difficulté à reproduire en grande série ce genre d'équipement. En effet, ces filtres nécessitent un réglage post réalisation important. Celui-ci est effectué grâce à des vis permettant de modifier non seulement le couplage mais aussi les fréquences de résonance des cavités tout en permettant de compenser les imprécisions de réalisation. Le réglage se faisant individuellement pour chaque cavité, cette phase peut être assez longue.

#### IV.3.3 Les filtres à guides d'ondes

Pour des questions d'encombrement, ils sont généralement utilisés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Leur utilisation se situe en tête ou en queue des chaînes de réception des satellites car ils présentent peu de pertes [I.55] et permettant de traiter des bandes passantes relatives adéquates pour cette application. Les fonctions les plus simples à réaliser sont de type Tchebychev ou Butterworth. La figure I-25 présente un filtre en guide d'onde :

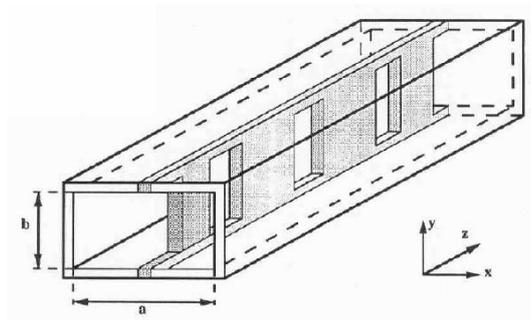


Figure I-25 : Filtres à guide d'ondes

Les inserts métalliques placés dans le sens parallèle au champ électrique du mode fondamental assurent la fonction de filtrage. Au niveau des fentes de la lamelle métallique, des réflexions vont se produire, permettant ainsi de sélectionner une bande fréquentielle. L'absence de diélectrique et le recours à de bons conducteurs permettent de limiter les pertes. Un des inconvénients avec cette structure est la difficulté à réaliser des fonctions de filtrage plus complexes comme les gabarits elliptiques.

Dans la suite, nous allons évoquer les technologies des filtres qui nous intéressent plus directement, c'est-à-dire les filtres IMUX et OMUX se trouvant dans les satellites de télécommunications.

#### IV.3.4 Technologies des Filtres d'IMUX

Les caractéristiques électriques des filtres d'IMUX doivent présenter :

- une bande étroite (bande passante relative inférieure à 2%),
- une forte sélectivité supérieure à 40 dB,
- une ondulation d'amplitude faible inférieure 0,5 dB sur la totalité de la bande,
- une faible variation du temps de propagation de groupe.

Pour répondre à ces caractéristiques, les filtres d'IMUX doivent présenter une réponse typiquement pseudo-elliptique. Ils sont généralement réalisés grâce à des cavités chargées par des résonateurs diélectriques de faibles pertes diélectriques. L'utilisation de matériaux diélectriques de forte permittivité permet une concentration des lignes de champ électromagnétique dans un volume global réduit. Ce procédé permet donc une réduction de l'encombrement et de la masse du filtre.

De plus, ces structures utilisent généralement des modes duaux ; deux modes résonnants sont excités dans la même cavité. Cette technique permet la réduction par un facteur 2 du nombre de cavités requises pour répondre à une fonction de transfert donnée avec un nombre de pôles donné. Le nombre de pôles d'un filtre d'IMUX est d'environ, 8 à 10 ce qui correspond à 4 ou 5 cavités.

#### IV.3.5 Technologies des Filtres d'OMUX

Un filtre OMUX se situe à la sortie de chaque canal, après le module amplificateur. Il a pour rôle de sélectionner le signal bande étroite du canal et donc éliminer les signaux parasites créés par les amplificateurs.

Les caractéristiques de ce filtre sont extrêmement sévères de par sa situation entre l'amplificateur de puissance et l'antenne d'émission. Ses pertes doivent être extrêmement faibles. En outre, les pertes dissipées par effet Joule produisent une forte chaleur, difficile à évacuer dans l'espace. Ceci peut conduire à de fortes dérives en fréquence et à des dégradations de composants. De plus, la puissance rayonnée peut se voir fortement diminuée par les pertes engendrées par le filtre.

La sélectivité doit être relativement forte, car les différents canaux destinés à être multiplexés peuvent présenter des bandes passantes très proches.

Les caractéristiques des filtres d'OMUX sont donc les suivantes :

- une bande passante de quelques dizaines à la centaine de MHz,
- de très faibles pertes ( $<0,5\text{dB}$ ),
- une forte sélectivité,
- une bonne dissipation thermique.

#### **IV.4 Les filtres agiles**

De nombreuses technologies sont utilisées pour réaliser l'accordabilité en fréquence des filtres microondes. Ces technologies peuvent être regroupées en cinq catégories.

##### **IV.4.1 Semi-conducteurs**

L'association de filtre avec des semi-conducteurs est fréquente afin de rendre le filtre accordable. Des composants offrent d'excellentes performances en termes de tension de polarisation et de temps de commutation. De plus, l'intégration de semi-conducteurs est actuellement bien maîtrisée. Ils sont commercialisés en grande quantité et à des coûts réduits [I.56].

Nous trouvons comme semi-conducteurs pour réaliser l'accordabilité en fréquence :

- Micro-commutateurs : ils sont réalisés par des diodes (le plus souvent par des diodes PIN) et les transistors. Leurs caractéristiques principales sont le temps de commutation et la résistance série dont l'ordre de grandeur varie entre 1 ns et 100 ns et 0.1  $\Omega$  et quelques ohms, respectivement, en fonction de la technologie. La figure I-26 présente un exemple de ce type de solution, dans laquelle, un transistor FET est ajouté à l'extrémité des résonateurs, pour obtenir une variation autour de 50% de la fréquence centrale de 10 GHz [I.57].

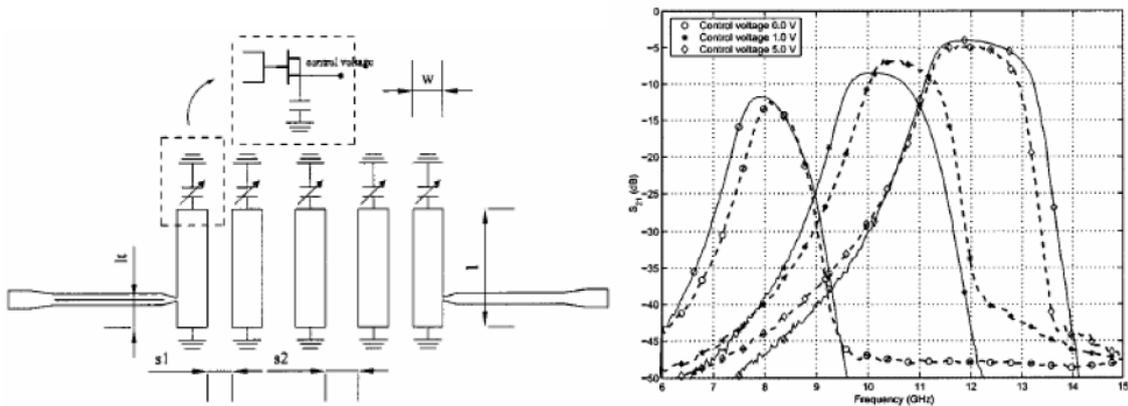


Figure I-26: Filtres à micro-commutateurs

- Varactors (capacités variables) : ils sont réalisés en utilisant des diodes Schottky polarisées en inverse ou par de MOFSFETs. Leurs caractéristiques principales sont identiques à celles des micro-commutateurs actifs.

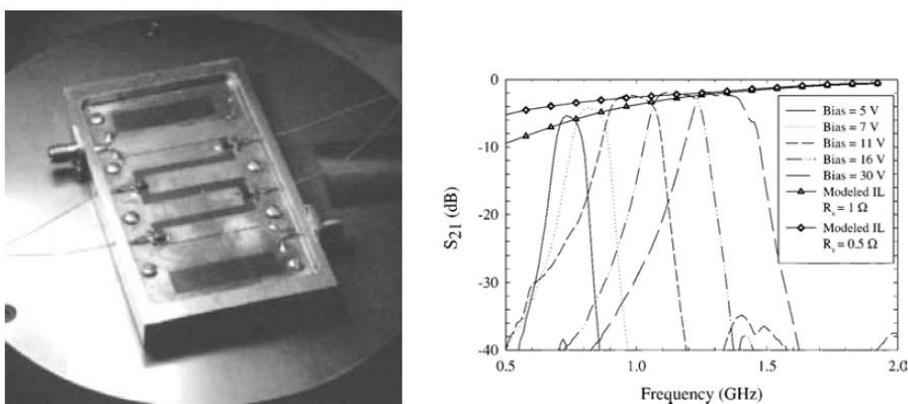


Figure I-27: Exemple de filtre accordable utilisant des varactors [I.58]

- Inductances variables : ce sont des composants actuellement en cours d'étude et de développement [I.59]. La réduction de la taille des inductances a toujours été un challenge, et en faire un composant accordable s'avère être un thème de recherche récurrent.

Les filtres à semi-conducteurs présentent certaines limitations en termes de pertes, de non linéarités, de bruit. En effet, les pertes diélectriques issues du substrat sont fortes et l'aspect semi-conducteur engendre non seulement des non linéarités mais aussi du bruit néfaste au facteur de bruit global pour la chaîne de transmission.

#### IV.4.2 La technologie MEMS

Les MEMS (Micro-Electrical Mechanical System) sont des micro-systèmes mécaniques dont certaines parties les constituant peuvent être déplacées ou déformées. Dans le domaine des dispositifs accordables, les MEMS exploitent une action mécanique pour modifier les propriétés électriques. Ils ont été développés depuis les années 70 pour réaliser des capteurs de température ou de pression et d'autres appareils de détection. Ils connaissent depuis une évolution au niveau commercial et militaire. Les filtres RF-MEMS sont amenés à concurrencer les filtres conventionnels dans les communications pour mobile.

Des commutateurs MEMS mis en cascade peuvent s'intégrer dans les circuits hyperfréquences planaires ou volumiques et les rendre accordables sur une bande large de fréquence. Pour concevoir des filtres accordables, il suffit d'intégrer des commutateurs MEMS capacitifs ou ohmiques sur des résonateurs. Sur la Figure I-28 [I.60]-[I.62], nous pouvons observer un filtre agile 2 pôles à résonateurs diélectriques de fréquence centrale 2,45GHz de bande passante de 20 Mhz.

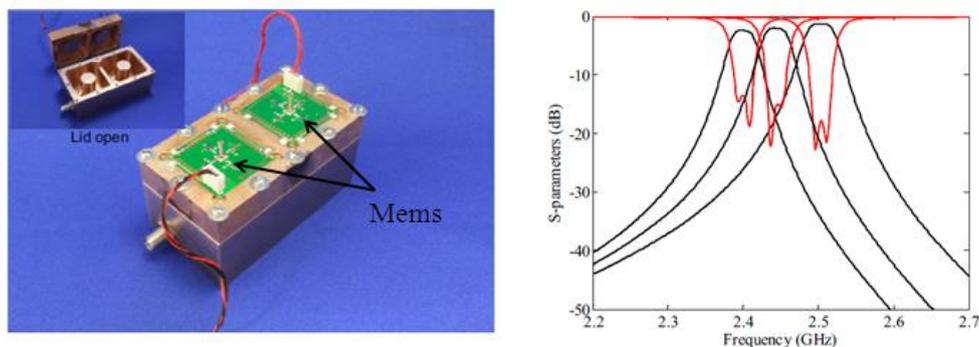


Figure I-28: Filtre accordable 2 pôles et la réponse

Lorsqu'une tension électrique parcourt le MEMS, celui-ci se déploie et change la position verticale du disque. Ceci entraîne donc une modification du champ

électromagnétique dans la cavité et donc une variation de la fréquence de résonance. La fréquence varie de 2,35 GHz à 2,5 GHz pour des pertes d'insertion proches de 2 dB.

#### IV.4.3 Les matériaux à permittivité variable

Nous présentons ici quelques technologies basées sur les matériaux dont la permittivité varie sous l'application d'un champ électrique. En effet, d'après les équations de Maxwell, la permittivité  $\epsilon$  est le coefficient de proportionnalité entre le champ électrique  $E$  et le déplacement électrique  $D$  :

$$D = \epsilon E \text{ (I.1)}$$

La permittivité d'un matériau est sa susceptibilité au champ électrique, en quelque sorte, la capacité du matériau à se polariser sous un champ électrique. Il existe des matériaux plus sensibles au champ électrique dont la permittivité peut varier à cause d'effets divers et variés.

- Les matériaux ferroélectriques : Les filtres à base de matériaux ferroélectriques offrent une nouvelle solution de reconfiguration fréquentielle. En effet, sous l'effet du champ électrique, la structure cristalline d'un matériau ferroélectrique est modifiée, ce qui change sa permittivité et donc la fréquence centrale du filtre et ou de la bande passante.

Les filtres planaires reconfigurables intégrant des matériaux ferroélectriques peuvent se décomposer en deux grandes catégories :

- les structures utilisant des capacités ferroélectriques,
- les configurations multicouches,

Concernant le cas de l'utilisation des capacités composées de matériaux ferroélectriques, elles sont reportées sur des structures constituées d'éléments distribués microruban, coplanaires ou localisés. Les capacités peuvent être de type MIM (Métal-Isolant-Métal) ou de type planaire interdigité comme nous le montre la Figure I-29 [I.63]. La

fréquence du filtre varie entre 2,14 GHz et 2,61 GHz pour un champ électrique appliqué de 433 kV/cm.

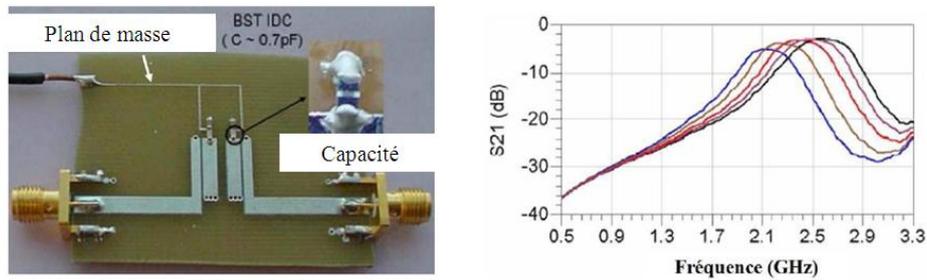


Figure I-29: Filtre microruban 2 pôles à base de capacités ferroélectrique ainsi que sa réponse en transmission

Quant aux configurations multicouches, il s'agit de dispositifs microruban ou coplanaires réalisés sur une mince couche de ferroélectrique déposée sur un substrat. Comme nous montre la Figure I-30 un filtre 2 pôles microruban [I.64] composé de deux résonateurs supraconducteurs (YBaCuO) sont gravés sur une couche mince de ferrélectrique (SrTiO3) déposée sur un substrat de LaAlO3.

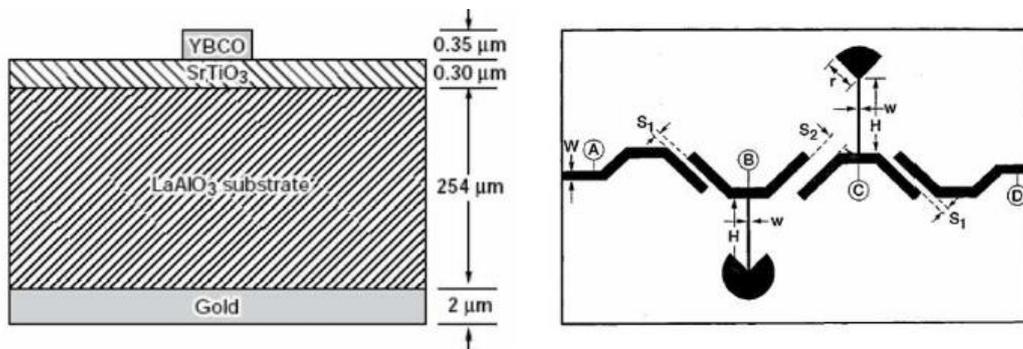


Figure I-30 : Coupe transversale et topologie du filtre microruban ferroélectrique

Une tension positive est appliquée entre les points A et C, une tension identique mais négative est appliquée entre les points B et D. La fréquence centrale varie entre 16,5 GHz pour 0 V et 18,8GHz à  $\pm 400$  V. La bande passante est respectivement de 4 % et 12 % à la température cryogénique de 30 K. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3 dB.

- Les cristaux liquides: On peut trouver des cristaux ferroélectriques sous forme solide ou de cristaux liquides. Les cristaux liquides ont approximativement les mêmes propriétés que les matériaux ferroélectriques solides. Ce sont des matériaux anisotropes, c'est-

à-dire que les propriétés sont différentes selon les directions dans l'espace. L'application d'une tension de polarisation sur le cristal liquide permet de modifier l'anisotropie diélectrique. Contrairement aux cristaux ferroélectriques solides, les tensions de commande de ces substrats sont relativement faibles. De plus, les cristaux liquides ne nécessitent aucun moyen technologique complexe, car ils sont généralement piégés entre deux couches de diélectriques. Pourtant cette technologie est un peu couteuse. La polarisation des cristaux est naturellement lente, l'ordre de grandeur du temps de réaction est de la milliseconde.

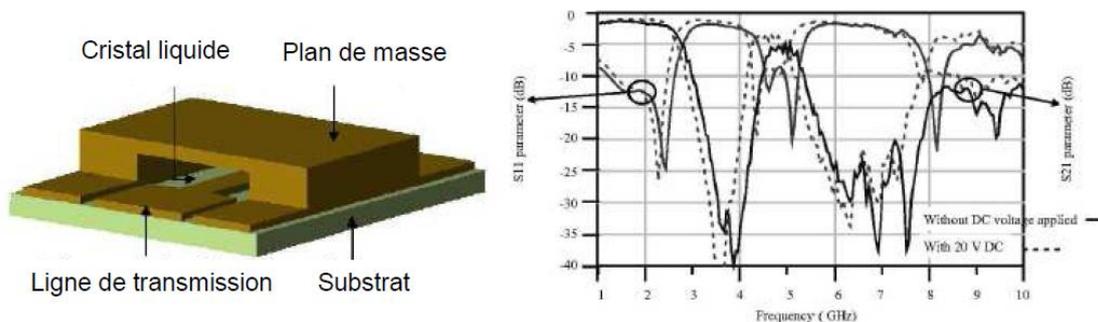


Figure I-31 : Exemple d'utilisation de cristal liquide [I.65]

#### IV.4.4 Accordabilité mécanique

Depuis quelques années, de nouveaux dispositifs mécaniques permettant d'obtenir une accordabilité en fréquence de la réponse de filtre sont étudiés. L'intérêt de tels dispositifs au sein d'un filtre constitué de cavités ou de résonateurs est de perturber le champ électromagnétique du mode de résonance sur lequel le filtre est excité pour faire évoluer la fréquence de ce mode de résonance et rendre la réponse du filtre accordable en fréquence. La Figure I-32 représente un filtre à cavités accordable [I.66].



Figure I-32 : Filtre à cavités accordable

Le filtre présenté est composé de trois cavités cylindriques fonctionnant sous le mode  $TE_{011}$ . L'accordabilité en fréquence de la réponse du filtre est réalisée par un piston associé à son extrémité avec un disque comme nous le montre la Figure I-33.

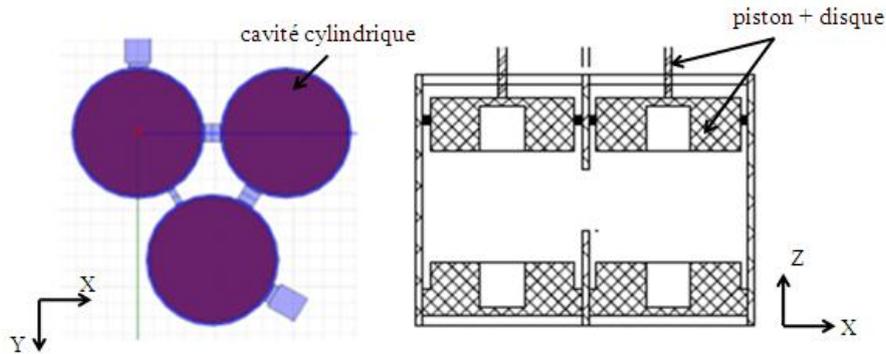


Figure I-33 : Système mécanique réalisant l'accordabilité du filtre

Avec ce type de filtre la plage d'accordabilité est de  $\pm 500\text{MHz}$  autour de la fréquence de  $19,9\text{ GHz}$  pour un enfoncement et une élévation des disques au sein des cavités de  $\pm 700\mu\text{m}$ . Ce filtre permet d'obtenir une réponse accordable avec des pertes d'insertion de l'ordre de  $-1\text{ dB}$  pour une réflexion de l'ordre de  $-20\text{ dB}$  avec une bande passante de  $250\text{ MHz}$  sur une plage d'accordabilité de  $1\text{GHz}$ .

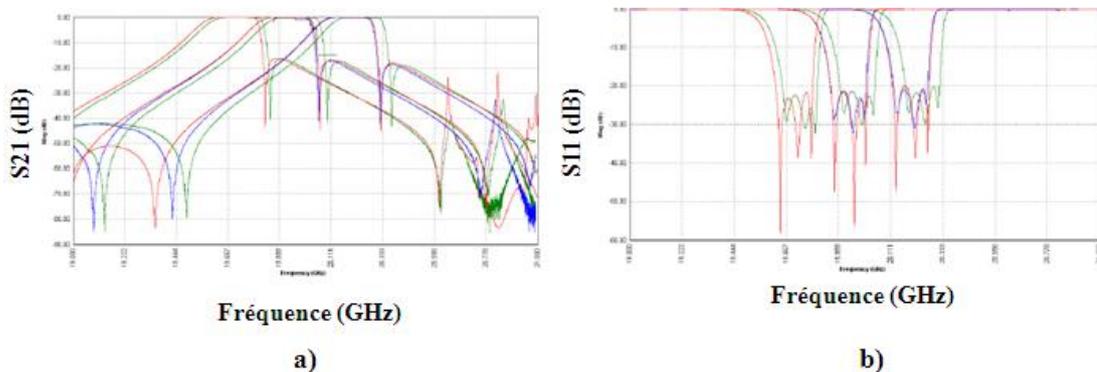


Figure I-34 : Accordabilité de la réponse du filtre

#### IV.4.5 Actionnement piézoélectrique

La piézoélectricité est un phénomène propre à certains types de cristaux ou de céramiques anisotropes. Ces matériaux se polarisent électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique et réciproquement se déforme lorsque l'on leur applique un signal électrique. Avec ce type de matériau il y a possibilité de transformer un signal électrique en

déformation mécanique du matériau pour créer des actionneurs piézoélectriques. Ces actionneurs utilisés dans le domaine de filtrage depuis quelques années permettent de réaliser des filtres accordables [I.67]. Le filtre présenté par la Figure I-35 a été conçu et fabriqué avec un substrat Rogers TMM3. Une fine membrane de la structure a été laminée dans le but de rendre le filtre accordable en insérant sur cette membrane un actionneur piézoélectrique d'une épaisseur de 380  $\mu\text{m}$ .

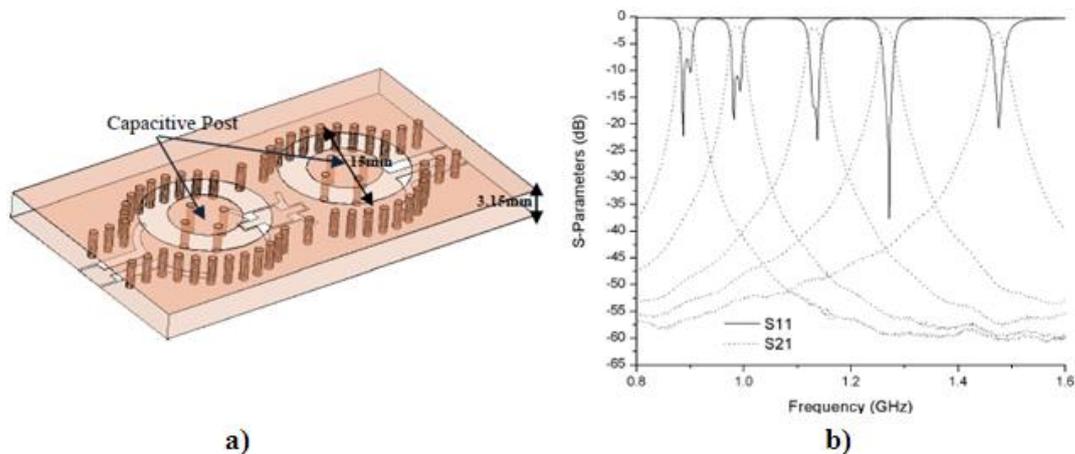


Figure I-35 : Filtre accordable et sa réponse en fréquence

Ce filtre permet d'obtenir un filtre accordable avec une bande passante constante de 25 MHz sur une plage de fréquence de 0,9 GHz à 1,47 GHz

#### **IV.5 Technologies à ondes acoustiques de surface et de substrat (SAW et BAW)**

La technologie SAW (Surface Acoustic Wave) repose sur l'utilisation des ondes acoustiques en surface d'un matériau piézoélectrique [I.68]. Leur intérêt est de se propager à une vitesse plus faible que les ondes électromagnétiques permettant ainsi réduire l'encombrement des filtres.

La Figure I-36 représente la structure basique d'un filtre SAW. Le transducteur d'entrée constitué d'électrodes métalliques interdigitées est utilisé sur un substrat piézoélectrique pour générer des ondes acoustiques à partir du signal électrique appliqué

tandis que le transducteur de sortie convertit l'énergie de l'onde acoustique reçue en un signal électrique.

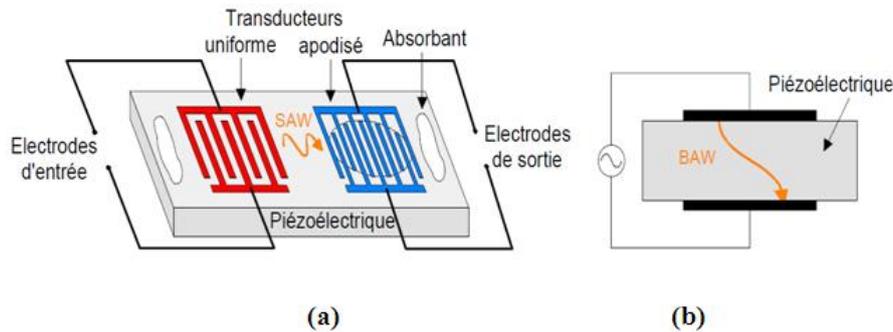


Figure I-36: (a) Principe du filtre SAW. (b) Architecture basique d'un dispositif en technologie BAW

Le choix du matériau piézoélectrique, généralement le quartz, est important puisqu'il fixe la vitesse de propagation de l'onde acoustique, conditionne la stabilité en température et par le biais de son coefficient de couplage électromécanique, limite plus ou moins les réflexions d'ondes indésirables (des éléments absorbants peuvent être utilisés pour réduire, voire éliminer les ondes réfléchies parasites).

Très utilisés en téléphonie mobile et également dans des satellites en bandes L et S (filtre de fréquence intermédiaire), les filtres à ondes de surface sont compacts, intrinsèquement robustes, fiables et reproductibles à fort volume, car leur réalisation utilise les procédés standards de photolithographie. Toutefois, plusieurs inconvénients restreignent leur utilisation. En effet, nous pouvons citer, entre autres, la limitation en fréquence ( $f < 5\text{GHz}$ ) liée au procédé de fabrication par photolithographie, mais aussi les pertes d'insertion importantes liées aux mauvais couplages, aux réflexions parasites.

Afin de répondre aux problèmes de montée en fréquence, les filtres BAW (*Bulk Acoustic Wave*) dans lesquels les ondes acoustiques sont confinées dans le substrat (propagation des ondes dans le matériau) semblent les plus prometteurs (Figure 36-b) à en juger par l'engouement actuel porté sur le développement de structures à partir d'une approche couche mince. Nous pouvons citer parmi les filtres BAW, les filtre à base de résonateurs FBAR (thin Film Bulk Acoustic Resonator) et SMR (Solidity Mounted Resonator), constitués tous deux de deux électrodes séparées par une couche piézoélectrique. La différence entre les deux résonateurs se situe au niveau de la technique utilisée pour isoler

acoustiquement, par la réalisation d'une membrane (via ou gap d'air) pour le résonateur FBAR et pour le résonateur SMR et par la réalisation d'un réflecteur de Bragg par un empilement de couches d'impédances.

## V- Qualification spatiale

La durée de vie d'un satellite étant d'environ 15 ans, il faut être certain de son bon fonctionnement sur une telle période car lorsqu'il est sur orbite, il ne peut en aucun cas être réparé (la majorité des satellites de télécommunication sont situés en orbite géostationnaire à 36 000 km d'altitude). Par contre les missions d'entretien existe dans le domaine spatial afin d'ajouter des équipements. C'est le cas de Hubble, un télescope spatial qui est en orbite à 600 km d'altitude. Ce télescope spatial vieux de 22 ans dont la mission s'achèvera en 2018 a déjà subi cinq visites d'entretien dans le but de corriger des défauts de fonctionnement et pour installer de nouveaux équipements.

Donc, pour assurer la durée de vie d'un satellite, des phases de test de redondance des composants sont mises en place avant la mise en place en orbite. Tout composant ou toute technologie utilisée dans des équipements embarqués doit avoir obtenu le statut de qualification spatiale. En effet la conception et la fabrication de tout équipement nécessitent la maîtrise de plusieurs techniques complémentaires (électronique, mécanique, technologie, etc.). Pour qu'une technologie ou un équipement obtiennent la qualification spatiale ils doivent faire preuve de leur aptitude à un vol spatial c'est-à-dire [I.67] :

- résistance à des fortes vibrations pendant le lancement avec un test sur une plateforme vibrante,
- longue durée de vie en orbite : test sous vide, test avec des variations de température, test « marche-arrêt » créant des contraintes répétées susceptibles de causer des ruptures par fatigues.

Des méthodes de fabrication on été mises en œuvre afin d'éviter les défaillances et d'être en mesure, le cas échéant, d'en analyser les causes. Elles s'inspirent des principes suivants [I.67] :

- choix de technologies ayant déjà fait la preuve de leur fiabilité ou, à défaut, apporter cette preuve par une série de tests de qualification,
- utilisation de matières et de composants dont l'origine et les caractéristiques sont connues et vérifiées,
- description des procédés de fabrication, de contrôle, de réparation, etc.

Avant de concevoir un filtre dédié au domaine du spatial, il faut donc vérifier que les matériaux qui le composent peuvent être utilisés. Dans le cas des filtres planaires, ce qui concerne la technologie microruban et multicouche par exemple, ces filtres utilisent plus principalement des matériaux diélectriques et conducteurs. Ces technologies planaires reposent généralement sur un substrat diélectrique qui sert de support mécanique. L'épaisseur du substrat est généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement et la permittivité et la tangente de pertes du substrat diélectrique influent sur le comportement et les performances électriques du filtre. Les substrats à faibles pertes diélectriques et à permittivité relative élevée sont recherchés car ils permettent de réduire la taille du filtre et aussi les pertes d'insertion. Compte tenu des contraintes thermiques et mécaniques lors du lancement du satellite, le matériau utilisé doit résister aux chocs et aux vibrations. Pour toutes ces raisons, les matériaux organiques sont à éviter dans le domaine du spatial, en raison principalement de problèmes de dégazage de ces derniers dans le vide.

Pour satisfaire les contraintes du spatial, les cavités métalliques vides ou chargées par des diélectriques sont couramment utilisées. Ces technologies sont connues pour leurs facteurs de qualité à vide très élevés (allant jusqu'à 15000), leurs stabilités en température, et leurs tenues en puissance. Ces technologies volumiques sont le plus souvent fabriquées en aluminium associées avec un système de compensation en température ou en utilisant de l'Invar. Du fait de la variation de la température dans l'espace les cavités en aluminium se dilatent et se contractent modifiant la fréquence de travail du filtre et celles-ci nécessitent un système de compensation en température contrairement aux cavités en Invar. L'Invar est un matériau qui réagit très peu en fonction de la température. Ces filtres qu'ils soient en aluminium ou en Invar sont communément installés sur les satellites de télécommunications et sont très encombrants. Leur fabrication nécessite, une longue étape d'usinage et d'assemblage qui nécessite un coût élevé de la main d'œuvre, le réglage de certains éléments notamment les vis et iris constituent des moyens de mise au point afin d'obtenir la réponse désirée. Cette mise au point s'avère délicate, particulièrement si l'exemplaire est fortement

dérégulé et que l'on cherche une réponse d'ordre élevé qui contraint d'ajuster de nombreux paramètres. C'est dans ce contexte que Thales Alenia Space et le Centre National d'Etudes Spatiales de Toulouse recherchent des solutions moins contraignantes afin de proposer à terme, une alternative intéressante au filtrage actuelle.

La solution proposée dans notre travail est l'utilisation du procédé de prototypage rapide par stéréolithographie associée à une céramique avec un coefficient de température nul afin de réaliser des solutions de filtrage innovantes, compactes, à forts facteurs de qualité et stable en température.

## **VI- Conclusion**

Après une présentation globale du domaine des satellites de télécommunications, nous avons détaillé les principaux et nouveaux besoins de la charge utile. L'évolution des technologies hyperfréquences doit répondre à des critères : diminution du coût et de la masse, augmentation de l'intégration et de la flexibilité, tout en se contraignant à leur spatialisation (résistances aux chocs, variations de température).

Parmi la grande variété de technologies disponibles pour réaliser des fonctions de filtrage, la technologique volumique à résonateurs diélectriques possède de nombreux atouts : en termes de compacité, de l'obtention de forts facteurs de qualité à vide, de stabilité en température en choisissant les matériaux les mieux adaptés. Cette technologique volumique associée à un procédé de prototypage rapide intéressant pour la liberté des formes réalisables avec une céramique aux propriétés de stabilité en température et de faibles pertes adéquates, nous semble une bonne alternative comme solution de filtrage innovante dans le domaine du spatial.

- [I.1] Service Public fédéral Belge de programmation “ *Politique scientifique, dossier : Engins spatiaux* ”, <http://www.belspo.be>
- [I.2] T. Estier, “ *Les nanosatellites* ”, <http://thomas.estier.net/portfolio/EPFL/nanosat>
- [I.3] H. Revol, “ *Rapport sur la politique spatiale Française : bilan et perspectives* ”, Office Parlementaire d’évaluation des choix scientifiques, Mai 2001, <http://www.senat.fr/rap/r00-293/r00-293.html>
- [I.4] “ *Satellites to be built & launched by 2020, world market survey* ”, Euroconsult <http://www.euroconsult-ec.com>
- [I.5] La lettre de l’Autorité “ *Fréquences : vers une flexibilité harmonieuse* ”, la lettre de l’autorité de régulation des communications électroniques et des postes, n°46, pp.1-12, Septembre 2005
- [I.6] UIT (Union Internationale des Télécommunications) <http://www.itu.int/home/index-fr.html>
- [I.7] “ *Jamais les hommes n’ont autant eu besoin d’espaces pour communiquer* ”, document de référence 2007-2008, Eutelsat, <http://www.eutelsat.com>
- [I.8] Ariane 5 User’s Manual, Issue 5-revision1, Juillet 2011, <http://www.arianespace.com>
- [I.9] “ *Gouvernement space programme expenditures worldwide hit a record \$ 62 billion* ”, Euroconsult Press Release, 18 décembre 2008
- [I.10] “ *Satellite sector revenue grows a record 11% despite economic crisis* ”, Euroconsult Press Release, 29 Juillet 2009
- [I.11] “ *50% growth in the world satellites market over the next years* ”, Euroconsult Press Release, 8 Juin 2009
- [I.12] “ *L’industrie spatiale en Europe, marché et nouvelles tendances économiques, vision d’acteur* ”, Anna Badurska, vol.74, pp. 95-102, Février 2010
- [I.13] “ *Il est utile de mentionner que l’emploi dans le secteur spatial européen au sens large est estimé à 29 000 employés dont 49%* ” ASD Space, <http://www.asd-europe.org/site>
- [I.14] J.Sombrin, “ *L’avenir des hyperfréquences dans les satellites de télécommunication* ”, 14 ème Journées Nationales Microondes, session invitée 5-2, Nantes, Mai 2005
- [I.15] M. Chaubet “ *Filtres microondes à résonateurs diélectriques* ”, Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, Juillet 1987
- [I.16] W. Heinrich, A. Jentsch and G.Baumann “ *Millimeter wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules* ”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, n°2, pp.2264-2268, 1998
- [I.17] D.F. Williams, S.E. Schwarz “ *Design and performance of coplanar waveguide bandpass filter* ”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.31, n°7, pp.558-565, 1983
- [I.18] T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, P. Guillon, “ *A Novel Compact Coplanar Filter* ”, IEEE MTT Symposium, pp 1793-1796, 2002
- [I.19] J.W.Simon, W.K. Alverson, and J.E. Pippin, “ *A Reciprocal TEM Latching Ferrite Phase Shifter* ”, IEEE MTT Symposium, pp.241-247, 1966
- [I.20] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, “ *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* ”, ARTECH HOUSE, Dedham MA, 1980
- [I.21] T. Kaneyuki, H. Kanaya, I. Awai, “ *Superconducting Coplanar Filter With Attenuation Poles* ” IEICE Transactions on Electronic, vol. E-81-C, no. 8, pp.1366-1367, August 1998
- [I.22] C. M. Tsai, S. Y. Lee, C. C. Tsai, “ *Hairpin Filters with Tunable Transmission Zeros* ”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001
- [I.23] T. M. Vu, G. Prigent, L. Mazenq, L. Bary, A. Rumeau, R. Plana, “ *Design of Bandpass Filter in W-Band on a Silicon Membrane* ” IEEE Asia Pacific Microwave Conference, Décembre 2008

- [I.24] S.B. Cohn, “*Parallel coupled transmission line resonator filters*”, IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Avril 1958, pp 223-231
- [I.25] K.S.K Yeo, M.J Lancaster et J.S Hong, “*The Design of Microstrip Six pole quasi Elliptic Filter with Linear Phase Response using Extracted Pole Technique*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.4, n°2, Février 2001
- [I.26] C.K Liao et C.Y Chang, “*Design of microstrip quadruplet filters with source load coupling*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.53, n°7, Juillet 2005
- [I.27] P. Jarry, J. Beneat, “*Design and Realizations of Miniaturized Fractal Microwave and RF Filters*”, Wiley Edition, Novembre 2009.
- [I.28] Y. Clavet, “*Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles generations de satellites de télécommunications*”, Thèse à L’université de Bretagne Occidentale, Novembre 2006.
- [I.29] K.I. Konno, “*Small Size Comblin Microstrip Narrow BPF*”, IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, pp. 917-920, 1992
- [I.30] M. Sanchez-Renedo, J. I. Alonso, “*Tunable Planar Comblin Filter with Mutiple Source/Load Coupling*”, IEEE Microwave Symposium Digest, 2005, Long Beach California
- [I.31] T. Lenadan, “*Contribution à la conception et à la réalisation de modules hyperfréquences multi-fonctions. Apports d’une solution d’intégration par combinaison de filières technologies hybrides 3D*”, Mémoire de Doctorat en électronique, Universtité de Brest, n°d’ordre 723, Février 2000.
- [I.32] L. Rigaudeau, P. Ferrand, D. Baillargeat, S. Bila, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola, “*LTCC 3-D resonators applied to the design of very compact filters for Q-band applications*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.54, n°6, p. 2620-2627, Juin 2006.
- [I.33] S. Pinel, S. Chakraborty, M. Rollig, R. Kunze, S. Mandal, H. Liang, C.H Lee, R. Li, K. Lim, G. White, M. Tentzeris, J. Laskar, “*3D integrated LTCC module using  $\mu$ BGA technology for compact C-ban RF Front-End module*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, p. 1553-1556, 2-7 Juin 2002, Seattle, WA, USA
- [I.34] R. Vallois, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola, “*High performances of shielded LTCC vertical transitions from DC up to 50 GHz*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, n°6, p. 2026-2032, Juin 2005.
- [I.35] K. Chen, S. H. Tsai, J. H. Horng, C. Y. Huang, “*Design and Fabrication of Multilayer HTS Filters*”, Chinese Journal of Physics, vol. 38, pp 268-272, Avril 2000
- [I.36] K. D. Mossman, G. L. Matthaei, G. L. Hey-Shipton, “*A Narrow-Band HTS Bandpass Filter at 18.5MHz*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp 653-656, 2000
- [I.37] M. Reppel, H. Chaloupka, “*Novel Approach for Narrowband Superconducting Filters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.4, pp. 1563-1566, 1999
- [I.38] F. Salliou, “*Utilisation de matériaux supraconducteurs en technologie couches épaisses pour applications aux circuits microondes : Analyse des comportements*”, mémoire de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2002
- [I.39] R. R. Mansour, “*Filter Technologies for Wireless Base Stations*”, IEEE Microwave Magazine, vol. 5, n°1, pp. 68-74, Mars 2004
- [I.40] H. Kanaya, T. Shinto, K. Yoshida, T. Uchiyama, Z. Wang, “*Miniaturized HTS Coplanar Waveguide Bandpass Filters with Highly Packed Meander Lines*”, IEEE Transaction on Applied Superconductivity, vol. 11, pp. 481-484, Mars 2001
- [I.41] Z. R. Hu, V. F. Fusco, J. A. C. Stewart, Y. Wu, H. S. Gamble, B. M. Armstrong, N. B. Buchanan, “*Characteristics of trenched coplanar waveguide for SiMMIC applications*”, IEEE Microwave Theory and techniques, vol.2, pp. 735-738, Juin 1997

- [I.42] P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros, G.M Rebeiz, “*Low loss micromachined filters for millimeter wave communication systems*”, IEEE International Microwave Symposium, Baltimore, USA, Juin 1998
- [I.43] D. Kajfez and P. Guillon, “*Dielectric resonators*”, Vector fields, Oxford, Mississippi, 1986
- [I.44] A. Patrovsky and K. Wu, “*Substrate Integrated Image Guide (SIIG)—a novel planar dielectric waveguide technology for millimeter-wave applications*”, IEEE Trans. MTT, Vol. 54, June 2006, pp. 2872-2879
- [I.45] X.-P. Chen and K. Wu, “*Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 56, Jan. 2008, pp. 142-149.
- [I.46] O. Piquet, D. Cros et al, “*New design of high Q sapphire resonator with distributed bragg reflector*”, IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, Seattle, vol.3, pp. 1993-1996
- [I.47] Y.C.M. Lim, R.F. Mostafaui and D. Mirshekar-Syahkal, “*Unloaded Q factor of slotted cylindrical ring resonator*”, European Microwave Conference, 2001
- [I.48] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, R. Sorrentino, “*Ultra-compact Filters using TM Dual-Mode Dielectric-Loaded Cavities with Asymmetric Transmission Zeros*”, International Microwave Symposium, Montréal, 2012
- [I.49] F. Branca, S. Sobrino, “*Single Mode Dielectric Resonator C-Band Channel*”, International Workshop on Microwave Filters, Octobre 2012
- [I.50] L. Accatino, G. Bertin, M. Mongiardo and G. Resnati, “*Dual mode filters with grooved dielectric resonators for cellular radio base stations*”, IEEE Symposium Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002
- [I.51] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, R. Sorrentino, “*Ultra-compact Filters using TM Dual-Mode Dielectric-Loaded Cavities with Asymmetric Transmission Zeros*”, International Microwave Symposium, Montréal, 2012
- [I.52] P.R. Karmel, “*TE<sub>011</sub> mode sectorial circular cylindrical cavities filters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.28, n°7, pp.695-699, Juillet 1980
- [I.53] K.A. Zaki, C. Chen and A.E. Atia, “*A circuit model of probes in dual mode cavities*” IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, vol.36, n°12, pp. 1740-1746, Décembre 1988
- [I.54] U. Rosenberg, N. Hägele, “*Advanced multimode cavity filter design using source / load resonance circuit cross coupling*”, IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters, vol. 2, n°12, pp. 508-510, Décembre 1992
- [I.55] F. Alessandri, M. Comparini, F. Vitulli, “*Low loss in rectangular waveguide with rigorous control of spurious responses through a smart modal filter*”, IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, Cd-Rom, 2001
- [I.56] C. A. Hoarau, “*Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d’un adaptateur d’impédance accordables et d’un filter passe-bas contrôlé optiquement*”, Mémoire de Doctorat en Optique et Radiofréquence, Université Joseph Fourier de Grenoble, Octobre 2008.
- [I.57] G. Torregrosa, G. Lopez, J. Alonso, “*A simple method to design Wide-band electronically tunable combline filters*”, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n°1, pp. 172-177, Janvier 2002
- [I.58] A. R. Brown, G.M. Rebeiz, “*A Varactor-Tuned RF Filter*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n° 7, pp. 1157-1160, Juillet 2000
- [I.59] I. Zine-El-Abidine, M. Okoniewski, J. Mc Roy, “*Tunable radio frequency MEMS inductors with thermal bimorph actuators*”, Journal of Micromechanics and Microengineering, vol. 15, pp. 2063-2068, 2005

- [I.60] J. Nath, W. M. Fathelbab, P.G. Lam, D. Ghosh, S. Aygün, K.G. Gard et al, “*Discrete Barium Strontium Titanate (BST) thin-film interdigital varactors on alumina: design, fabrication, characterization, and applications*”, IEEE MTT-S, San Francisco, pp. 552-555, Juin 2006
- [I.61] M.S. Arif, D. Peroulis, “*A 6 to 24 GHz Continuously Tunable, Microfabricated, High-Q Cavity Resonator with Electrostatic MEMS Actuation*”, IEEE MTT-S, Montreal, Juin 2012
- [I.62] R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, “*Compact 2 Pole and 4 Pole 1.5-0.9 GHz Constant Absolute Bandwidth Tunable Filters*”, IEEE MTT-S, Montreal, Juin 2012
- [I.63] G. Subramanyam, F.W. Van Keuls, F.A. Miranda, “*A K-band-frequency agile microstrip bandpass filter using a thin-film HTS/ferroelectric/dielectric multilayer configuration*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n°4, pp. 525-530, Avril 2000
- [I.64] R. Weigel, D.P. Morgan, J.M. Owens, A. Ballato, K.M. Lakin, K. Hashimoto, C.C.W. Ruppel, “*Microwave Acoustic Materials, Devices and Applications*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, pp. 738-749, Mars 2002
- [I.65] J. F. Bergnigaud, N. Martin, P. Laurent, C. Quendo, G. Tanne, B. Della, F. Huret, PH. Gelin, “*Liquid Crystal Tunable Filter Based on DBR Topology*”, 36<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 368-371, Septembre 2006
- [I.66] B. Yassini, M. Yu, B. Keats, “*A Ka-band planar TE<sub>011</sub> Mode Cavity Tunable Filter using a mode Splitter ring*”, IEEE MTT-S, Montreal, Juin 2012
- [I.67] H. Joshi, H.H. Sigmarsson, S. Moon, D. Peroulis, W.J. Chappell, “*High Q Narrow-Band Tunable Filters with Controllable Bandwidth*” IEEE MTT-S, pp.629-633, 2009
- [I.68] H. Trezeguet, “*Les filtres à ondes de surface*”, Electronique, n°156, pp. 78-88, mars 2005
- [I.69] “*Association amicale des anciens d’alcatel space*”, chronique d’un métier de 1963 à 1993) <http://4aspace.online.fr/index.htm>
- [I.70] P. Filhol, « Résonateurs diélectriques-Matériaux et composants », Techniques de l’ingénieur, e1922
- [I.71] P. Filhol, « Résonateurs diélectriques-Circuits micro-ondes », Techniques de l’ingénieur, e1920
- [I.73] R.D Richtmer, « Dielectric resonators », J. Appl. Phys. 10, 391 (1939), DOI:10.1063/1.1707320



***CHAPITRE 2 – Stéréolithographie et  
technique de métallisation appliquées sur des  
composants céramiques 3D***



## **I- Introduction**

L'Etat de l'art présenté dans le chapitre précédent nous a permis de définir en début de thèse la technologie de filtre la plus appropriée afin de réaliser un filtre pour le domaine du spatial en bande Ku. Suite à cette recherche bibliographique, nous avons décidé que les filtres conçus et réalisés durant cette thèse seront des filtres volumiques associant cavité métallique et résonateurs céramiques ou des filtres monobloc le tout en céramique. Les pièces en céramique seront fabriquées en une seule étape avec l'aide du procédé de fabrication se trouvant à Limoges plus exactement au CTTC qui est la stéréolithographie 3D.

Les céramiques sont des matériaux qui offrent de multiples avantages pour des secteurs d'application aussi différents que l'industrie chimique, l'électronique, l'optique, la micromécanique, le design, la santé et l'environnement [II.1]-[II.2]. Les technologies multicouches céramiques sont nombreuses dans le monde de la céramique.

La deuxième partie de ce chapitre présente les dispositifs de filtrage hyperfréquences "tout céramique" réalisés avec le procédé de fabrication par stéréolithographie. Pour leur bon fonctionnement, une étape de métallisation est nécessaire afin de confiner le champ électromagnétique au sein de la structure. Afin de relever leur réponse en fréquence des motifs d'excitation doivent être gravés sur ces filtres "tout céramique". Ce chapitre va décrire en détails l'étude et la mise au point des techniques de métallisation et de gravure qui ont permis de réaliser des filtres hyperfréquences monobloc en céramique.

## **II- La technologie de stéréolithographie 3D**

Développé en premier lieu en 1984 par J.C. André au laboratoire du DCPR, à l'ENSIC [II.3], puis par Hull, la stéréolithographie est l'un des premiers procédés de prototypage rapide à avoir été commercialisé.

Parmi les utilisateurs du prototypage rapide, on trouve des sculpteurs, des fonderies d'art, des prothésistes dentaires, des chirurgiens, des designers, des architectes, des maquettistes, des bijoutiers. Ces professions apprécient dans la stéréolithographie la précision, la rapidité de réalisation et le faible coût des modèles produits [II.4].

Nous avons choisi d'utiliser la technologie stéréolithographie 3D (SLA) qui a été adaptée avec succès pour la production directe de pièces en céramique, similaires à celles obtenus par des techniques d'usinage classiques et avec une bonne définition dimensionnelle [II.1]. De plus, la grande force du procédé de SLA est de fabriquer d'objets tridimensionnels de formes complexes.

Cependant, l'intérêt de la technique repose aussi sur les avancées faites au niveau des matériaux mis en forme [II.5]. La fabrication de pièces céramiques (alumine, zircone, BMT) ouvre de nouvelles perspectives au niveau des applications, en particulier dans le domaine des télécommunications. Les antennes, les filtres et les résonateurs sont des exemples de plusieurs applications céramiques dans les gammes de fréquences millimétriques et submillimétriques [II-6]. Des exemples sur ces applications et la technologie de stéréolithographies sont présentés en détails en **annexe 1**.

## **II.1 Procédé de fabrication**

Le principe de la stéréolithographie 3D repose sur la polymérisation couche par couche d'un monomère liquide photosensible par irradiation à l'aide d'un faisceau laser UV piloté par ordinateur. La première étape présentée sur la Figure II-1 consiste à concevoir à l'aide d'un logiciel de CAO une vue 3D de l'objet à réaliser. La deuxième quant à elle est de convertir le fichier de l'objet conçu dans un format particulier, le format. stl. La conversion du fichier de format. stl a comme particularité de transformer toutes les faces d'un objet en un assemblage de triangles élémentaires. Ainsi transformé, l'objet 3D est ensuite découpé en tranches d'épaisseur souhaitées.

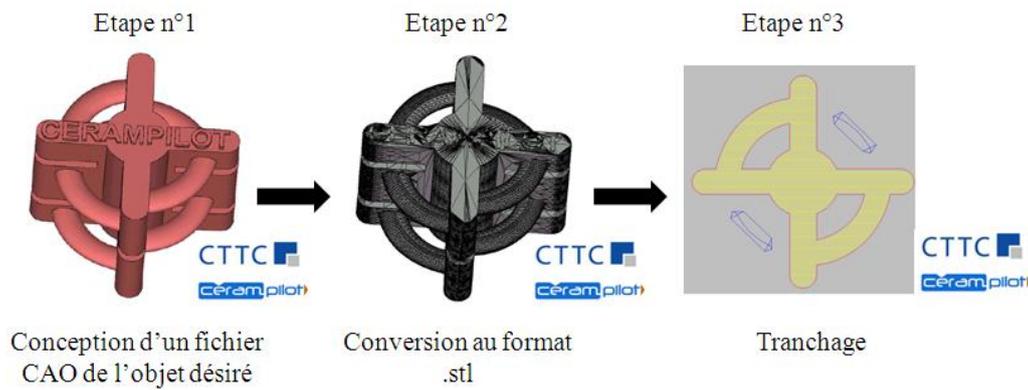


Figure II-1 : Etape numérique du procédé de stéréolithographie

Chacune de ces tranches a une des épaisseurs pouvant aller de 10 à 100  $\mu\text{m}$ . Ces tranches seront réalisées successivement les unes à la suite des autres et permettront de réaliser l'objet souhaité. N. Delhote et A. Khalil, lors de leurs travaux de thèse [II.7]-[II.8] ont présenté en détail les différentes étapes afin de fabriquer une pièce en céramique 3D par stéréolithographie.

## II.2 Technique de fabrication utilisée au CTTC

Un laser UV à l'Argon ( $\lambda=351 \text{ nm}$ ) dont le faisceau vient se réfléchir sur un miroir galvanométrique est toujours utilisé pour la polymérisation sélective des multiples couches afin de réaliser l'objet 3D désiré. Néanmoins la forte viscosité des pâtes utilisées nécessite quelques aménagements. En effet la machine de stéréolithographie utilisée au CTTC est munie d'un système de distribution de pâte, ce système est composé d'un piston qui par sa poussée, donne la quantité de pâte nécessaire à la réalisation d'une couche. La pâte est ensuite déposée par un système de raclage très spécifique afin de pouvoir étaler des suspensions dont la viscosité est très élevée. Ce système a été développé et breveté par la société Française Optoform en 1999 [II.12], société aujourd'hui rachetée par 3D Systems. Ce racleur très particulier repose sur l'utilisation d'une lame à double tranchant qui permet d'étaler de manière uniforme les pâtes les plus visqueuses. Sa particularité est que l'étalement de la couche se fait à la fois lorsque le racleur va en direction du support et lorsque il revient avant que le laser polymérise la couche que vient juste déposer le racleur.

Ce racleur permet d'étaler une couche de pâte sur le plan de travail occupant une surface de 25 cm× 25 cm. Ce plan de travail est aussi le support de la pièce, et c'est ce dernier monté sur un piston qui, par sa descente contrôlée par ordinateur, permet de fixer les épaisseurs de pâte étalée. Les épaisseurs typiquement atteignables vont de 10 à plusieurs centaines de micromètres. Après un passage du racleur, qui prend entre 10 et 15 secondes, la couche de pâte est insolée sélectivement par un faisceau laser d'un diamètre de 30 µm réfléchi par le miroir galvanométrique, le balayage de la surface prend quelques secondes. Après cela, le support de la pièce descend d'une profondeur équivalente à l'épaisseur de la tranche suivante à réaliser, une nouvelle couche de pâte est étalée, le processus se répète jusqu'à ce que toutes les tranches de l'objet soient réalisées. A la fin de la fabrication, du fait de la viscosité de la pâte, la pièce polymérisée est "noyée" dans la pâte non-polymérisée. Il faut alors enlever tout ce surplus de pâte avec l'aide d'un pinceau et ensuite plonger la pièce dans des bains de différents diluants. La pièce alors obtenue est appelée pièce crue, car elle nécessite des cycles de cuisson afin d'obtenir ses dimensions et ses propriétés finales.

La Figure II-2 nous résume les différentes étapes afin de fabriquer une pièce 3D avec le procédé de fabrication par stéréolithographie.

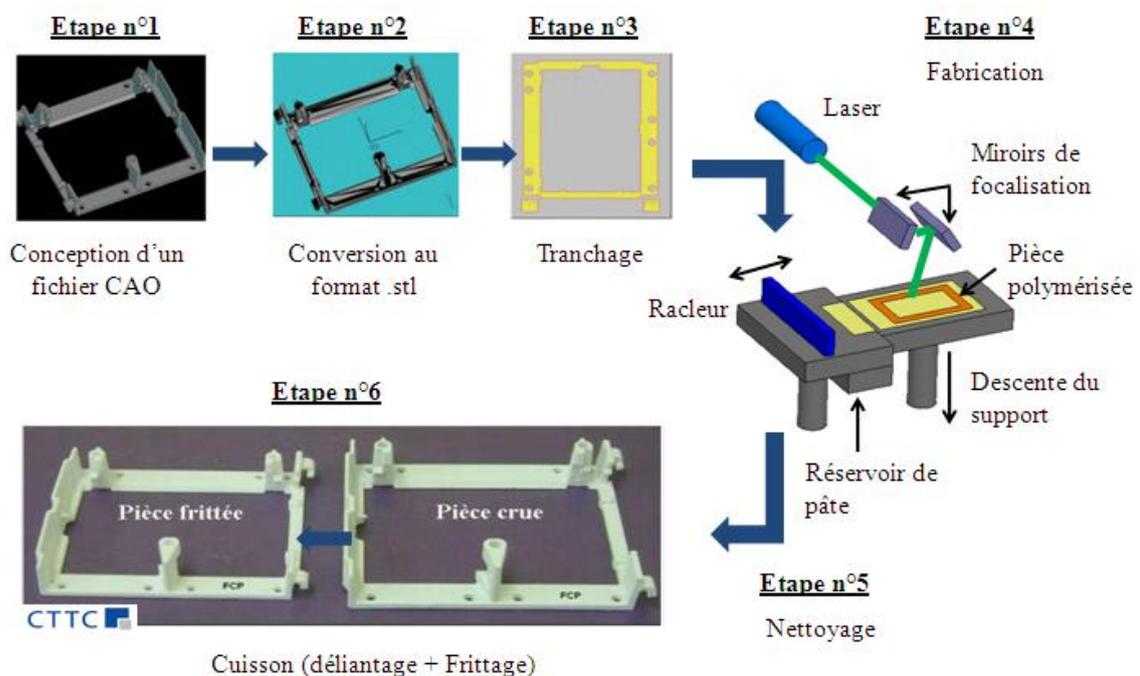


Figure II-2: Les différentes étapes afin de fabriquer des objets en SLA 3D

Ainsi, aux vues de la précision des réalisations présentées en annexe 1, de la diversité des matériaux utilisés, des dimensions importantes qu'il est possible d'atteindre, du potentiel offert par cette technologie de fabrication, de la complexité des formes réalisables, le choix de la stéréolithographie 3D présent au CTTC de Limoges se révèle des plus pertinents pour la mise en pratique des études entreprises concernant la réalisation de filtres hyperfréquences. Nous avons souhaité en effet réaliser plusieurs filtres hyperfréquences dont certains associant résonateurs en céramique de type BMT avec une cavité métallique. Dans ce chapitre nous présentons essentiellement la démarche que nous avons adopté pour la conception et la réalisation de filtres "tout céramique".

En effet après leur fabrication par SLA, les filtres "tout céramique" doivent subir une étape de métallisation sur leur surface extérieure afin de confiner le champ à l'intérieur de la structure et ainsi améliorer les performances électriques de celui-ci. La procédure de métallisation utilisée est l'electroless-3D, ce procédé a été mis en place dans le laboratoire Xlim. L'electroless-3D permet de recouvrir une pièce 3D d'une fine couche de cuivre par succession de bains chimiques. Une fois cette procédure de métallisation terminée, les filtres "tout céramique" subiront une étape de gravure par laser via une machine laser se trouvant dans le laboratoire Xlim afin de graver les motifs d'excitation permettant d'exciter le mode de fonctionnement électromagnétique du filtre.

## **III- Le procédé de métallisation par Electroless-3D**

### **III.1 Choix du procédé**

Aujourd'hui de nombreuses techniques permettent de réaliser des dépôts métalliques comme par exemple à CVD (dépôt chimique en phase vapeur), la PVD (dépôt physique en phase vapeur) ou la projection plasma. Ces techniques ne posent aucun problème lorsqu'il s'agit de réaliser un dépôt homogène sur un substrat plan. En revanche les dépôts homogènes et uniformes sur des objets 3D sont beaucoup plus problématiques. Il est alors nécessaire d'utiliser un procédé afin de métalliser l'ensemble de l'objet 3D.

Le dépôt chimique “electroless-3D” [II.23]-[II-24] apparaît donc comme la meilleure solution en termes de simplicité de mise en œuvre, de coût mais surtout il apparaît comme la meilleure solution pour obtenir des dépôts homogènes sur les pièces 3D que nous souhaitons métalliser.

### **III.2 Les dépôts “electroless-3D”**

Le terme de métallisation “electroless” a été à l’origine adopté par Brenner et Ridell dans les années quarante [II.25] pour décrire une méthode de métallisation des substrats métalliques avec des alliages de nickel ou de cobalt sans l’intervention d’une source extérieure de courant électrique; ce qui est le cas, de l’électrolyse. Au fil des ans, le terme a été élargi pour englober les processus de déposition du métal sans interruption à partir d’un milieu aqueux [II.26]. La technique de métallisation par electroless est l’une des méthodes les plus couramment utilisées, car elle présente des avantages tels que le dépôt de métal sur des objets à géométries complexes, de simplicité de mise en œuvre et de coût.

Ce procédé de métallisation est basé sur une réaction dite “autocatalytique” issue d’une réaction chimique dont le catalyseur figure parmi les produits de la réaction. Le catalyseur est une solution chimique qui permet d’augmenter la vitesse de réaction pour former le dépôt de cuivre.

La réaction autocatalytique découle d’une réaction d’oxydoréduction dans une solution aqueuse. La réaction d’oxydoréduction est une réaction chimique au cours de laquelle se produit un échange d’électrons. L’espèce chimique qui capte les électrons est appelée “oxydant” ; celle qui les cède appelée “réducteur”.

Le substrat à métalliser joue le rôle simultanément de l’anode et de la cathode si on compare ce procédé à l’électrolyse. En effet la réaction cathodique est le dépôt de métal, pour notre cas de l’oxyde de cuivre ( $\text{CuO}_2$ ), tandis que la réaction anodique est l’oxydation d’une molécule organique, appelée réducteur.

Les processus électrolytiques conventionnels se fondent sur le passage de l’électricité pour la réduction du sel métallique. Dans le procédé de métallisation par electroless pour

venir déposer une fine couche de cuivre, l'électricité est remplacée par un composé réducteur chimique; dans notre cas nous utilisons du Formaldéhyde ( $\text{CH}_2\text{O}$ ).

### **III.3 Composition des bains electroless**

Les composants principaux d'une solution de bain electroless sont les ions du métal (dans notre cas le cuivre) à déposer dans un état approprié d'oxydation, des agents complexants et un agent réducteur. La solution contient également des additifs et des agents tensio-actifs afin d'obtenir la qualité désirée de la couche du métal à déposer.

Le procédé d'electroless mis en place au sein de la salle blanche dans le laboratoire Xlim nécessite l'utilisation de différents bains. En effet la pièce que nous souhaitons métalliser, est plongée dans différentes solutions chimiques avec des températures et des temps d'immersion bien précis pour chaque solution, ayant pour objectif d'obtenir l'épaisseur de la couche de cuivre désirée. Les pièces à métalliser ont été immergées successivement dans cinq bains de solutions chimiques afin de venir déposer une fine couche de cuivre. Les différents bains réalisant le procédé d'electroless sont composés de :

- sel de métal dissout utilisé comme source de métal : il doit être catalytique vis-à-vis de la réaction d'oxydoréduction envisagée,
- agent réducteur dans notre bain d'electroless, nous utilisons du formaldéhyde,
- sel d'ajustage pour le PH qui permet d'optimiser les performances du bain tout au long du dépôt au cours duquel se produisent des réactions chimiques ayant tendance à acidifier la solution,
- agent complexant de l'ion cuivrique qui a pour rôle de réduire la concentration en ions cuivriques libres dans la solution,
- des additifs : l'utilisation des additifs dans le bain electroless est extrêmement importante, particulièrement en ce qui concerne les effets sur la croissance et la structure du dépôt. Parmi ces additifs, on ajoute des accélérateurs qui augmentent la vitesse du dépôt, des stabilisants pour empêcher la décomposition spontanée de la solution,

Pour obtenir des revêtements de bonne qualité et à des vitesses importantes de déposition, il faut avoir des bains ayant le maximum de stabilité. La stabilité d'un bain chimique de déposition ne peut être obtenue que par ajustage précis d'un certain nombre de paramètres tels que le PH, la température, l'agitation du bain et l'ajout des additifs.

La température joue un rôle primordial en modifiant considérablement le comportement thermodynamique des réactions chimiques. Celle-ci influe fortement sur les cinétiques de réaction et, dans une moindre mesure, sur les potentiels d'oxydoréduction. Généralement, les bains fonctionnent au dessus de 45°C de manière à ce que la vitesse de dépôt soit suffisante (0.1 à 40  $\mu\text{m/h}$ ). Inversement au dessus de 95°C cela entraîne une décomposition rapide du réducteur et devient instable. Dans notre cas nous souhaitons métalliser toutes les pièces avec une épaisseur de cuivre de 5  $\mu\text{m}$ , qui est l'épaisseur minimale suffisante dans le but de confiner le champ électromagnétique au sein des filtres "tout céramique" fabriqués et ce dans la bande de fréquence Ku visée. La vitesse de dépôt du cuivre avec le procédé d'electroless installé au laboratoire est de 15  $\mu\text{m/h}$ .

L'agitation du bain est un autre point important qui permet d'avoir une meilleure homogénéisation de la température et un apport constant d'espèces chimiques à la surface de la pièce à recouvrir.

Voici le matériel nécessaire que nous retrouvons sur la Figure II-3 dans le but de réaliser une métallisation par electroless:

- deux plaques chauffantes pour amener les bains à leur température de fonctionnement,
- une sonde de température afin de contrôler la température,
- un agitateur pour renouveler en permanence la solution en contact avec la surface de la pièce à métalliser. Au cours du dépôt, l'appauvrissement des espèces au voisinage de la surface catalytique et le dégagement d'hydrogène peuvent conduire à des dépôts inhomogènes (manques de métallisation, rugosité). L'agitation permet en outre une homogénéité du pH et de la température en volume dans le bain.

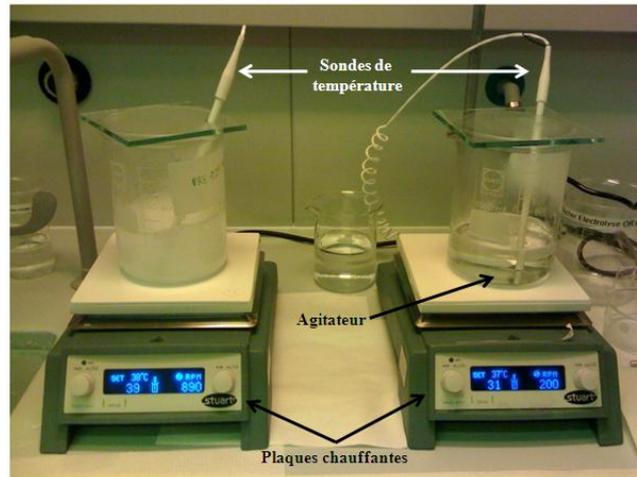


Figure II-3 : Matériel nécessaire dans le but de réaliser un banc electroless

Une pièce que nous avons appelé une “griffe” (Figure II-4) a été réalisée à l’atelier afin de maintenir la pièce que nous souhaitons métallisée au sein des solutions. A cette “griffe” nous pouvons associer des “paniers” permettant de déposer de petites pièces et de les positionner au milieu des différentes solutions chimiques pour les métalliser de façon la plus homogène possible.



Figure II-4 : Griffes et panier servant à maintenir les pièces pendant leur immersion dans les différents bains d’electroless

Nous pouvons observer sur la Figure II-5, une pastille en alumine avant et après métallisation avec le banc d’electroless.

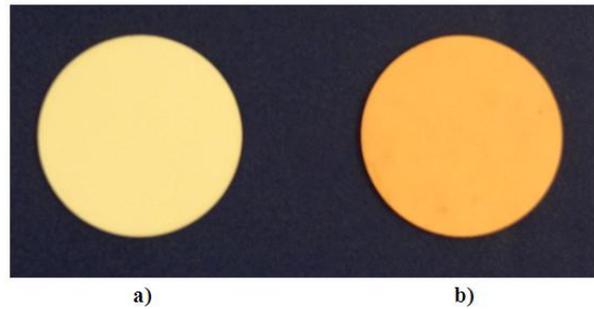


Figure II-5 : a) pastille en alumine fournit par MCSE ; b) Pastille en alumine métallisée avec un dépôt cuivre via le procédé d'electroless

Le procédé d'electroless a été mis en place dans le but de métalliser avec une fine épaisseur de cuivre des filtres "tout céramique" fabriqués par stéréolithographie présente au CTTC. La mise en place d'un tel procédé de métallisation permet un gain de temps et de coût pour la fabrication de tels dispositifs par rapport à des procédés plus standards.

Après avoir métallisé la pastille d'alumine nous avons cherché à caractériser la conductivité du cuivre déposé expérimentalement avec l'aide d'une cavité cylindrique et de capots qui se placent aux extrémités de la cavité cylindrique. La cavité et les capots sont en cuivre. Premièrement, avec cette cavité nous avons mesuré la fréquence et le facteur de qualité d'un mode électromagnétique. Ensuite par une phase de retro-simulation avec HFSS, nous en déduisons la conductivité globale de la cavité et des capots. Pour trouver la conductivité du cuivre déposé avec le procédé d'electroless sur un substrat céramique, nous avons placé ce substrat métallisé à une extrémité de la cavité. Le fait de remplacer le capot de la cavité cylindrique par le substrat métallisé par electroless a eu pour conséquence de modifier la fréquence du mode de résonance sur lequel nous nous sommes servis pour déduire la conductivité de la cavité et des capots. Après une phase de retro-simulation, nous avons déduit que le cuivre déposé sur le substrat en céramique avait une conductivité de l'ordre de  $\sigma = 45,2 \text{ S}/\mu\text{m}$ .

Les filtres présentés dans la suite de ce chapitre nécessitent la gravure de motifs d'excitation de type coplanaire, ces motifs d'excitation ont été gravés avec l'aide d'une machine laser.

## IV- Machine à ablation par Laser

En fin d'année 2011, le laboratoire Xlim s'est équipé d'une machine laser fournie par l'entreprise Cerinnov grâce à l'appui de la région Limousin et de la communauté Européenne. Le laboratoire Xlim s'est doté de tout le matériel nécessaire et adéquat pour la réalisation de filtres "tout céramique" avec un délai de temps et de coût réduits. Une fois le filtre avec ses motifs d'excitation conçus sous un logiciel d'aide à la conception, le fichier du filtre est exporté en fichier .stl dans la machine de stéréolithographie présente au CTTC à Limoges afin de fabriquer le filtre en céramique. Ensuite une fois le filtre réalisé par SLA, il est métallisé par une fine couche de cuivre via le banc d'electroless présenté précédemment. La dernière étape enfin consiste donc à venir graver des motifs d'excitation sur ce filtre en exportant dans la machine laser le fichier numérique des motifs souhaités.

Cette machine laser que nous pouvons observer en photo sur la Figure II-6 est composée de :

- un laser ( $\lambda=1080$  nm, diamètre faisceau 30  $\mu\text{m}$ , pulsé ou continu),
- un poste de contrôle (PC),
- un support,
- un système d'aspiration en cas de projection de matière lors du passage du laser,
- un système d'aspiration pour maintenir la pièce à graver contre le support.

Tout d'abord, il a fallu se familiariser avec cette nouvelle machine, pour cela nous avons effectué plusieurs gravures de motifs de formes différentes sur des substrats d'alumine ayant au préalable subi une métallisation de cuivre par electroless. A la suite de ces nombreux tirs, nous nous sommes aperçus que la moindre variation sur les paramètres du laser avait une influence sur la qualité et les dimensions du motif gravé. Il a été donc nécessaire de réaliser plusieurs tirs laser, dans le but de fixer des configurations de tir laser afin d'obtenir le motif le plus propre possible et ainsi prendre en compte les variations de ses dimensions notamment dues à la diffusion thermique au passage du laser.

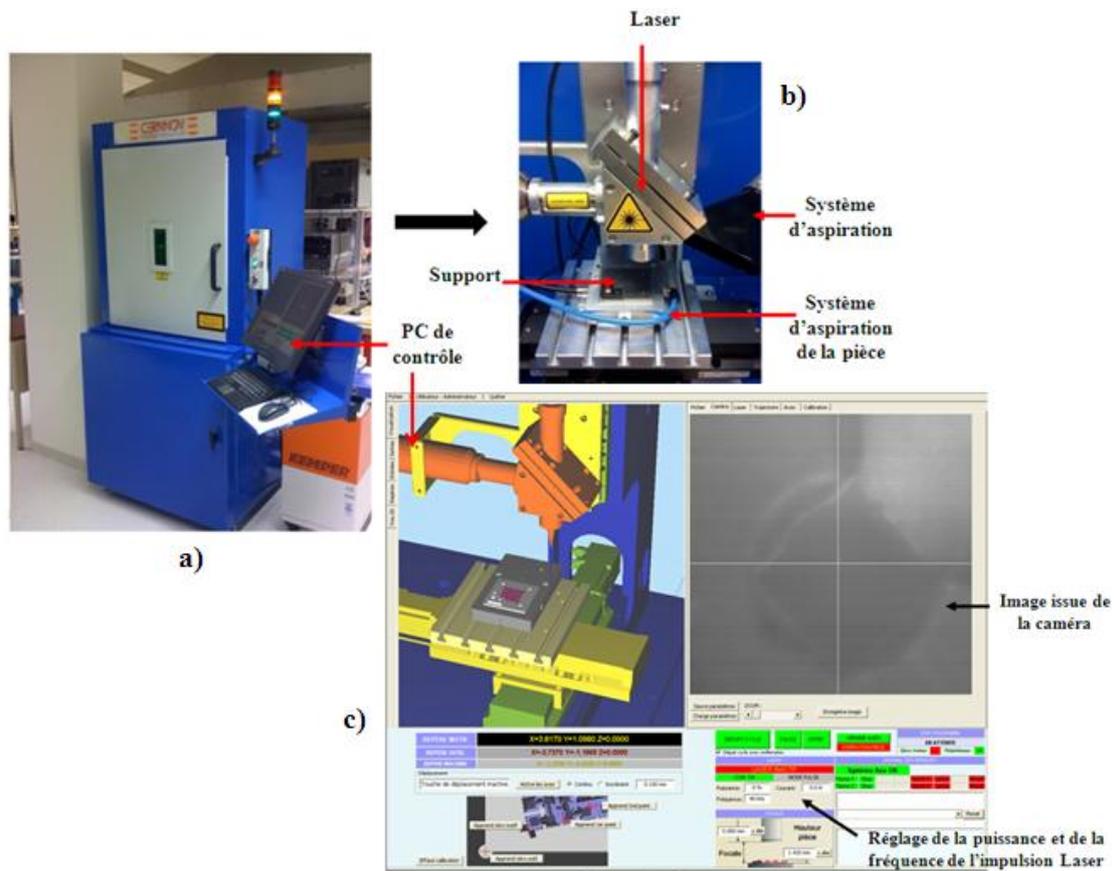


Figure II-6 : Machine Laser Cerinnov a) vue extérieure ; b) vue intérieure ; c) interface du logiciel de contrôle de la machine

Nous souhaitons que la gravure des motifs soit la plus propre possible et aux dimensions voulues afin d’exciter le mode des filtres le mieux possible. Pour cela, nous pouvons modifier certains paramètres laser tels que :

- puissance du laser ( $P_{max} = 50W$ ),
- fréquence des pulsations laser (20 à 100 KHz),
- vitesse de déplacement du laser (1mm/s à 100mm/s).

Différents tests de gravure de motifs d’excitation ont été réalisés sur des substrats d’alumine venant du CTTC et de MCSE, ayant subi au préalable une métallisation par électroless, en vue d’observer et de comparer d’abord la qualité de gravure des motifs obtenue sur ces différents substrats et de retenir les paramètres du laser permettant de graver des motifs de qualité.

## IV.1 Gravure laser et état de surface de la pastille d'alumine commerciale (MCSE)

Avec la Figure II-7a, nous pouvons observer la bonne qualité de la métallisation obtenue sur la pastille d'alumine commerciale que nous retrouvons avant l'étape de métallisation sur la Figure II-5. La métallisation est homogène et uniforme sur l'ensemble de la pièce. Sur la figure II-7b, un motif coplanaire a été gravé sur cette même pastille. Il a suffi de quelques tirs laser de manière à obtenir des motifs de bonne qualité.

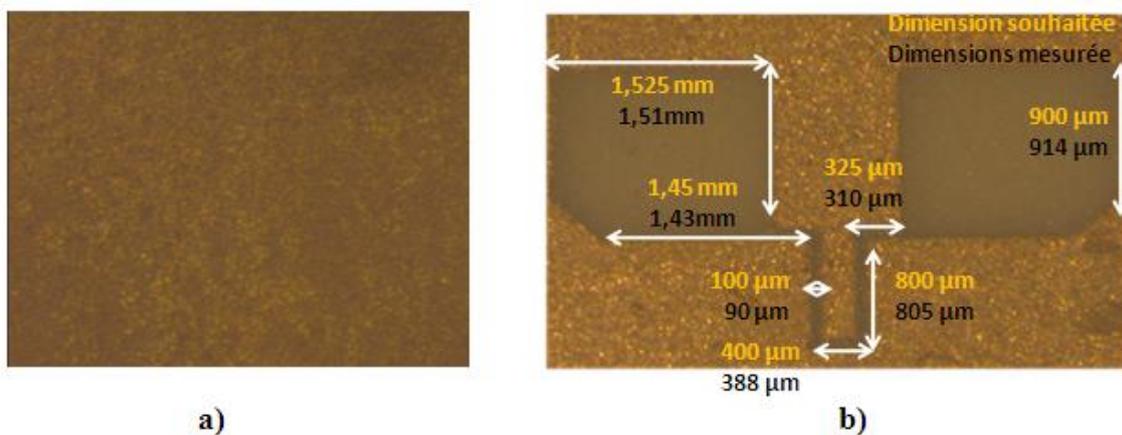


Figure II-7 : a) Aperçu de la métallisation de cuivre réalisée sur la pastille d'alumine commerciale ; b) motif coplanaire gravé sur cette même pastille

Suite à la gravure de motifs, nous avons contrôlé l'épaisseur de la couche de cuivre déposée par l'electroless, l'épaisseur mesurée a pour valeur 5μm. Nous rappelons que l'épaisseur du dépôt de cuivre dépend notamment du temps d'immersion de la pièce céramique dans chaque solution du procédé d'electroless (15 μm/h). Pour mesurer cette épaisseur et valider l'épaisseur du dépôt obtenue par le procédé de métallisation par electroless, nous avons à notre disposition un profilomètre.

Le profilomètre utilisé est un Bruker Dektak XT acquis par le département Minacom de Xlim. La pointe de l'appareil se déplace sur la surface de l'échantillon et en révèle toutes les dénivellations mesurées en micromètres sur une distance fixée par l'utilisateur. Nous le verrons à la suite dans ce manuscrit, ce profilomètre a servi notamment pour mesurer la rugosité des pièces d'alumine fournies par MCSE et le CTTC.

La Figure II-8a nous montre la mesure de l'épaisseur de la métallisation de cuivre, la pointe du profilomètre est partie du point R (Figure II-8b), nous nous trouvons à cet endroit sur la partie métallisée de la pièce, pour aller vers la droite donc en direction de la partie démétallisée qui correspond à une partie du motif gravé. Le point M (Figure II-8b) sur le relevé correspond au passage de la pointe du profilomètre de la partie cuivrée au début de la gravure du motif.

On peut observer un pic juste après le point M qui correspond à une augmentation de l'épaisseur de la surface formant un "bourrelet" de cuivre présent au bord du motif due à l'effet thermique du passage du laser.

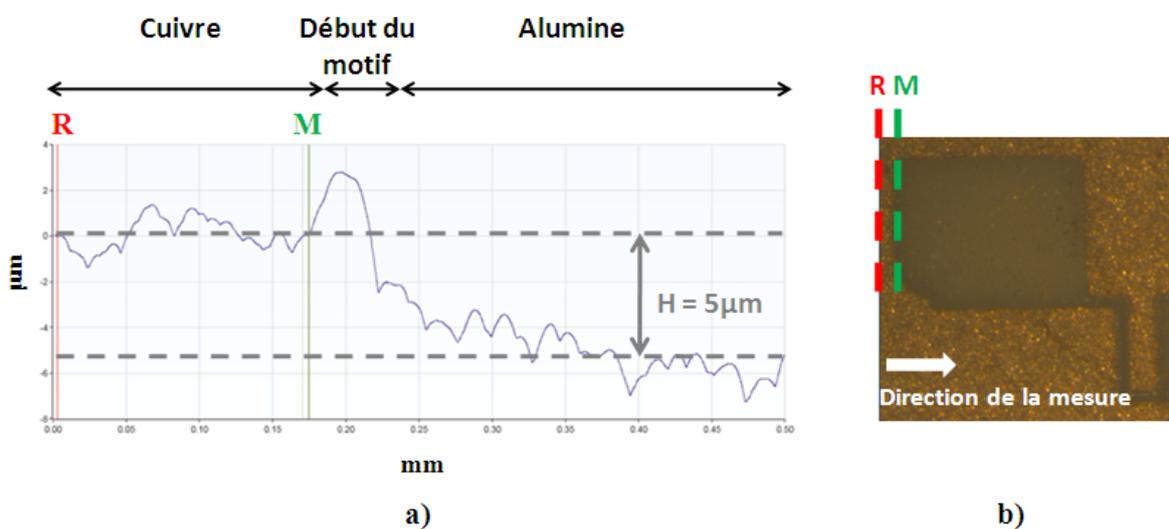


Figure II-8 : Exemple de motif coplanaire gravé sur une pastille d'alumine fournit par MCSE et métallisée avec du cuivre

Grâce à ce relevé, nous avons la confirmation que le protocole de métallisation de cuivre par electroless 3D et les temps d'immersion utilisés permettent un dépôt homogène de  $5\mu\text{m}$  de cuivre sur un objet en alumine.

Dans le but de réaliser des filtres tout céramique provenant du CTTC et fabriqué par SLA. Nous avons effectué comme précédemment une métallisation par electroless, des tirs laser et une étude de l'état de surface, le tout sur une plaque d'alumine provenant du CTTC et fabriqué par SLA.

## IV.2 Gravure laser et état de surface d'une plaque d'alumine provenant du CTTC

Comme pour la pastille d'alumine fournit par MCSE, nous avons réalisé une métallisation de cuivre et des tests de tirs laser sur une plaque d'alumine provenant du CTTC. Nous pouvons constater avec l'aide de la Figure II-9, une moins bonne qualité de métallisation et de tirs laser ont été obtenus sur cette plaque d'alumine. En effet on peut observer suite à la métallisation de cette plaque d'alumine la présence de défauts surfaciques comme des rayures et la présence de bulles (Figure II-9). Ces défauts détériorent la qualité de la gravure du motif et ont pour conséquences l'obtention de parties du motif non gravées (Figure II-9a) ou au contraire l'apparition de parties du motif qui sont trop "gravés" en profondeur, à un tel point que la céramique rentre en fusion. Ce phénomène produisant notamment une oxydation de l'alumine, se traduit par un changement de couleur de la céramique qui adopte un aspect noirâtre, comme nous le montre la Figure II-9b.

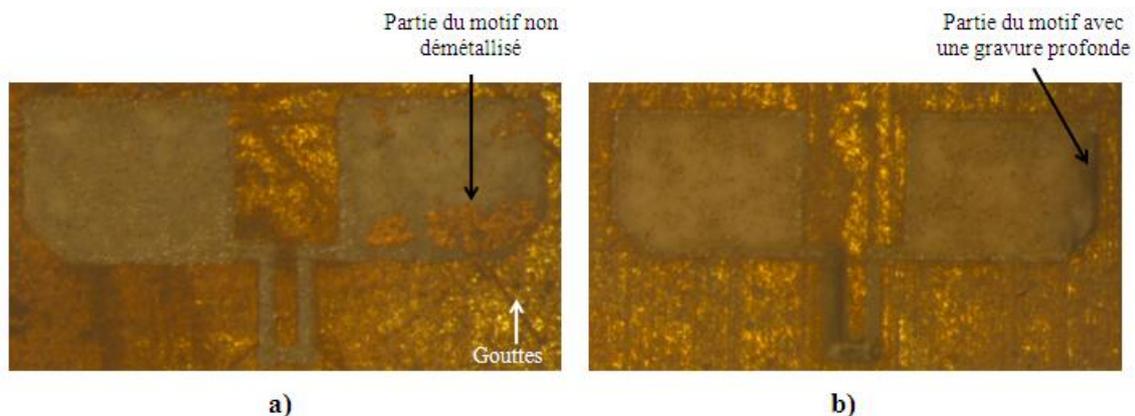


Figure II-9 : Exemple de motif coplanaire gravé sur une plaque d'alumine fabriquée par SLA et fournie par le CTTC métallisée avec du cuivre

Après de nombreux tests de tir laser et adoptant de multiples paramètres laser, il a été difficile de graver un motif propre et de le reproduire sur un substrat du CTTC métallisé. A partir de ces différents tests de tir laser réalisés et surtout de la grande différence concernant la qualité des motifs obtenue entre la pastille commerciale et la plaque d'alumine du CTTC, nous avons lancé une étude concernant la rugosité de ces deux pièces d'alumine avec l'aide d'un profilomètre afin de valider l'hypothèse que la qualité de la gravure des motifs dépend essentiellement de la rugosité de la pièce.

## V- Etude de la rugosité de la pastille d'alumine « commerciale » polie et de la plaque d'alumine provenant du CTTC

La rugosité est l'ensemble des irrégularités d'une surface de type micro ou macrographique. Nous pouvons trouver deux types d'irrégularités d'une surface: il peut s'agir d'aspérités appelées «pics» ou des cavités appelées le plus souvent «creux». Le profilomètre utilisé trace sur une coupe perpendiculaire à la surface analysée comme nous pouvons voir sur la Figure II-10, les pics et les creux se répartissent également de part et d'autre d'une ligne centrale appelée ligne moyenne (norme ISO-4287) qui correspond à la moyenne algébrique de l'état de surface [II.29]-[II.30].

Un grand nombre de critères sont définis dans la normalisation ISO-4287 pour caractériser une rugosité. Les paramètres qui nous intéressent sont  $R_a$  et  $R_t$ ,

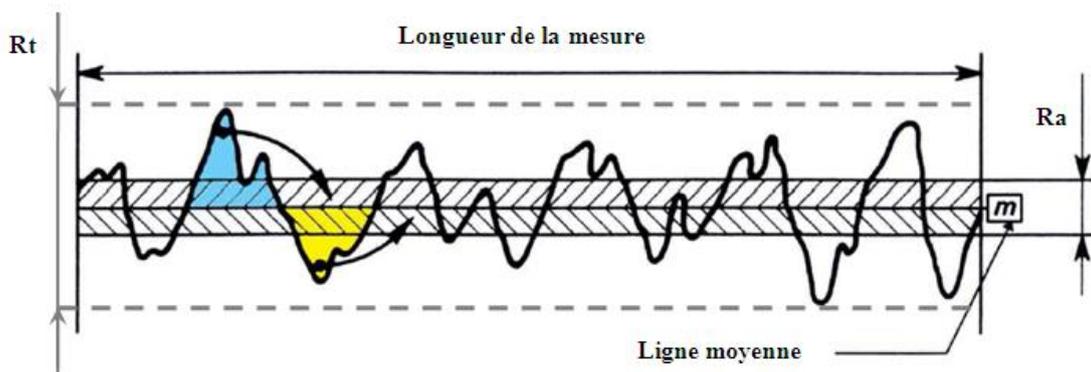


Figure II-10 : Rugosité de surface

- $R_a$  : appelé écart moyen, c'est la moyenne arithmétique des valeurs absolues des écarts, entre les pics et les creux. C'est la distance entre cette moyenne et la «ligne moyenne». On admet couramment que cette notion représente la valeur de la rugosité. Donc pour visualiser  $R_a$ , on répartit de manière uniforme les aires supérieures et inférieures autour de la ligne moyenne «m».  $R_a$  est donc égal à la hauteur de la bande obtenue et ainsi on aura la relation suivante:

$$\text{aire des creux} = \text{aire des pics} = \frac{1}{2} \times Ra \times \text{longueur mesurée} \quad (\text{II.1})$$

- $R_t$  : appelé écart total, c'est la dénivellation la plus importante entre le plus haut sommet d'un pic et le fond le plus bas d'un creux.

Nous avons donc mesuré avec l'aide d'un profilomètre utilisant la norme ISO-4287, la rugosité de la pastille d'alumine et de la plaque d'alumine provenant du CTTC afin de constater si la qualité des motifs de gravure obtenus dépend bien de la rugosité des pièces.

### V.1 Relevé de la rugosité de la pastille commerciale en alumine

La Figure II-11 représente un relevé de rugosité de la pastille commerciale. La pointe du profilomètre est partie du point R et s'est déplacée sur l'échantillon d'une distance de 1,2mm pour arriver au point d'arrivée M.

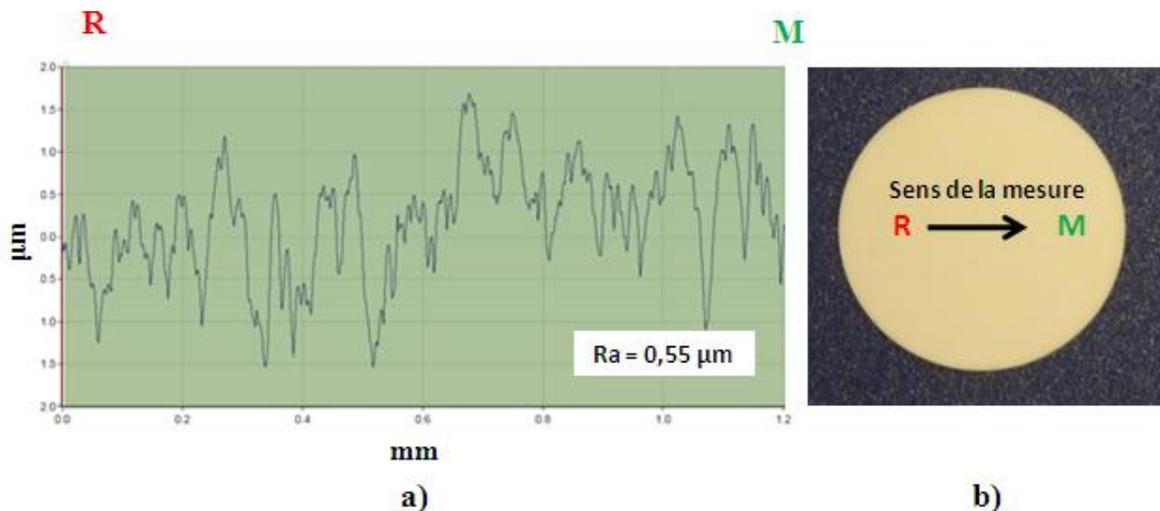


Figure II-11 : a) Profil de la rugosité de surface ; b) sens de la mesure

La rugosité relevée sur cette pastille d'alumine est de  $R_a = 0,45 \mu\text{m}$ . Pour l'écart total  $R_t$  qui on le rappelle est l'écart le plus important entre le plus haut sommet d'un pic et le fond le plus bas d'un creux, nous avons trouvé une valeur  $R_t$  égale à  $3,1 \mu\text{m}$ . Une autre mesure a été réalisée à un autre endroit de la pastille est a relevé une rugosité proche de celle trouvée précédemment. Nous avons effectué une mesure de rugosité sur le substrat en alumine du CTTC afin de comparer la valeur de rugosité avec celle trouvée avec la pastille d'alumine.

## V.2 Relevé de la rugosité d'une plaque en alumine du CTTC

Nous avons relevé la valeur de Ra et de Rt d'une plaque d'alumine provenant du CTTC (Figure II-12). La pointe du profilomètre est partie du point R et s'est déplacée sur l'échantillon d'une distance de 1,2 mm pour arriver au point d'arrivée M.

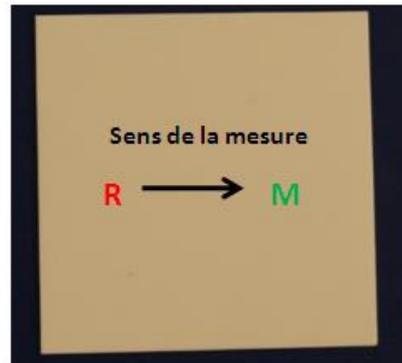


Figure II-12 : Rugosité de surface

La rugosité relevée sur cette plaque d'alumine est de  $Ra = 1,88 \mu\text{m}$ , la valeur de l'écart total entre le plus grand pic et le creux le plus profond est égale à  $Rt = 13 \mu\text{m}$ . En effet comme nous le résume le Tableau II-1, il y a une grande différence de rugosité entre la pastille commerciale et la plaque provenant du CTTC.

Paramètres mesurés	Pastille commerciale en alumine	Plaque d'alumine provenant du CTTC
Rugosité (Ra)	0,45 $\mu\text{m}$	1,88 $\mu\text{m}$
Ecart max (Rt)	3,1 $\mu\text{m}$	13 $\mu\text{m}$

Tableau II-1 : Comparaison des valeurs de Ra et Rt entre la pastille commerciale et la pièce provenant du CTTC

La forte rugosité de la plaque du CTTC fabriquée par stéréolithographie est due à l'étape de nettoyage suite à la fabrication par stéréolithographie. En effet pour retirer le restant de pâte non polymérisée, la méthode utilisée au CTTC est le nettoyage au pinceau. Le passage des poils du pinceau entraîne des rayures sur la pièce qui va ensuite subir l'étape de frittage et qui adoptera suite à cette étape de frittage sa surface finale donc une surface très rugueuse.

La qualité de la métallisation et des gravures comme nous avons pu l'évoquer dans la partie IV.2 dépend bien de l'état de surface et surtout de la rugosité de la pièce sur laquelle nous venons déposer une couche de cuivre et qui subit ensuite la gravure des motifs par laser. La Figure II-13 représente bien la problématique de la rugosité de la surface dans le but d'obtenir des motifs propres, c'est-à-dire une démétallisation homogène sur le substrat.

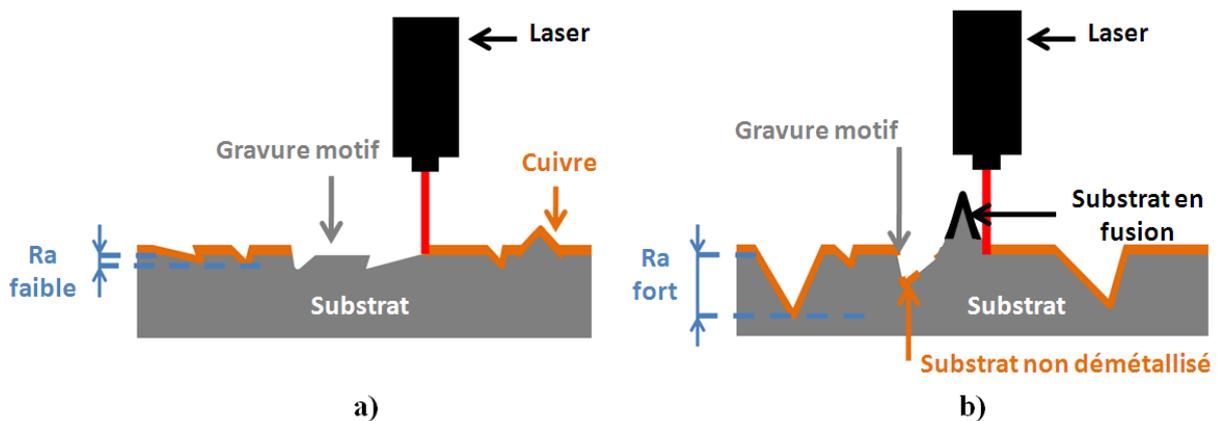


Figure II-13 : a) Figure de synthèse de la gravure d'un motif sur un substrat peu rugueux ; b) Figure de synthèse de la gravure d'un motif sur un substrat très rugueux

Lorsque le substrat est peu rugueux, la gravure du motif se réalise et se reproduit facilement en utilisant les bons paramètres laser (Figure II-13a). En revanche, avec un substrat très rugueux, il est difficile de graver un motif et de le reproduire avec des paramètres laser identiques, en raison de la présence de creux et des pics importants présents sur le substrat (Figure II-13b).

Il a fallu ainsi trouver une solution afin de diminuer la rugosité des pièces provenant du CTTC. La solution envisagée a été de rajouter une étape de polissage avant l'étape de métallisation. Le CTTC est équipé d'une polisseuse à disque comme celle que l'on peut voir sur la Figure II-14.



Figure II-14 : Polisseuse à disque

Cette machine comporte un support circulaire rotatif à vitesse réglable où l'on vient déposer des disques de polissage. La pièce à polir est tenu manuellement et la face de la pièce à polir est posée sur le disque de polissage. En fonction de l'état de surface à traiter et de la rugosité finale souhaitée, nous pouvons utiliser des disques de polissage avec différents grains et à des vitesses et des temps de rotation différents.

Pour notre cas, nous avons travaillé avec des pièces d'alumine dont l'état de surface après la fabrication SLA est très rugueux. Il a été recommandé d'utiliser des disques à diamants à fort grains avec une lubrification de la pièce à polir par un jet d'eau. En effet en fonction du grain du disque de polissage utilisé, il est recommandé d'utiliser des suspensions diamantées ou un jet d'eau qui aura pour rôle de lubrifier la pièce à polir afin de réduire le frottement et le phénomène d'accroche de la pièce à polir contre les disques de polissage. Nous avons donc utilisé un disque de polissage à gros grains de diamètres de 40  $\mu\text{m}$  avec un temps de polissage de 2 minutes.

Nous avons alors appliqué aux filtres "tout céramique" présentés dans ce manuscrit les étapes suivantes :

- polissage de la surface où vont être gravé les motifs,
- métallisation par électroless,
- gravure de motifs.

Nous avons réalisé l'étape de polissage sur la plaque d'alumine provenant du CTTC présentée avec la Figure II-12 et nous pouvons observer avec le Tableau II-2 la différence de rugosité obtenue après l'étape de polissage.

Paramètres mesurés	Plaque d'alumine provenant du CTTC (avant polissage)	Plaque d'alumine provenant du CTTC (après polissage)
Rugosité (Ra)	1,88 $\mu\text{m}$	1,1 $\mu\text{m}$

Tableau II-2 : Comparaison des valeurs de Ra et Rt entre la pastille commerciale et la pièce provenant du CTTC

Ensuite cette plaque a été métallisée avec le procédé d'électroless et nous avons gravé un motif d'excitation pour évaluer l'impact de cette étape de polissage sur la qualité de la

gravure du motif. En parallèle une plaque d'alumine n'ayant pas subi d'étape de polissage a été métallisée et a elle-même subi une gravure par laser du même motif gravé sur la plaque polie et métallisée. Nous pouvons observer la différence de la qualité de gravure sur la Figure II-15.

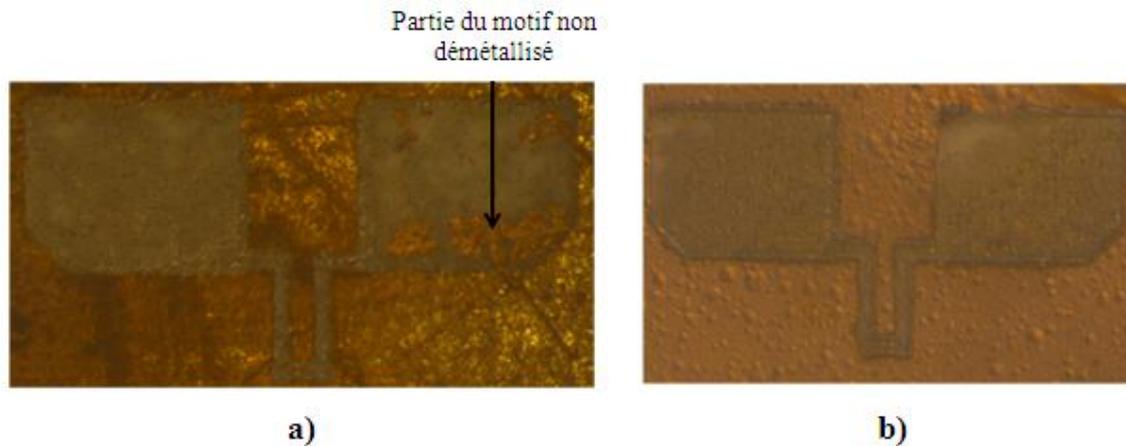


Figure II-15 : a) Gravure d'un motif sur une plaque d'alumine non polie et métallisée ; b) Gravure d'un motif sur une plaque d'alumine polie et métallisée

Nous pouvons constater avec l'aide de cette dernière figure que le polissage a en effet un impact sur la qualité de la gravure. Le changement de couleur de la métallisation sur la Figure II-15 est dû à la différence de luminosité entre les deux bancs qui ont permis de prendre les photos.

Toutes ses étapes ont donc été appliquées sur des résonateurs de formes simples pour ainsi valider le procédé global et par la suite de réaliser des filtres « tout céramique » avec des formes plus complexes.

## **VI- Stéréolithographie, Electroless-3D et gravure laser appliquées au filtres hyperfréquences « tout céramique »**

Nous avons appliqué le procédé de réalisation de filtres tout céramique décrit dans la partie précédente sur des résonateurs de formes géométriques simples afin de valider les étapes de polissage, de métallisation par electroless et de gravure sur des composants

hyperfréquences. Nous avons souhaité réaliser à la suite de toutes ces étapes des mesures en transmission et en réception, dans le but de comparer les résultats obtenus entre les mesures et ceux trouvés en simulation.

### VI.1 Résonateurs monomodes à géométries simples

Les résonateurs sur lesquels nous avons testé dans un premier temps les étapes de polissage, de métallisation par électroless et de gravure sont représentés par la Figure II-16.

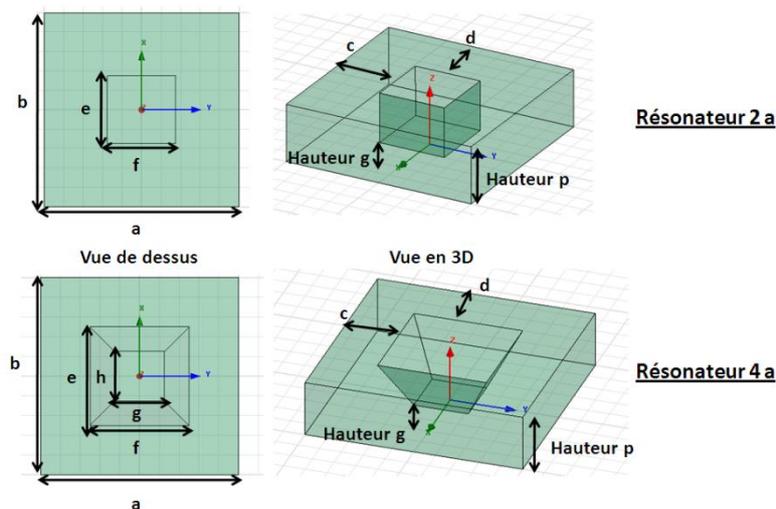


Figure II-16 : Topologie des résonateurs adoptés afin de valider le procédé global de réalisation de filtres monobloc en céramique

Toutes les structures de résonateurs exposées dans cette partie ont été modélisées par le logiciel HFSS en utilisant les propriétés de l'alumine ( $\epsilon_r = 9,8$ ,  $\tan\delta = 2.10^{-4}$ ) caractérisées au préalable. Concernant le logiciel HFSS, il est commercialisé par Ansoft et il est basé sur la méthode des éléments finis (MEF) appliquée dans le domaine fréquentiel pour résoudre les équations de Maxwell.

Les résonateurs représentés sur la Figure II-16 sont des parallélépipèdes rectangles dont nous avons extrudé de la matière sur une certaine hauteur au centre du résonateur formant un creux. Le creux est de forme parallélépipédique pour le résonateur 2a et de forme pyramidale pour le résonateur 4a.

### VI.1.1 Mode de fonctionnement des résonateurs

Le mode d'excitation sur lequel on a souhaité travailler est le mode  $TE_{110}$  dont nous pouvons visualiser sa configuration du champ E sur la Figure II-17. Ce mode va s'installer dans le gap se trouvant entre la base du résonateur et la base de la partie extrudée. La valeur de la fréquence de ce mode  $TE_{110}$  dépend de la géométrie du creux et de la hauteur du gap nommée hauteur g sur la Figure II-16.

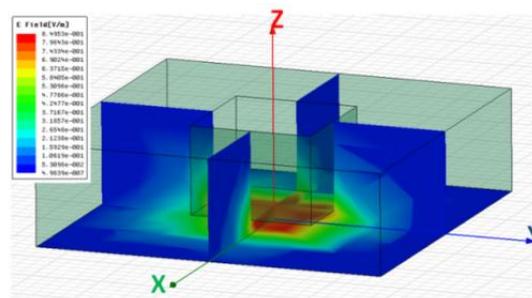


Figure II-17 : Configuration du champ E du mode  $TE_{110}$

### VI.1.2 Dimensions des éléments et fréquences de travail des résonateurs

Nous avons cependant profité de la topologie peu complexe des résonateurs 2a et 4a dans le but de réaliser des versions de résonateur fonctionnant à des fréquences différentes que nous avons nommé 2b et 4b.

Les résonateurs 2b et 4b possèdent la même topologie et les mêmes dimensions (Tableau II-3) que les résonateurs 2a et 4a, la seule différence apportée concerne la hauteur du gap qui a été modifiée dans le but de travailler à d'autres fréquences. Des simulations en oscillations libres ont été réalisées pour fixer les dimensions de la hauteur du gap (Hauteur g) des résonateurs afin de travailler à ces fréquences différentes.

Dimensions	Résonateur 2a	Résonateur 2b	Résonateur 4a	Résonateur 4b
a=b	5 mm		5 mm	
c=d	1,625 mm		1,25 mm	
e=f	1,75 mm		2,25 mm	
g=h	N/A		1,25 mm	
Hauteur gap	200 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$	200 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$
Hauteur pièce	1,505 mm			
Fréquence mode TE <sub>110</sub>	6,04 GHz	4,49 GHz	6,7 GHz	5,6 GHz

Tableau II-3 : Dimensions et fréquence de fonctionnement des résonateurs 2a, 2b, 4a, 4b

### VI.1.3 Motifs d'excitation coplanaires

Compte tenu de la configuration du champ EM lié au mode TE<sub>110</sub>, nous avons choisi l'utilisation de motifs d'excitations de type coplanaire court-circuité. Ceux-ci viendront se positionner par gravure au niveau de la métallisation de la face du dessus des résonateurs. Comme nous l'avons précisé précédemment, ces motifs permettront une excellente intégration de la structure résonante.

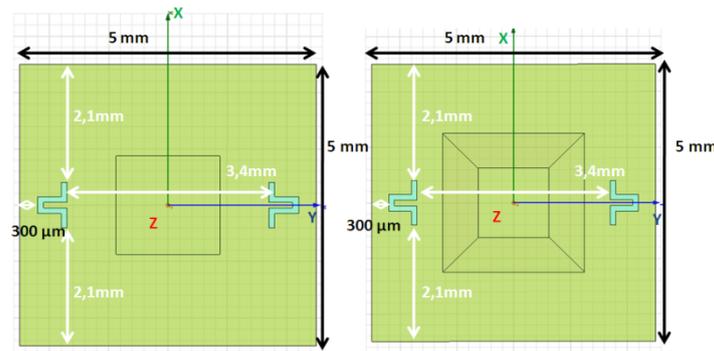


Figure II-18 : Position des motifs coplanaires sur les résonateurs

Ce motif a été dimensionné afin de produire une faible excitation du résonateur. Ceci permettra d'identifier et de caractériser dans de bonnes conditions expérimentales le mode de résonance produit par la structure et de mesurer le facteur de qualité à vide avec précision comme expliqué ci-dessous.

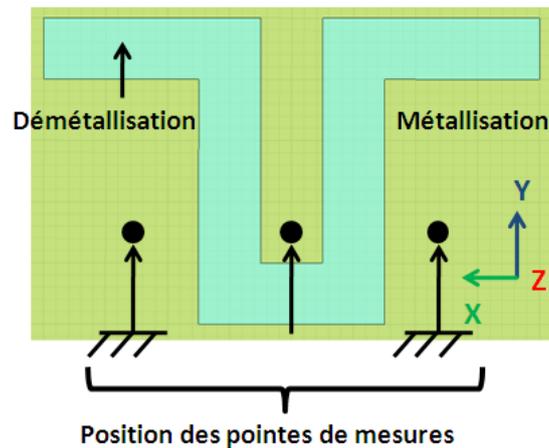


Figure II-18 : Motif coplanaire court-circuité

Ce motif court-circuité à son extrémité permet une concentration du champ électromagnétique en ce point. Le coefficient de couplage extérieur  $Q_e$  est en outre réglé et contrôlant en jouant sur la position et la taille du motif.  $Q_e$  traduit le couplage entre le système d'excitation et le mode de résonance excité.

Ainsi un motif de taille réduite a été choisi en vue de sous coupler le résonateur, la valeur du terme quantifiant le couplage  $Q_e$  sera alors suffisamment élevé pour pouvoir mesurer directement sur la réponse en fréquence de la structure le facteur de qualité à vide.

En effet, le facteur de qualité en charge mesuré expérimentalement  $Q_l$  sera lié aux deux autres termes par la relation :

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}} \quad (\text{II.2})$$

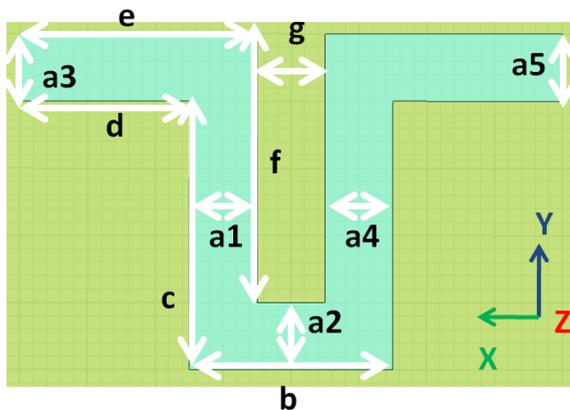
$Q_{e1}$  et  $Q_{e2}$  sont respectivement les coefficients de qualité extérieure de l'accès 1 et 2. Lorsque le couplage est très faible, ces deux derniers termes tendent vers de grandes valeurs, amenant à l'approximation suivante :

$$\frac{1}{Q_l} \approx \frac{1}{Q_0} \quad (\text{II.3})$$

Le coefficient  $Q_1$  d'un résonateur est obtenue à partir de l'équation II.4 où  $f_0$  et  $\Delta f_{-3dB}$  sont respectivement la fréquence de résonance du résonateur et la largeur de bande à -3dB par rapport au maximum de la réponse en transmission.

$$Q_1 = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (II.4)$$

La Figure II-19 représente les dimensions des motifs coplanaires qui ont été retenus. Cette ligne coplanaire est symétrique par rapport à l'axe Y.



Variables	Dimensions
$a1 = a2 = a3 = a4 = a5 = g$	100 $\mu\text{m}$
b	300 $\mu\text{m}$
c	400 $\mu\text{m}$
d	250 $\mu\text{m}$
e	350 $\mu\text{m}$
f	400 $\mu\text{m}$

Figure II-19 : Variables des dimensions du motif

Tableau II-4 : Dimensions du motif

Les résultats des simulations en oscillations forcées des différents résonateurs sont présentés par la Figure II-20.

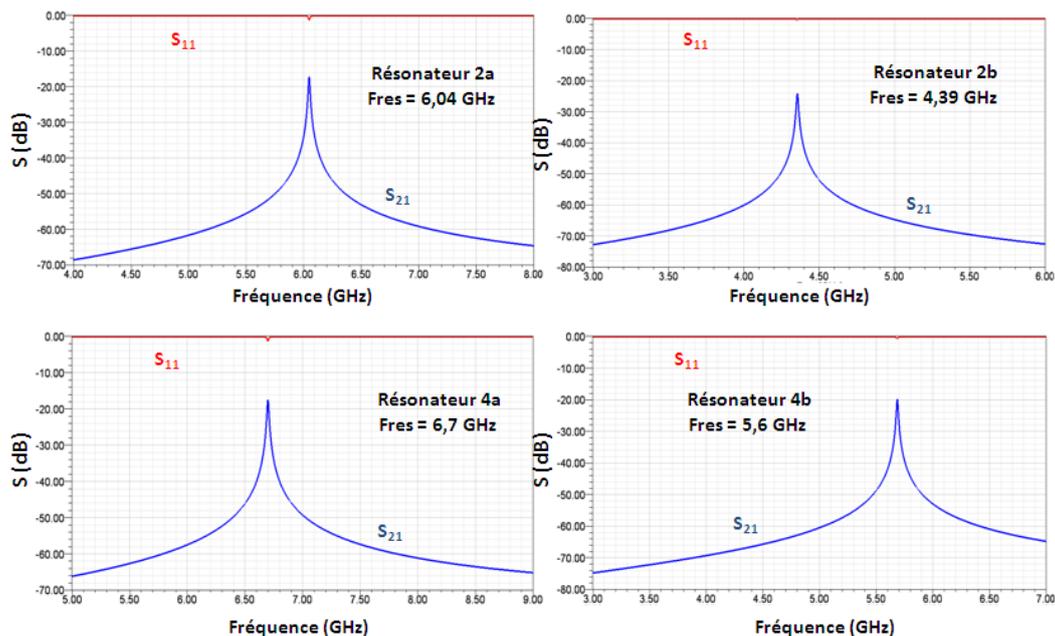


Figure II-20 : Simulations en oscillations forcées des résonateurs 2a, 2b, 4a, 4b

Les valeurs obtenues des facteurs de qualité à vide suites aux simulations de chaque résonateur sont résumées dans le Tableau II-4 en considérant une conductivité du cuivre proche de celle caractérisée donc une valeur  $\sigma = 45,2 \text{ S}/\mu\text{m}$ .

Nom du résonateur	Valeur du $Q_0$ à la fréquence de résonance
2a	467 à 6,04 GHz
2b	421 à 4,39 GHz
4a	480 à 6,7 GHz
4b	390 à 5,6 GHz

Tableau II-5 : Valeur du facteur de qualité à vide pour chaque résonateur

Tous les éléments sont en place dans le but d'utiliser les étapes de polissage, de métallisation et de gravure des résonateurs. Les étapes sont résumées dans le synoptique représenté par la Figure II-21. Avec ce motif d'excitation, le tout dernier point de la première étape de conception CAO est terminé.

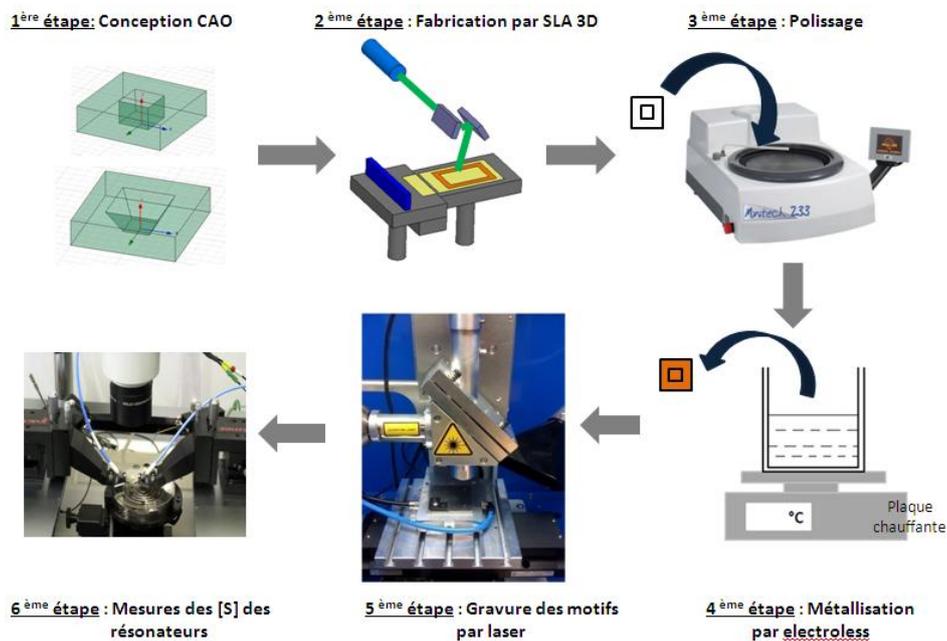


Figure II-21 : Synoptique du procédé de fabrication de résonateur « tout céramique »

Le paragraphe suivant va présenter les résonateurs obtenus suite à la fabrication par SLA en utilisant de la poudre d'alumine. En tout nous avons fabriqué cinq exemplaires de chaque version de résonateur. Ils ont servi de témoins afin de vérifier que les dimensions suite à la fabrication concordent bien avec les dimensions voulues. Mais surtout ces résonateurs ont

servi de témoins dans le but de valider les procédés de métallisation et de gravure qui ont été appliqués pour la première fois sur de tels dispositifs hyperfréquences au sein du laboratoire XLIM.

### VI.1.4 Fabrication des résonateurs par SLA 3D

Les différents résonateurs ont été fabriqués par stéréolithographie en utilisant de la poudre d'alumine ( $\epsilon_r = 9,8$ ,  $\tan\delta = 2.10^{-4}$ ), ils sont présentés sur la Figure II-22.

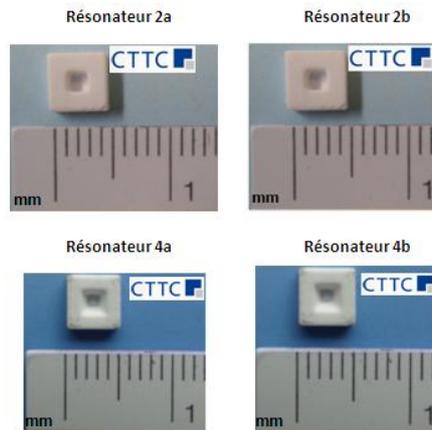


Figure II-22 : Résonateur en alumine fabriqué par SLA 3D

Leurs dimensions ont été relevées et comparées avec les dimensions souhaitées, les valeurs sont reportées dans la Figure II-23 pour les résonateurs 2a et 2b et dans la Figure II-24 pour les résonateurs 4a et 4b.

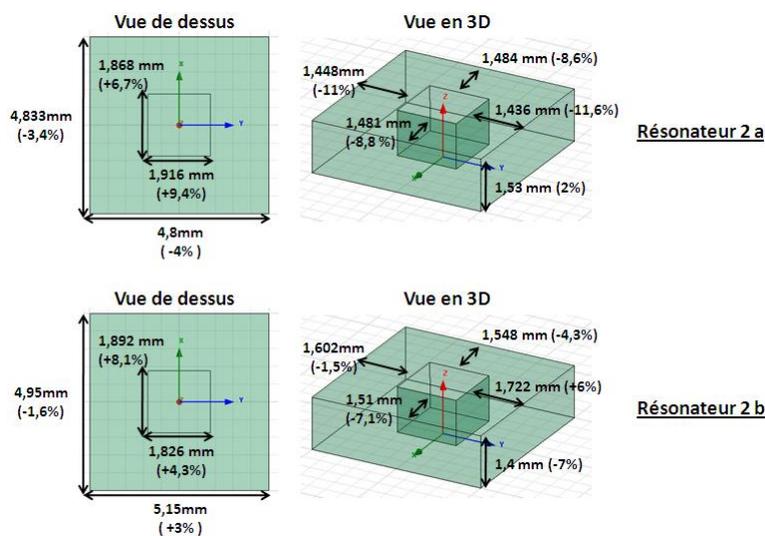


Figure II-23 : Relevé des dimensions sur les résonateurs 2a et 2b

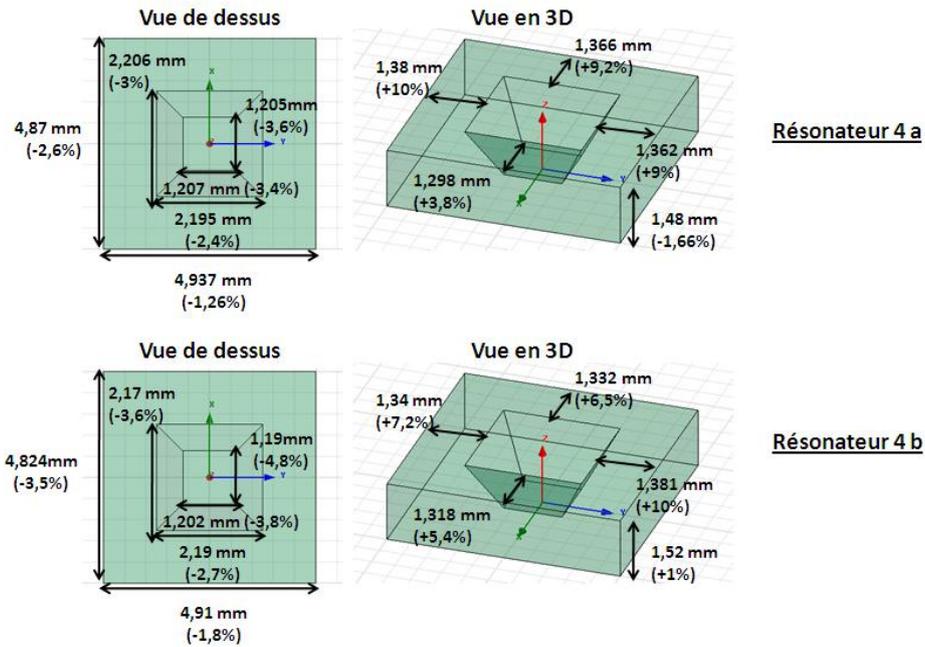


Figure II-24 : Relevé des dimensions sur les résonateurs 4a et 4b

Nous tenons à préciser que la hauteur du gap n'a pas pu être mesurée. En effet cette valeur aurait pu être déduite en réalisant la différence entre la valeur de la hauteur de la pièce et de la valeur de la hauteur du creux. Pour mesurer les hauteurs des pièces nous avons à disposition un appareil destiné à mesurer les épaisseurs qui est muni d'une pointe. Nous plaçons l'objet dont sa hauteur est à mesurer sur le support de l'appareil et la pointe vient se positionner sur le haut de l'objet; à partir de là nous pouvons relever sa hauteur. Le problème rencontré ici pour mesurer la hauteur des creux avec cette pointe, c'est que celle-ci possède un diamètre supérieur aux largeurs des creux des résonateurs 2a et 2b. Concernant les résonateurs 4a et 4b la pointe de l'appareil de mesure vient se positionner en "butée" contre les parois diagonales du creux et donc ne touche pas le fond de celui-ci (Figure II-25).

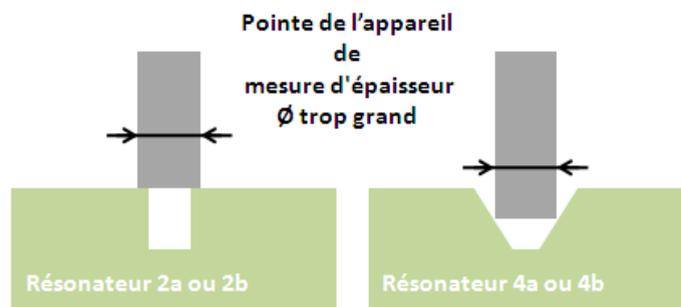


Figure II-25 : Problématique concernant les mesures d'épaisseur du gap

On note tout de même une variation concernant les dimensions relevées par rapport à celles attendues. Les résonateurs sur lesquels nous avons relevé ces dimensions sont issus d'une première phase de fabrication par SLA, et afin de diminuer ses écarts de dimensions il est envisageable, par la suite, de lancer une deuxième phase de fabrication en prenant en compte ces variations à partir du fichier d'origine CAO. Notre intérêt se portant dans un premier temps sur la validation de la métallisation et de la gravure de résonateurs, cet aspect sera secondaire par rapport aux facteurs de qualité  $Q_0$  mesurés.

Suite à la fabrication des résonateurs par SLA, nous sommes passés aux étapes suivantes qui sont le polissage et la métallisation par electroless.

#### VI.1.5 Polissage et métallisation par electroless sur les résonateurs

Afin d'observer l'influence de l'étape de polissage sur la qualité de la métallisation et de la gravure du motif, nous avons choisi volontairement de ne pas polir les résonateurs 2a et 4b contrairement aux résonateurs 2b et 4a, dans le but de comparer les performances électriques entre des résonateurs polis et non polis.

En raison de la forte rugosité des pièces fournies par le CTTC que nous avons pu observer dans la partie V.2, nous avons poli la face qui a subi les gravures des motifs des résonateurs 2b et 4a avec un disque diamanté à fort grains (les grains possèdent un diamètre de  $40\mu\text{m}$ ). Pour se donner une référence, nous avons fixé la vitesse de rotation du disque et du temps de polissage à 200 tours/min pendant une durée de 2 min pour les étapes de polissage de ces deux résonateurs.

A la suite de cette étape de polissage réalisée sur les résonateurs 2b et 4a, nous avons effectué l'étape de métallisation par electroless. Les résonateurs 2b, 2a, 4a et 4b ont été disposés dans un "panier" maintenu par une "griffe" permettant de maintenir les pièces au sein des différentes solutions chimiques provoquant l'apparition et la croissance de la couche de cuivre à une épaisseur souhaitée.

Une fois l'étape de métallisation effectuée nous avons pu commencer l'étape de la gravure des motifs avec l'aide du laser présenté dans la partie IV.

### VI.1.5 Gravure des motifs sur les résonateurs avec l'aide du laser

Avant de graver le motif d'excitation sur les différents résonateurs, celui-ci a été gravé sur une plaque d'alumine provenant du CTTC et métallisé avec du cuivre afin de comparer si le motif gravé correspondait bien avec le motif souhaité. Il a fallu retoucher le fichier numérique du motif initial dans le but d'obtenir le motif souhaité.

L'étape de gravure a été délicate pour les résonateurs 2a et 4b vu qu'ils n'ont pas subi l'étape de polissage. En effet, il a fallu plusieurs tirs de gravure pour graver totalement les motifs en raison de la difficulté de la démétallisation de certaines parties du motif dues à la rugosité de la surface importante.

Quant aux résonateurs 2b et 4a qui eux on subi l'étape de polissage, il a fallu un seul tir laser pour graver les motifs d'excitation. Nous pouvons voir sur la Figure II-26 les résonateurs 2b et 4a après les étapes de polissage, de métallisations et de gravure laser.

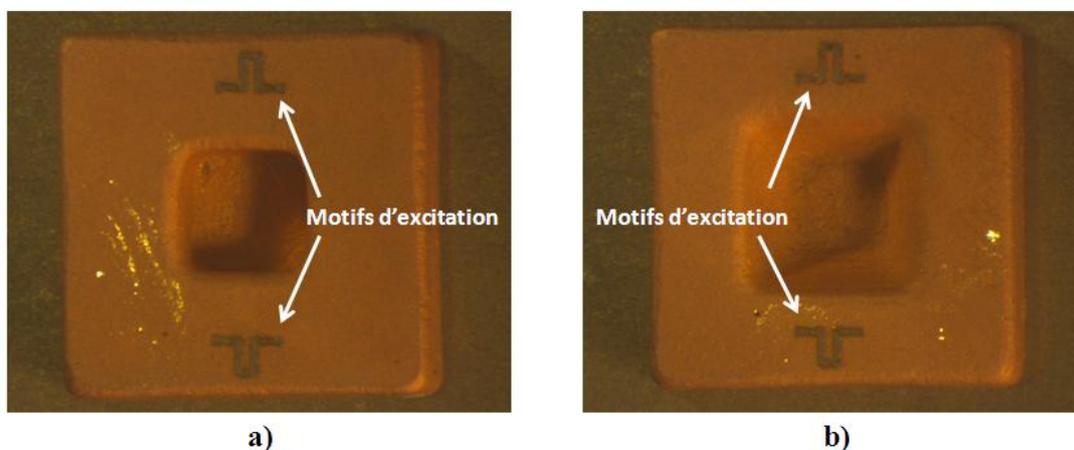


Figure II-26 : a) Résonateur 2b à la suite de l'étape de métallisation et de la gravure des motifs ; b) Résonateur 4a à la suite de l'étape de métallisation et de la gravure des motifs

La Figure II-27 permet de visualiser l'un des motifs gravé en gros plan et de comparer les dimensions du motif obtenues avec les dimensions souhaitées.

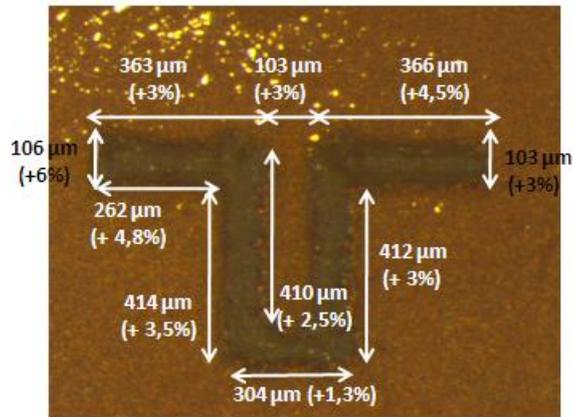


Figure II-27 : Motif gravé et relevé de ses dimensions

Nous remarquons avec la Figure II-27 que les dimensions de l'un des motifs gravé sont proches des dimensions attendues. Ce motif nous le rappelons a été gravé sur un des résonateurs polis d'où l'obtention d'un motif propre et régulier au niveau des bords.

#### VI.1.6 Mesures de performances électriques des résonateurs

La Figure II-28 représente la réponse en fréquence des résonateurs n'ayant pas subi l'étape de polissage (cas des résonateurs 2a et 4b) et la réponse en fréquence des résonateurs polis (cas des résonateurs 2b et 4a).

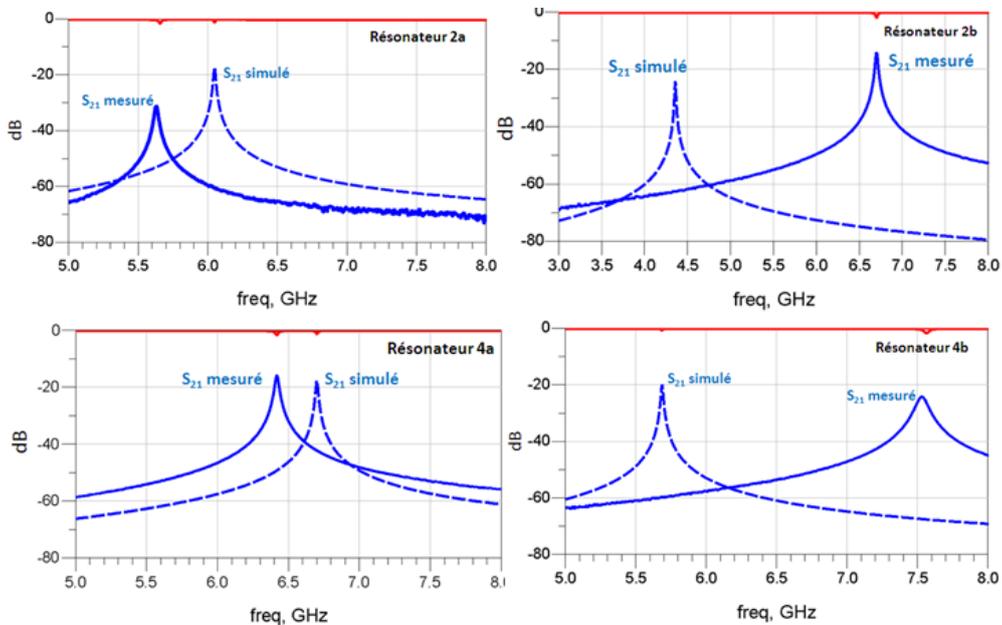


Figure II-28 : Comparaison entre les réponses fréquentielles simulées et mesurées des différents résonateurs

Ce qui nous intéresse de ces différentes réponses obtenues est le coefficient de transmission noté  $S_{21}$ . Quant au Tableau II-6, il permet de comparer ainsi les variations des valeurs simulées et obtenues des facteurs de qualité à vide et de l'écart fréquentiel obtenu entre la fréquence du mode simulée et mesurée.

Résonateurs	Fréquence du mode simulée	Fréquence du mode mesurée	$Q_0$ simulé	$Q_0$ mesuré
2a (non polis)	6,04 GHz	5,65 GHz (-6,5%)	467	214 (-54%)
4b (non polis)	5,6 GHz	7,5 GHz (+34%)	390	96 (-75%)
2b (polis)	4,49 GHz	6,7 GHz (+49%)	421	329 (-21%)
4a (polis)	6,7 GHz	6,4 GHz (-4,4%)	480	297 (-38%)

Tableau II-6 : Ecart entre les valeurs simulées et mesurées de la fréquence du mode et du facteur de qualité à vide  $Q_0$

Concernant les résonateurs 4b et 2b, nous pouvons constater un fort écart de la valeur de fréquence de résonance entre la mesure et la simulation. Cet écart peut être justifié par les dimensions des résonateurs obtenus après fabrication par SLA 3D. En effet, on a pu observer dans la partie IV.1.4 le mauvais centrage du creux au sein de la pièce, une différence entre les valeurs des dimensions souhaitées et obtenues. Notamment sur la hauteur des pièces qui est un paramètre essentiel pour fixer la valeur de la fréquence de résonance.

Une phase de rétro-simulation a été réalisée afin de déterminer la hauteur des gaps des résonateurs qui n'a pas pu être mesurée physiquement. Les résonateurs 2a et 4a, on souhaitait que la hauteur soit de 200 $\mu$ m ; après la phase de rétro-simulation, nous avons obtenu respectivement une hauteur de 160 $\mu$ m et 180 $\mu$ m. Concernant les résonateurs 2b et 4b, on souhaitait que la hauteur soit de 100 $\mu$ m ; après la phase de rétro-simulation, nous avons obtenus respectivement une hauteur de 190 $\mu$ m et 180 $\mu$ m.

Quant aux valeurs de facteur de qualité à vide, nous pouvons observer une nette différence entre les valeurs obtenus avec les résonateurs dont la surface sur laquelle on est venu graver les motifs a été polie et les résonateurs dont la surface n'a pas été polie. Le polissage a permis de diminuer la rugosité de la surface du résonateur et donc d'améliorer la qualité de la gravure du motif.

Dans la partie V.2 de ce manuscrit, on a pu voir l'importance de la rugosité sur la qualité de la gravure d'un motif. En effet plus la gravure d'un motif d'excitation est de bonne qualité (c'est-à-dire lorsque le laser démétallise le cuivre sans laisser la moindre goutte) mieux est excité le mode TE<sub>110</sub> des résonateurs.

Pour valider cette hypothèse nous avons retravaillé avec les résonateurs non polis c'est-à-dire les résonateurs 2a et 4b, dans le but d'améliorer leur facteur de qualité à vide. Pour cela nous les avons démétallisé avec une solution de Cu Etch pour pouvoir réaliser l'étape de polissage. La solution de Cu Etch est composée essentiellement d'acide chlorhydrique, d'eau oxygénée et elle permet de graver le cuivre. Une fois les résonateurs 2a et 4b démétallisés et polis, ils ont subi de nouveau les étapes d'electroless, de gravure des motifs et pour terminer l'étape finale qui est la mesure des performances électriques. Ces performances seront comparées avec celles obtenues sans l'étape de polissage.

La démétallisation a été réalisée avec une solution de cuivre Etch, cette solution permet de dissoudre le cuivre sans attaquer l'alumine. Une fois la solution de cuivre Etch appliquée sur les deux résonateurs, ces résonateurs ont été plongés dans un bain d'eau déionisée à ultrasons dans le but de supprimer toutes traces de cette solution de cuivre Etch. Il est important de supprimer toutes traces de celle-ci afin d'éviter que cette solution agisse de nouveau lors l'étape de métallisation qui pourrait détériorer l'effet des solutions du procédé par electroless.

Une fois les résonateurs démétallisés et ne présentant plus de traces de solution de cuivre Etch, ils ont subi une étape de polissage en utilisant le même disque, la même durée de polissage et la même vitesse de rotation des résonateurs polis 2b et 4a. Ensuite une nouvelle étape de métallisation a été réalisée suivie de la gravure des motifs d'excitation et de la mesure des performances électriques de ces deux résonateurs. Après cette étape de polissage, nous avons pu en effet juger de l'amélioration de la qualité de gravure des motifs.

La figure II-29 représente les réponses en fréquence des résonateurs 2a et 4b avec et sans l'étape de polissage.

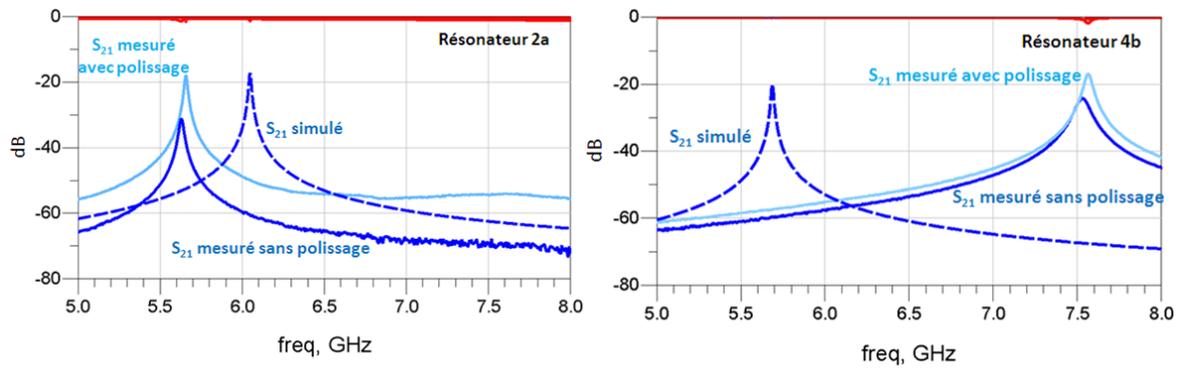


Figure II-29 : Comparaison entre les réponses fréquentielles mesurées avec et sans l'étape de polissage

On observe que le mode de résonance est plus fortement excité comme attendu grâce à une meilleure définition du motif d'excitation, le Tableau II-7 permet de comparer les valeurs du facteur de qualité à vide obtenues avec et sans étape de polissage sur les pièces 2a et 4b. Nous trouverons dans ce tableau la valeur du facteur de qualité à vide ainsi que la fréquence de fonctionnement désirés pour ces résonateurs.

Résonateurs	Fréquence du mode simulée	Fréquence du mode mesurée	Q <sub>0</sub> simulé	Q <sub>0</sub> mesuré
2a (non polis)	6,04 GHz	5,65 GHz (-6,5%)	467	214 (-54%)
2a (polis)		5,69 GHz (-5,3%)		361 (-23%)
4b (non polis)	5,6 GHz	7,51 GHz (+34%)	390	96 (-75%)
4b (polis)		7,58 GHz (+35%)		175 (-55%)

Tableau II-7 : Ecart entre les valeurs simulées et mesurées de la fréquence du mode et du facteur de qualité à vide Q<sub>0</sub>

Avec l'aide de ce dernier tableau, on peut observer l'effet de l'étape de polissage sur la fréquence du mode et de la valeur du Q<sub>0</sub>. Concernant l'évolution de la fréquence, on l'explique du fait que les dimensions extérieures des résonateurs on diminué de quelques micromètre suite à l'étape de polissage. On peut observer l'amélioration des facteurs de qualité à vide, le polissage a amélioré l'état de surface des résonateurs et a permis de venir déposer une fine couche de cuivre homogène sur l'ensemble des résonateurs et ainsi faciliter la gravure et améliorer la qualité du motif qui a permis de mieux coupler le mode de fonctionnement.

Les facteurs de qualité à vide ont été fortement améliorés suite à l'étape de polissage : le résonateur 2a a vu son facteur de qualité à vide augmenter de 69% et celui du résonateur 4b de près de 45%. Cette étape de polissage est primordiale pour l'obtention de bonnes performances électriques, cette étape s'impose indispensable et nous l'avons finalement incluse dans le procédé final pour la réalisation de dispositifs de filtrage hyperfréquence "tout céramique".

Une difficulté d'ordre pratique a aussi été rencontrée lors de cette étape de polissage avec la polisseuse à disques rotatifs utilisée. En effet, avec cette polisseuse, nous devons tenir manuellement la pièce et maintenir la surface à polir parallèle au disque de polissage dans le but d'obtenir la surface la plus plane possible. Souhaitant réaliser des filtres hyperfréquences céramiques à formes plus complexes de petites tailles, il apparaît de plus que l'ensemble de la structure est impossible à polir avec ce type de polisseuse à disque. Toutes ces difficultés nous ont orientées sur la sélection d'une autre méthode de polissage qui permettrait de polir uniformément des petites pièces en contrôlant la rugosité précisément. Notre choix c'est porté sur la méthode de polissage par vibro-abrasion appelée tribofinition.

#### VI.1.7 Traitement de l'état de surface des résonateurs par tribofinition

La tribofinition (polissage par vibro-abrasion) consiste à polir des pièces mécaniquement. Les pièces à polir sont insérées avec des microbilles en céramique, de l'eau et une solution abrasive dans des tambours hermétiquement clos. Par un phénomène de rotation et vibration du tambour, une abrasion se produit à la surface et dans les moindres recoins de la pièce. Il est possible de contrôler la rugosité en fonction du temps et de la vitesse du processus.

Ce procédé de tribofinition est utilisé dans de nombreux domaines comme la joaillerie, l'horlogerie, l'industrie automobile et la métallurgie. Dans le but d'utiliser ce procédé sur nos résonateurs en céramique nous avons fait appel à l'entreprise Monnot qui travaille essentiellement sur ce procédé de polissage par vibro-abrasion. Cette entreprise propose un polissage haute finition par ce procédé pour des pièces de dimensions allant de 500  $\mu\text{m}$  à 15 cm. Nous avons donc envoyé les résonateurs en alumine à cette entreprise en ayant comme

demande de les polir jusqu'à obtenir une rugosité de l'ordre de  $0,45\mu\text{m}$  ( $R_a$  de la pastille commerciale MCSE).

Pour être sur et certain de la rugosité de la pastille en alumine, nous leur avons joint en même temps que les résonateurs, un exemplaire de cette pastille afin qu'il contrôle sa rugosité et de la prendre comme référence pour le polissage des résonateurs. Des relevés de rugosité ont donc été réalisés sur la pastille et sur les résonateurs avant le polissage par tribofinition. D'autres relevés ont été effectués pendant ce processus d'abrasion afin d'obtenir la rugosité souhaitée de la surface des résonateurs. Le polissage a été réalisé en une seule étape en insérant tous les résonateurs dans le même tambour.

La Tableau II-8 résume les valeurs de la rugosité ( $R_a$ ) et l'écart maximum entre un pic et un creux ( $R_t$ ) de la pastille céramique et des résonateurs relevés par l'entreprise Monnot initiales et après tribofinition. La mesure de l'état de surface ainsi que la rugosité ont été relevés sur une distance de  $700\mu\text{m}$  sur chaque pièce, la valeur de la rugosité de la pastille a servi de valeur de référence. La tribofinition a donc été appliquée sur l'ensemble des résonateurs jusqu'à obtenir une rugosité proche de la rugosité de la pastille.

Résonateurs	$R_t$ d'origine	$R_t$ après tribofinition	$R_a$ d'origine	$R_a$ après tribofinition
pastille	$3,1\mu\text{m}$	N/A	$0,45\mu\text{m}$ (valeur réf)	N/A
2a et 2b	$15\mu\text{m} < R_t < 19\mu\text{m}$	$3\mu\text{m} < R_t < 5,5\mu\text{m}$	$1,4\mu\text{m} < R_a < 1,9\mu\text{m}$	$0,34\mu\text{m} < R_a < 0,46\mu\text{m}$
4a et 4b	$8\mu\text{m} < R_t < 10\mu\text{m}$	$4\mu\text{m} < R_t < 5\mu\text{m}$	$0,6\mu\text{m} < R_a < 1,1\mu\text{m}$	$0,35\mu\text{m} < R_a < 0,52\mu\text{m}$

Tableau II-8 : Ecart de  $R_a$  et de  $R_t$  des pièces céramiques avant et après tribofinition

Nous pouvons constater en observant les valeurs de la rugosité obtenues de l'efficacité de la tribofinition. A l'origine les résonateurs avaient des valeurs de rugosité assez élevées et irrégulières. Après avoir réalisé la tribofinition, nous obtenons des pièces avec une rugosité proche de la valeur de référence ( $R_a=0,45\mu\text{m}$ ) et surtout des valeurs homogènes sur l'ensemble des résonateurs.

De la mise en place de la technique de métallisation de cuivre sur une surface céramique à l'élaboration d'un procédé améliorant la gravure de motifs sur ces dépôts de cuivre, les solutions se sont dégradées et arrivent au delà de la date limite de péremption. Des

premières observations visuelles traduisent un phénomène d'oxydation. Nous avons donc décidé de recommander des solutions permettant de réaliser le procédé de métallisation afin de métalliser et de graver les résonateurs avant la soutenance. Nous avons tout de même réalisé une métallisation et des gravures sur un filtre 4 pôles "tout céramique" pour voir le comportement du procédé de métallisation sur une structure céramique à géométries complexes qui est présentée dans la suite du chapitre.

## VI.2 Filtres 4 pôles " tout céramique "

### VI.2.1 Topologie et dimensions du filtre 4 pôles

Nous avons appliqué le procédé de réalisation de filtre céramique présentée précédemment sur un filtre 4 pôles à géométries plus complexes conçu par Aurélien Périgaud, Ingénieur CNRS au sein du laboratoire XLIM. Ce qui nous intéresse dans cette partie est de voir si le procédé est applicable sur des filtres à géométries complexes. Nous pouvons observer sur la Figure II-30a le fichier de CAO du filtre étudié. Après une optimisation des dimensions dans le but de trouver la réponse des filtres souhaitée, ils ont été fabriqués par SLA en alumine puis ensuite polis par tribofinition et métallisés pour ensuite enfin subir l'étape de la gravure des motifs d'excitation.

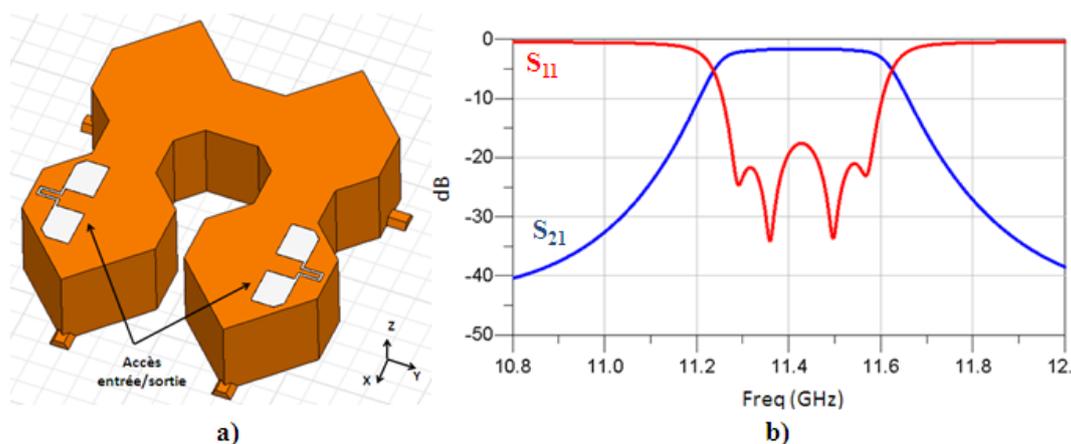


Figure II-30 : a) Fichier de conception du filtre céramique 4 pôles Chebyshev ; b) Réponse simulé du filtre céramique 4 pôles

Ce filtre est constitué de quatre cavités parallélépipédiques. Elles sont connectées par trois guides évanescents. Les quatre cavités fonctionnent sous le mode  $TE_{110}$ , sont de mêmes

formes et de dimensions identiques. Ce filtre est excité par deux accès coplanaires placés au-dessus de la première et la quatrième cavité. Ce filtre a été simulé en adoptant les propriétés de l'alumine ( $\epsilon_r = 9,8$  et  $\tan\delta = 2.10^{-4}$ ) et les propriétés intrinsèques du cuivre. On peut observer sur la Figure II-30b la réponse simulée du filtre 4 pôles en céramique. La fréquence centrale est de 11,43 GHz, la bande passante à -3dB est de 400 MHz avec -1,5 dB de pertes d'insertion. La réflexion dans la bande est toujours inférieure à -15dB. Sur, la Figure II-31, on présente les dimensions globales idéales du filtre et les dimensions correspondantes de ses accès d'excitation.

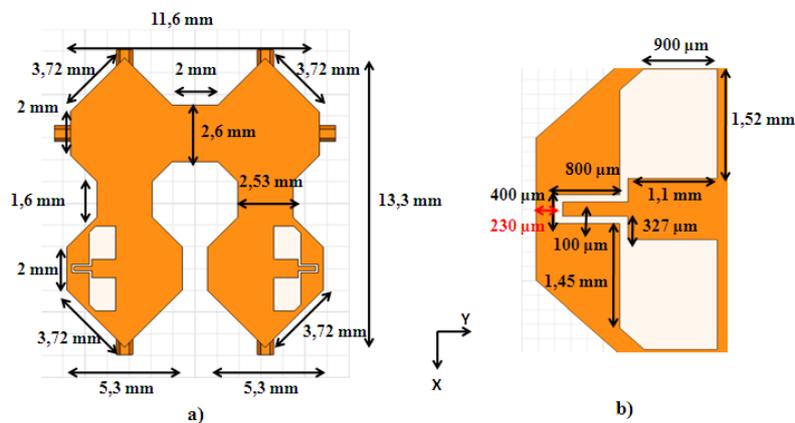


Figure II-31 : Dimensions globales théoriques souhaitées du filtre et de ses motifs d'excitation

Les dimensions théoriques sont identifiées dans un fichier de type "igs" afin de réaliser la partie céramique du filtre en alumine par la technologie stéréolithographie céramique 3D. Sur la Figure II-32, une photographie est présentée du filtre céramique et des paramètres qui définissent ses dimensions.

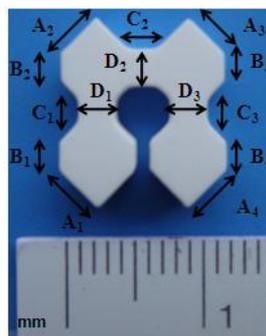


Figure II-32 : Photographie du filtre 4 pôles fabriqué par stéréolithographie céramique 3D

Nous trouvons dans le Tableau II-9 les dimensions relevées et les écarts entre les dimensions relevées et les dimensions souhaitées.

Variables	Dimensions/écarts	Variables	Dimensions/écarts
A1	3,61mm/-3%	B4	1,74mm/-13%
A2	3,33mm/-10,5%	C1	1,48mm/-7,5%
A3	3,76mm/+1%	C2	1,82mm/+13%
A4	3,6mm/-4%	C3	1,37mm/-15%
B1	1,79mm/-10,5%	D1	2,75mm/+9%
B2	1,78mm/-11%	D2	3 mm/+15%
B3	1,6mm/-20%	D3	2,9mm/+11,5%

Tableau II-9 : Dimensions obtenues du filtre et comparaison en % des écarts entre les dimensions souhaitées et mesurées

Concernant les dimensions des cavités parallélépipédiques, nous obtenons des valeurs proches des dimensions demandées. Au sujet de la hauteur du filtre, nous avons souhaité une hauteur de 3,4mm et nous avons mesuré une hauteur de 3,36mm. Par contre, pour les dimensions des iris rectangulaires, les valeurs sont moins proches de celles souhaitées. Ces différents écarts proviennent du retrait anisotrope que subit la pièce crue lors des phases de frittage et de déliantage, étant donnée la forme non homogène de la structure dans les trois dimensions. Les écarts de dimensions pourront être pris en compte via le fichier numérique de la pièce afin de relancer une nouvelle fabrication et obtenir une pièce avec les dimensions souhaitées.

Cette pièce a été métallisée avec le procédé d'electroless et elle a été soumise à la technique de gravure laser. Sur la Figure II-33, nous retrouvons cette pièce métallisée et ses motifs d'excitation gravés.



Figure II-33 : Photographie du filtre 4 pôles métallisé et avec ses motifs d'excitation gravés

Sur la Figure II-34 nous pouvons observer un des deux motifs qui a été photographié. Les dimensions du motif souhaité avec celles obtenues suite à la gravure par laser sont très

proches. La qualité du motif est satisfaisante en raison d'aucune présence de gouttes de cuivre au sein du motif, et le motif est régulier sur les bords contrairement aux motifs gravés sur une céramique non polie comme nous avons pu le constater au début de ce chapitre.

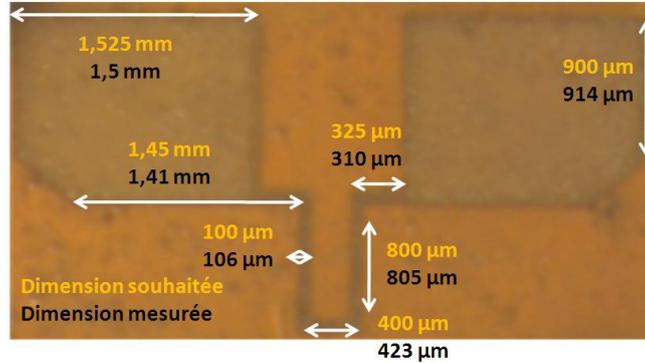


Figure II-34 : Photographie du filtre 4 pôles métallisé et avec ses motifs d'excitation gravés

Après avoir métallisé le filtre et gravé les motifs d'excitation, nous avons mesuré les performances électriques du filtre.

### VI.2.2 Mesure des performances électriques du filtre 4 pôles

Ce filtre a été mesuré à Xlim en utilisant un analyseur de réseaux vectoriel et les pointes GSG compatibles avec les accès coplanaires. La Figure II-35 suivante représente la réponse expérimentale du filtre.

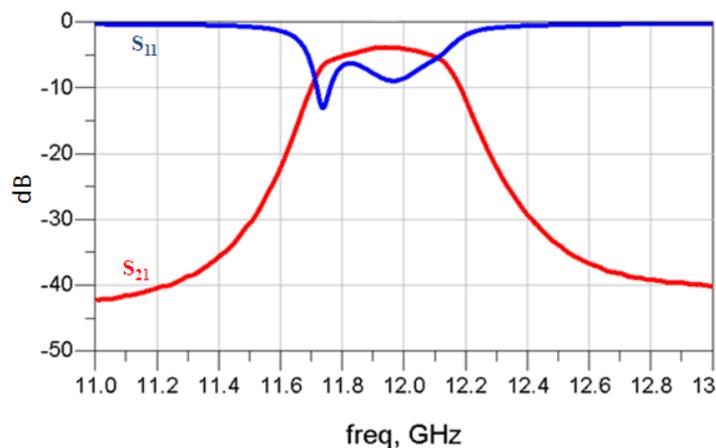


Figure II-35 : Réponse de mesures du filtre 4 pôles

Le Tableau II-10 compare les caractéristiques électriques relevées sur la réponse mesurée du filtre avec les caractéristiques attendues.

Filtre	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante à -3 dB (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Réflexion (dB)
<b>Théorique</b>	11,43	400 MHz	-1.5	-15
<b>Mesuré</b>	11,94	300 MHz	-3,7	-8

Tableau II-10 : Comparaison avec les caractéristiques électriques attendues avec celles obtenues expérimentalement

On peut remarquer que la fréquence centrale du filtre mesuré est décalée de 500 MHz de la fréquence attendue. La bande passante -3dB obtenue est inférieure à celle attendue, ce qui explique par le fait que les iris réalisés n'ont pas les dimensions souhaitées. Par contre le décalage en fréquence ne peut être expliqué par les dimensions réalisées des cavités résonantes.

De la mise en place de la technique de métallisation de cuivre sur une surface céramique à l'élaboration d'un procédé améliorant la gravure de motifs sur ces dépôts de cuivre, la qualité des solutions se sont dégradés et arrivent à la date limite de péremption. Des premières observations visuelles montrent le phénomène d'oxydation. La péremption des solutions utilisées pour réaliser un dépôt de cuivre a été confirmée suite à une phase de rétro-simulation réalisée sur ce filtre. En effet nous avons déduit que la conductivité du cuivre s'est fortement dégradé passant de 45,2 S/ $\mu\text{m}$  à 5 S/ $\mu\text{m}$ . Nous avons donc décidé de recommander des solutions permettant de réaliser le procédé de métallisation afin de métalliser et de graver les autres filtres céramiques dans le but d'obtenir les meilleures performances électriques possibles. Ce travail est en cours, mais en parallèle nous avons mis au point une méthode qui permettrait de corriger la réponse de ce filtre 4 pôles.

### VI.2.3 Méthode de correction de la réponse de filtre

La méthode de correction de la réponse de ce filtre est basée sur une démétallisation de certaines parties du filtre. La première étape consistait, grâce au relevé de dimensions effectué sur le filtre mesuré de réaliser une étape de rétro-simulation avec HFSS dans le but

de retrouver la réponse fréquentielle mesurée. Ensuite une phase d'optimisation a été réalisée et avait pour objectif de trouver l'emplacement, les dimensions et la géométrie des motifs à graver qui permettraient de corriger la réponse de filtre.

Nous pouvons observer sur la Figure II-36a l'emplacement et la géométrie des démétallisations qui ont permis de corriger la réponse du filtre. La réponse du filtre corrigée avec l'aide des motifs de démétallisation est représentée par la Figure II-36b.

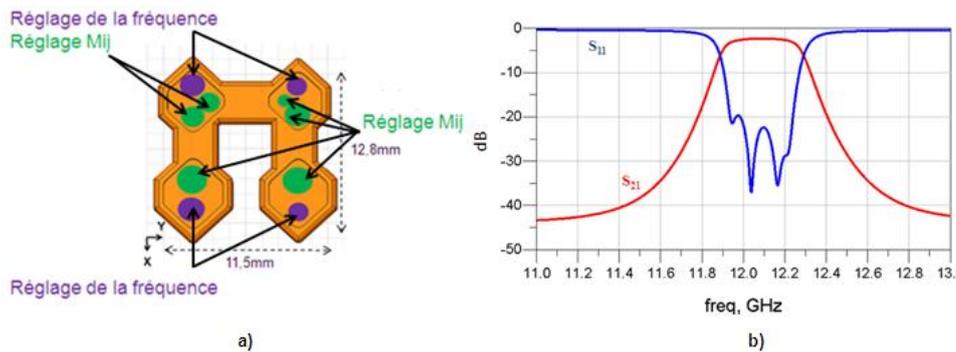


Figure II-36 : a) Motifs de corrections ; b) Réponse obtenue par simulation avec les motifs de correction

Les démétallisations qui ont permis de corriger la réponse de filtre se situent sur le dessous du filtre. Les motifs de corrections se trouvant à l'extrémité de chaque cavité permettent de modifier la fréquence de résonance de chaque pôle. Pour corriger les coefficients de couplage inter-cavité des motifs de correction sont intégrés au niveau des extrémités des guides d'ondes évanescents reliant chaque cavité du filtre. La Figure II-37a représente le filtre 4 pôles avec les motifs de correction qui ont été réalisés avec l'aide de la machine à ablation Laser. La réponse fréquentielle obtenue avec les motifs de correction est représentée par la Figure II-37b.

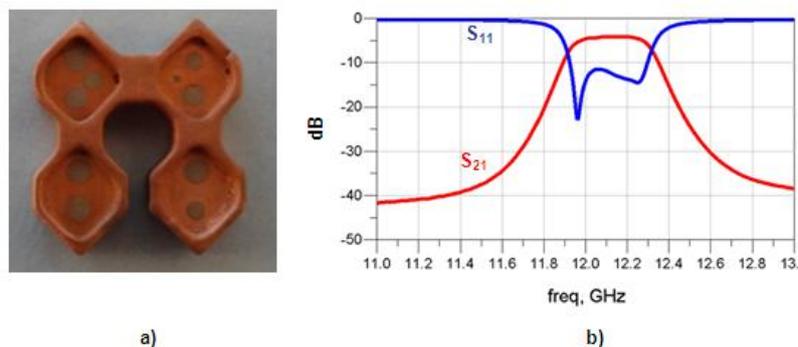


Figure II-37 : a) Motifs de corrections après gravure ; b) Mesure de la réponse fréquentielle du filtre avec les motifs de correction

Si on compare la réponse mesurée du filtre avec les motifs de correction (Figure II-37b) avec la réponse simulée (Figure II-36b) nous pouvons observer que la réponse mesurée ne correspond pas à la réponse simulée. Cette différence est due à la précision du relevé de dimensions qui a permis de réaliser la phase de rétro-simulation. Si on compare la réponse mesurée du filtre avec les motifs de correction (Figure II-37b) avec la réponse du filtre initiale (Figure II-35) les motifs de correction ont permis d'améliorer la réponse du filtre avec un décalage fréquentielle de 200 MHz avec une bande passante inchangée de 300 MHz. Les motifs de correction ont permis d'améliorer la platitude de la réponse passant d'une platitude de 3dB à 1dB. La réflexion du filtre a été aussi améliorée passant de -6dB à -12dB après la gravure des motifs de correction. C'est la première fois qu'une telle méthode est utilisée dans le domaine du filtrage volumique, nous pouvons conclure que ce premier test est satisfaisant. Pour l'instant ces motifs permettent de corriger la réponse en fréquence avec un décalage vers les hautes fréquences, nous cherchons actuellement des géométries de motifs et leurs emplacements qui permettraient de corriger la réponse du filtre avec un décalage fréquentielle vers les fréquences basses.

## VII- Conclusion

Les technologies de fabrication et de métallisation adoptées, si on veut les comparer aux méthodes traditionnelles utilisées dans le domaine du filtrage volumique telles que l'usinage de pièces métalliques, nous permettent de fabriquer un filtre hyperfréquence en un temps et avec des coûts réduits. Un protocole a été mis en place durant cette thèse afin de venir déposer une fine couche de cuivre et améliorer la qualité des gravures des motifs en polissant la surface de la pièce céramique avant sa métallisation.

Le temps de mettre en place le protocole, la qualité des solutions s'est dégradée en raison de leur date de péremption dépassée. Nous avons donc décidé en attendant l'arrivée de nouvelles solutions de ne pas métalliser les pièces ayant subi la tribofinition afin d'obtenir des facteurs de qualité plus faible à ceux attendus.

Nous avons validé une méthode de correction par démétallisation avec l'aide d'un laser en l'appliquant sur un filtre 4 pôles en alumine. Cette méthode de correction permet de

compenser les variations des dimensions obtenues suite à la fabrication du filtre avec la technologie de fabrication par stéréolithographie, donc de corriger les décalages fréquentielles et de corriger les coefficients de couplages dus à ses variations des dimensions physiques. Cette méthode de correction a été appliquée sur un filtre en alumine, il serait envisageable de l'utiliser sur un futur filtre avec un autre gabarit ou en utilisant une céramique différente dont les propriétés permettraient d'obtenir des structures filtrantes plus petites.

- [II.1] A. Khalil, N. Delhote, A. Pothier, A. Bessaudou, D. Baillargeat, S. Verdeyme, H. Leblond, “*Compact Low Loss Alumina Band-Pass Filter in Ku Band Using Layer-By-Layer Stereolithography Technology*”, IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium 2009
- [II.2] Y. Abouliatim, T. Chartier, C. Chaput, C. Delage, “*Fabrication of ceramic by stereolithography*”, RTEjournal, Forum für Rapid Technologie, 2007
- [II.3] J.C. André, M. Cabrera, J.Y. Jezequel, A. Méhauté, *French Pat. 2583333*, 1985
- [II.4] M. Baehrel, “*Le prototypage rapide*”, <http://pagesperso-orange.fr/michel.baehrel>
- [II.5] S. Monneret, “*La microstéréolithographie et ses applications*”, Mécanique et Industries, vol.6, pp. 457-462, Mai 2005
- [II.6] T. Chartier, C. Duterte, N. Delhote, D. Baillargeat, S. Verdeyme, C. Delage & C. Chaput “*Fabrication of millimeter wave components via ceramic stereo and microstereolithography processes*”, Journal of the American Ceramic Society, vol. 91, n°8, pp. 2469-2474, 2008
- [II.7] N. Delhote, “*Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie. Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes*”, Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, Octobre 2007
- [II.8] A. Khalil, “*Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques*”, Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges Octobre 2012
- [II.9] C. Hinczewski, Thèse de Doctorat en Physique, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1998
- [II.10] F. Doreau, C. Chaput, T. Chartier, “*Stereolithography for manufacturing ceramic parts*”, Advanced Engineering Materials, vol.2, pp. 493-496, 2000
- [II.11] C. Provin, S. Monneret, H. Le Gall, S. Corbel, “*Three dimensional ceramic microcomponents made using microstereolithography*”, Advanced Engineering Materials, vol. 15, no. 12, pp. 994-997, June 2003
- [II.12] A-L. Allanic and P. Schaeffer, “*Procédé de prototypage rapide permettant l’utilisation de matériaux pâteux, et dispositifs pour sa mise en œuvre*”, Brevet Français FR 2 790 418-A1
- [II.13] A. Bertsch, S. Jiguet and P. Renaud, “*Microfabrication of ceramic components by microstereolithography*” J. Micromechanical, vol.14, pp. 197-203, Octobre 2003
- [II.14] Brevets US 2005090575 et WO 0042471
- [II.15] H. Yang, J. Segal, M. Turitto, S. Ratchev, “*Rapid manufacturing of micro fluidic devices by microstereolithography*”, International Conferences on Multi-Material Micro Manufacture (4M), pp. 157-160, Octobre 2009
- [II.16] J.F. Bouyssie, S. Bouyssie, S. Sharrock, D. Duran, “*Stereolithographic models derived from X-ray computed tomography –Reproduction accuracy*”, Journal of Surgical and Radiologic Anatomy, vol. 19, n°3, pp. 193-199, 1997
- [II.17] Centre de Transfert de Technologies Ceramiques, <http://www.cttc.fr>
- [II.18] Y. Abouliatim, T. Chartier, C. Chaput, C. Delage, “*Fabrication of ceramic by stereolithography*”, RTEjournal, Forum für Rapid Technologie, 2007
- [II.19] H.S. Sozuer, J. P. Dowling, “*Photonic band calculations for woodpile structure*”, Journal of Modern Optics, vol.43, pp. 231, 1994
- [II.20] N. Delhote, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Thevenot, C. Delage, C. Chaput, “*Large experimental bandpass waveguide in 3D EBG woodpile manufactured by layer-by-layer ceramic stereolithography*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.4, pp.1431-1434, Juin 2007
- [II.21] S. Kiriharaa, D. Sanob, M. Kaneko, “*Smart processing in materials tectonics: fabrication of photonic crystals for terahertz wave control by using micro-stereolithography*”, Tsinghua Science Technology, vol. 14, n°1, pp. 160-163, Juin 2009

- [II.22] N.T. Nguyen, N. Delhote, M. Ettorre, D. Baillargeat, L. Le Coq, R. Sauleau, “*Design and characterization of 60 GHz integrate Lens Antennas fabricated through Ceramic Stereolithography*”, IEEE Transactions on Antennas and propagation, Mai 2010
- [II.23] J.R. White and P. Bindra, “*Electroless Plating – Fundamentals and Applications*”, William Andrew Publishing, pp. 289-329, 1990
- [II.24] G. Wen, Z.X. Guo, C.K. Davies, “*Electroless plating for the enhancement of material performance*” Mat Tech & Adv Perf Mat, vol.14, n°4, pp. 210-217, 1999
- [II.25] A. Brenner, G.E. Ridell, J. Research National Bur. Standard, 1946
- [II.26] G.O. Mallory, J.B. Hajdu, “*Electroless Plating: Fundamentals and Applications*”, Chapter 1 : The Fundamental Aspects of Electroless Nickel Plating, pp.3, Sponsored and published by A.E.S.F (American Electroplaters and Surface Finishers Society)
- [II.27] J.W. Electrodeposition, “*The Materials Science of Coatings and Substrates*”, Chap 7: “Additives” Pages 195, William Andrew Publishing 1993.
- [II.28] Entreprise Bruker <http://www.bruker.com>
- [II.29] Marie-Line Zani “*La mesure de rugosité ? Quelques normes et plusieurs dizaines de paramètres*”, Mesures (Le magazine de l’instrumentation et des automatismes industriels), vol.758, pp.59-63, Octobre 2003
- [II.30] M. Novak, S. Bui “*ISO-Standardized Filtering for DektakXT Stylus Profilers*”, Application note # 550, site Bruker <http://www.bruker.com>
- [II.31] G. L. Matthaei, L. Young, E. Jones, “*Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*”, MacGraw-Hill, 1964, New-York
- [II.32] Entreprise Monnot <http://www.monnot.free.fr>



***CHAPITRE 3 – Stéréolithographie  
céramique pour des applications de filtrage  
en bande Ku***



## I- Introduction

De nos jours, dans le domaine des microondes, les résonateurs diélectriques prennent place dans différents systèmes, comme par exemple dans les dispositifs de filtrage et les antennes.

Durant ces dernières années, le résonateur diélectrique est devenu populaire grâce à l'évolution des équipements de télécommunication, dont le but est de réduire sans cesse la taille et le poids des systèmes. Par exemple, le filtrage classique par cavité est très vite volumineux pour obtenir de très bonnes caractéristiques, ainsi l'introduction de résonateurs diélectriques dans ces cavités permet de réduire la taille globale du dispositif tout en gardant de bonnes caractéristiques [III.1]-[III.2].

Les systèmes intégrant des résonateurs diélectriques sont de plus en plus performants par le fait de l'utilisation de nouveaux matériaux et de nouveaux procédés de fabrication. L'utilisation de nouveaux procédés tels que la stéréolithographie donne accès à de nouveaux matériaux peu utilisés dans le domaine du filtrage. Cette technologie de fabrication donne aussi accès à la réalisation de résonateurs à formes complexes qui permettraient d'améliorer les performances des filtres volumiques en termes de compromis entre le facteur de qualité à vide et l'isolation fréquentielle.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, la technologie stéréolithographie céramique 3D est un procédé breveté qui permet de réaliser en 3D des structures céramiques complexes dédiées à différents domaines tels que la médecine, la mécanique,..Dans ce manuscrit, cette technologie de fabrication sera utilisée pour la réalisation de filtres microondes fonctionnant dans la bande Ku (10,7GHz-12,75GHz) gamme de fréquence utilisée pour des applications multimédia.

Nous avons choisi cette technologie pour fabriquer deux filtres:

- un filtre associant cavité métallique et des résonateurs diélectriques en BMT,

- un filtre tout céramique associant cavité céramique et résonateur diélectrique multipôle le tout fabriqué en une seule étape.

Pour le premier filtre, le choix de cette technologie de fabrication a été effectué afin de diminuer les dimensions globales d'un filtre utilisé actuellement au sein de Thales Alenia Space composé de cavités cylindriques fonctionnant sur le mode  $TE_{113}$ , filtre nécessitant des vis de réglage.

En plus d'optimiser la compacité du filtre associant cavité métallique et résonateurs BMT, les performances électriques obtenues devront être proches des performances atteintes par le filtre de référence. Nous décrirons les performances de ce filtre de référence à la suite de ce chapitre.

Concernant le second filtre nous souhaitons le réaliser entièrement en céramique, c'est-à-dire que le filtre associera cavité et résonateur le tout en céramique et fabriqué en une seule étape. Ce filtre permettra de valider ou non la possibilité de fabriquer des filtres intégrant un système de connexion guide/cavité en céramique. Le filtre subira une étape de métallisation afin de mieux confiner le champ électrique des modes de résonateurs et ainsi obtenir des facteurs de qualité les plus élevés.

Un paramètre essentiel à prendre en compte pour la réalisation d'un filtre pour des applications spatiales est le comportement de ce dernier en température. Une variation de température entraîne une dérive de la fréquence centrale du filtre du fait de la dilatation et de la contraction des matériaux le constituant. Afin de mieux appréhender la dérive fréquentielle en fonction de la température, nous utiliserons pour la fabrication des résonateurs la poudre céramique BMT qui est compatible avec la technologie SLA. Nous verrons dans la suite de ce chapitre que cette poudre céramique a la particularité d'avoir des propriétés intrinsèques évoluant très peu en fonction de la température. Des résonateurs fabriqués avec cette poudre permettront d'avoir une réponse de filtre stable en fonction de la température de l'environnement.

Avant de réaliser le filtre hyperfréquence multipôle avec cette poudre céramique BMT, une étude a été réalisée afin de sélectionner la topologie de résonateur la plus adaptée vis à vis des performances électriques et volumiques souhaitées.

Ce chapitre sera donc organisé de la manière suivante. Le premier point abordé sera dédié aux propriétés intrinsèques (permittivité, tangente de pertes,  $TC_f$ ) de la poudre BMT.

La deuxième partie est consacrée à la présentation des différentes topologies de résonateurs étudiées. Ces résonateurs ont été simulés dans des cavités cylindriques de différentes dimensions dans le but d'observer les performances électriques et leur encombrement volumique. Ensuite, une comparaison selon ces derniers critères a été réalisée entre toutes les topologies de résonateur étudiées. Cette étude comparative a permis de sélectionner la topologie de résonateur qui conviendra le mieux pour la réalisation du filtre multipôle pour le domaine du spatial.

. Ensuite, nous présenterons le gabarit de filtrage et le cahier des charges à respecter.

La première topologie du filtre, basée sur une cavité et des résonateurs en BMT, sera ensuite présentée et détaillée. Le choix de la topologie du résonateur, le facteur de qualité, l'isolation fréquentielle, les coefficients de couplage sont étudiés ainsi que le système utilisé pour l'exciter. Afin d'appréhender la variation en fréquence de chaque résonateur notamment due à une différence entre leurs dimensions souhaitées et fabriquées, des vis seront intégrées à proximité des résonateurs. Des vis de réglages seront notamment insérées dans les iris pour régler les coefficients de couplage pour le bon fonctionnement du filtre.

La seconde topologie de filtre est basée sur une structure monobloc réunissant un résonateur multipôle et une cavité céramique. Ce filtre sera présenté et détaillé dans la suite de ce chapitre. Comme pour le premier filtre le choix de la topologie du résonateur, le facteur de qualité, l'isolation fréquentielle, les coefficients de couplage sont étudiés. Ce filtre subira une étape de métallisation par electroless-3D qui a servi notamment à métalliser des résonateurs "tout céramique" présentés dans le chapitre 2. Ce procédé de métallisation permettra de venir déposer une fine couche de cuivre sur les parois intérieures et extérieures dans le but de mieux confiner le champ électrique des modes de résonance du résonateur multimode. Ce confinement du champ électrique de ces modes aura pour but d'éviter toute dégradation de la valeur du facteur de qualité à vide.

Toutes les structures exposées dans ce chapitre ont été modélisées par des simulations électromagnétiques 3D grâce au logiciel HFSS développé par Ansoft.

## II- Etude de topologies de résonateur originales

### II.1 Propriétés de la poudre céramique BMT

Les priorités posées sont l'utilisation d'une céramique dont les paramètres intrinsèques sont les meilleures possibles afin d'être utilisée dans le domaine du spatial, c'est-à-dire une permittivité assez élevée pour permettre une réduction intéressante des dimensions du résonateur diélectrique (RD). En plus d'une bonne permittivité la céramique doit avoir une tangente de pertes la plus faible possible afin d'obtenir le meilleur facteur de qualité à vide possible. En plus des bons paramètres intrinsèques de la céramique, ses paramètres doivent rester stables en fonction de la température. Un changement de la valeur de la permittivité du matériau dû à un changement de température entraînera forcément un décalage fréquentielle de la réponse du filtre, ce décalage fréquentielle doit être le plus faible possible.

Le choix de la céramique s'est naturellement porté sur la céramique de type BMT ( $\text{Ba}(\text{Mg}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ ) présentant une faible tangente de pertes ( $\tan\delta \leq 1.10^{-4}$  typiquement) et une permittivité assez élevée ( $\epsilon_r \approx 24$ ). Cette poudre céramique BMT a été le sujet de nombreux thèmes de recherche [III.3]-[III.5] En plus d'avoir une faible tangente de pertes et une permittivité assez élevée, cette poudre céramique BMT a un comportement quasiment stable en température. Pour évaluer la stabilité en fonction de la température d'un résonateur fabriqué avec un tel matériau, nous utilisons un coefficient se nommant  $\text{TC}_f$ . Ce coefficient  $\text{TC}_f$  est un acronyme anglais signifiant Temperature Coefficient of resonant Frequency. Ce paramètre est exprimé en ppm/°C et désigne la variation de la fréquence de résonance du mode de fonctionnement du résonateur due au changement de permittivité du matériau. L'évolution de cette fréquence de résonance est produite sous l'effet conjugué de la modification de la permittivité du matériau et de sa dilatation sous l'effet de la chaleur. A noter que pour ces céramiques très dures, la variation de la permittivité est prédominante sur l'impact de la dilatation du matériau à ces fréquences. Donc plus le  $\text{TC}_f$  est faible, moins la dérive en fréquence du mode de résonateur est importante.

La seconde étape consiste à caractériser cette céramique qui sera utilisée lors de la fabrication de résonateurs pour le filtre multipôle. Contrairement à l'alumine, la poudre BMT ( $\text{Ba}(\text{Mg}_{1/3}\text{Ta}_{2/3})\text{O}_3$ ) a été utilisée pour la première fois dans le domaine du filtrage mais aussi pour la fabrication d'objet 3D par stéréolithographie au sein du CTTC.

La poudre de BMT fournie par Temex Ceramic a pour cela été caractérisée comme pour l'alumine utilisée pour la réalisation des filtres dans le chapitre II à température ambiante par la méthode décrite dans la référence [III.6]. Cette méthode consiste à introduire un élément résonant (fabriqué ici par SLA) du matériau à caractériser dans une cavité résonante métallique et de déduire la fréquence du résonateur diélectrique observé connaissant ses dimensions, sa permittivité et sa tangente de pertes.

Nous avons utilisé cette méthode afin de caractériser la céramique BMT en fonction de la température. Pour cela, nous avons placé dans la cavité un résonateur diélectrique en BMT. La cavité a été placée dans une étuve thermique, reliée à un analyseur de réseaux. Ainsi, en fonction de la température, on a pu observer la dérive fréquentielle et la variation du facteur de qualité à vide du mode de fonctionnement de l'élément résonant dans le but d'extraire la valeur du  $\text{TC}_f$  et des valeurs de la permittivité et de la tangente de pertes.

Dans le but de caractériser les propriétés du BMT nous avons fabriqué par SLA deux cylindres en BMT de dimensions identiques mais frités à deux températures différentes (Figure III-1). Avant la fabrication de ce cylindre en deux exemplaires, nous l'avons conçu et simulé avec le logiciel HFSS au sein d'une cavité possédant des dimensions identiques à une cavité présente au sein du laboratoire XLIM. Nous avons aussi profité de cette étape de simulation pour dimensionner le résonateur afin d'obtenir une fréquence du mode de l'élément cylindrique suffisamment isolée par rapport aux fréquences des modes de cavité. Une telle isolation fréquentielle du mode de résonateur permet de simplifier la mesure de la valeur en fréquence du mode du résonateur.

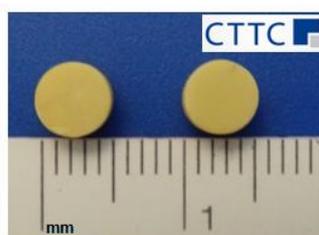


Figure III-1 : Cylindres en BMT fabriqués par stéréolithographie

Un des cylindres à été fritté à 1640°C et l'autre à 1680°C afin de comparer les propriétés intrinsèques, le  $TC_f$  en fonction de la température de frittage et de la température de l'environnement, ces deux valeurs de température de frittage découlent d'une étude R&T financée par le CNES qui a permis de démontrer le potentiel aux hyperfréquences de cette céramique associée à la stéréolithographie. Pour cela, la cavité dans laquelle nous avons inséré les résonateurs de test a été placée dans une étuve dont la température maximum atteignable est de 70°C. Pour valider l'utilisation de cette poudre pour des applications spatiales il aurait fallu à notre disposition une étude dont la température varie entre -20° et 60° qui est la variation de la température au sein de la charge utile une fois placée dans l'espace. Les résultats des mesures sont résumés par le Tableau III-1.

Dimensions des résonateurs et température de frittage	Propriétés intrinsèques et fréquence à la température ambiante ( $\approx 23^\circ\text{C}$ )	Propriétés intrinsèques et fréquence à 70°C	$TC_f$
<b>Hr = 3,53mm</b> <b>Dr = 5,16 mm</b> <b>°C de frittage = 1680°C</b>	$\epsilon_r = 24,4$ $\tan\delta = 1,03.10^{-4} \pm 0,3. 10^{-5}$ à 11,1239 GHz	$\epsilon_r = 24,37$ $\tan\delta = 1,02.10^{-4} \pm 0,3. 10^{-5}$ à 11,127 GHz	5,9 ppm/°C
<b>Hr = 3,51 mm</b> <b>Dr = 5,13mm</b> <b>°C de frittage = 1640°C</b>	$\epsilon_r = 24,28$ $\tan\delta = 1,08.10^{-4} \pm 0,28. 10^{-5}$ à 11,1936 GHz	$\epsilon_r = 24,26$ $\tan\delta = 1,08.10^{-4} \pm 0,3. 10^{-5}$ à 11,195 GHz	2,56 ppm/°C

Tableau III-1 : Propriétés intrinsèques du BMT, calcul du  $TC_f$  pour deux résonateurs

Nous pouvons remarquer la différence concernant les dimensions des deux résonateurs frités à des températures différentes. En effet leurs dimensions ne sont pas identiques mais elles restent cependant assez proches et contenues dans les tolérances de fabrication typiques de la technologie.

Comme nous pouvons le voir sur le précédent tableau, nous avons fait varier la température de 23 °C à 70°C dans le but d'observer les variations des paramètres intrinsèques et de la dérive fréquentielle en fonction de l'évolution de la température afin de calculer le  $TC_f$ .

Le  $TC_f$  est calculé avec la formule suivante :

$$TC_f \text{ ppm } ^\circ\text{C} = \frac{f_r T_1 - f_r(T_0)}{f_r(T_0)} \times \frac{10^6}{T_1 - T_0} \quad (\text{III.1})$$

Avec  $T_0$  correspondant à la température la plus basse,  $T_1$  est la valeur de la température la plus élevée. Les valeurs de  $f_r(T_0)$  et  $f_r(T_1)$  représentent la fréquence du mode  $TE_{01\delta}$  du résonateur cylindrique relevée aux températures  $T_0$  et  $T_1$ .

Nous pouvons constater suite à la caractérisation que les deux résonateurs possèdent des valeurs de permittivité et de tangente de pertes proches. Ces valeurs intrinsèques n'évoluent que très peu en fonction de la température. Néanmoins on a pu observer avec le Tableau III-1 une différence concernant la valeur du  $TC_f$  entre le résonateur frité à 1640°C et celui frité à 1680°C. En effet le résonateur frité à 1640°C possède un  $TC_f$  plus faible que celui frité à 1680°C. Cela se voit nettement avec la variation de la fréquence du mode pour chaque résonateur. Pour une variation de la température de 47°C, le résonateur frité à 1640°C voit sa fréquence de son mode varier de 1,4 MHz, quant au résonateur frité à 1680°C la fréquence de son mode varie de 3,1 MHz. La tangente de pertes n'est quasiment pas affectée par la variation en température, la permittivité quant à elle ne change que de quelques centièmes lors du passage de 23°C à 70°C.

Pour le bon fonctionnement du filtre multipôle final, nous souhaitons que sa réponse fréquentielle n'évolue très peu en fonction de la température. Donc pour la suite de nos travaux, tous les résonateurs fabriqués en BMT seront frités à la température de 1640°C.

Après avoir relevé les paramètres intrinsèques principaux des résonateurs en BMT par SLA, nous avons commencé l'étude de différentes topologies de résonateur compact dans le but d'obtenir un fort facteur de qualité à vide tout en conservant une taille et une isolation fréquentielle intéressante. Cette étude a été réalisée avec le logiciel HFSS en utilisant les valeurs intrinsèques du BMT extraites suite à la caractérisation du résonateur frité à 1640 °C mesurées à la température ambiante, donc une permittivité  $\epsilon_r = 24,28$  et une tangente de pertes  $\tan\delta = 1,08.10^{-4}$ .

## **II.2 Etude de topologies originales de résonateur**

Suite à la caractérisation de la poudre en BMT et connaissant ses valeurs intrinsèques, nous avons réalisé une phase de conception dans le but d'étudier de nouvelles topologies de

résonateur fonctionnant à 11,7 GHz. La valeur de la fréquence de 11,7 GHz a été fixée en début de thèse et correspond à la fréquence centrale de la bande Ku, bande de fréquence dans laquelle les deux filtres multipôles doivent fonctionner. Cette phase de conception avait pour objectif de concevoir des résonateurs compacts, à fort facteur de qualité à vide et à forte isolation fréquentielle, tout en fixant la fréquence de résonance à 11,7 GHz. Les différents résonateurs issus de cette phase de conception ont été simulés dans des cavités en argent ( $\sigma_{\text{idéale}} = 6,17.10^7 \text{ S/m}$ ) de différentes dimensions. Une étude comparative a permis d'évaluer les résonateurs et ainsi de sélectionner la topologie de résonateur présentant le meilleur compromis vis-à-vis des attentes invoquées.

Cette problématique de trouver la topologie de résonateur permettant d'obtenir le meilleur compromis entre le facteur de qualité à vide et l'encombrement de la structure est récurrente dans le domaine du filtrage volumique. De nombreuses réalisations de filtre à résonateurs volumiques [III.7]-[III.9] ont débutées en étudiant les performances électriques des résonateurs en fonction de leur volume et des différents modes de résonance de fonctionnement.

Cette étude a débuté en ajustant les dimensions des résonateurs dans chaque cavité afin d'obtenir le mode de résonance à 11,7 GHz. Afin d'obtenir l'isolation fréquentielle désirée de  $\pm 500 \text{ MHz}$ , un ajustement des dimensions de cavité était parfois certes nécessaire. Les résonateurs présentés fonctionnent la plupart sur le mode  $\text{TE}_{01\delta}$  qui est très souvent choisi pour des applications de filtrage, notamment dans les stations de bases de télécommunications sans fils pour son bon rapport  $Q_0/\text{isolation fréquentielle}$  [III.10].

Ce mode  $\text{TE}_{01\delta}$  de par sa configuration de champs électromagnétiques peut être excité par différentes méthodes de couplages. Les plus utilisées sont les excitations par des boucles de courant qui produisent un couplage de type magnétique. Néanmoins beaucoup d'autres méthodes peuvent être utilisées comme des sondes de type dipôle qui produisent un couplage électrique. Dans notre cas le résonateur sélectionné pour le filtre multipôle en bande Ku associant cavité métallique et résonateur en BMT sera excitée par des guides d'ondes dans le but de faire passer potentiellement un maximum de puissance.

Les Figures III-2 et III-3 représentent les topologies des résonateurs monomodes et multimodes qui ont été simulées au sein de cavités cylindriques de différentes dimensions.

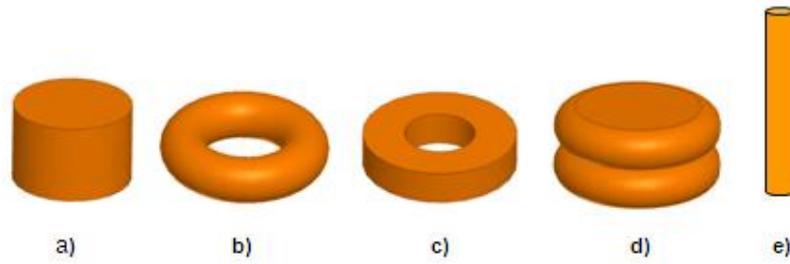


Figure III-2 : Topologies de résonateur monomode a) cylindrique ; b) torique ; c) anneau ; d) « wheel pile » ; e) « TM rod »

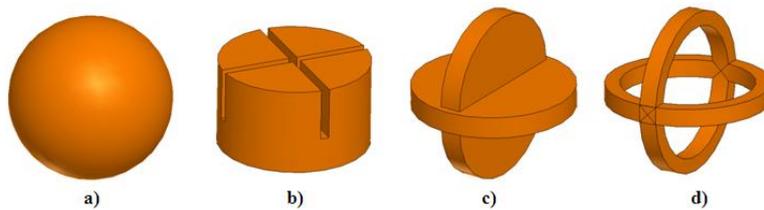


Figure III-3 : Topologies de résonateur multimode compact étudiées afin d'obtenir un fort facteur de qualité à vide : a) résonateur sphérique ; b) cylindre à 2 fentes ; c) cylindres croisés ; d) anneaux croisés

L'ensemble des résonateurs a été simulé au sein de cavités de moyennes et de grandes dimensions dans le but de trouver leur facteur de qualité optimal. La Figure III-4 représente l'évolution du facteur de qualité à vide de l'ensemble des résonateurs étudiés en fonction du volume de la cavité.

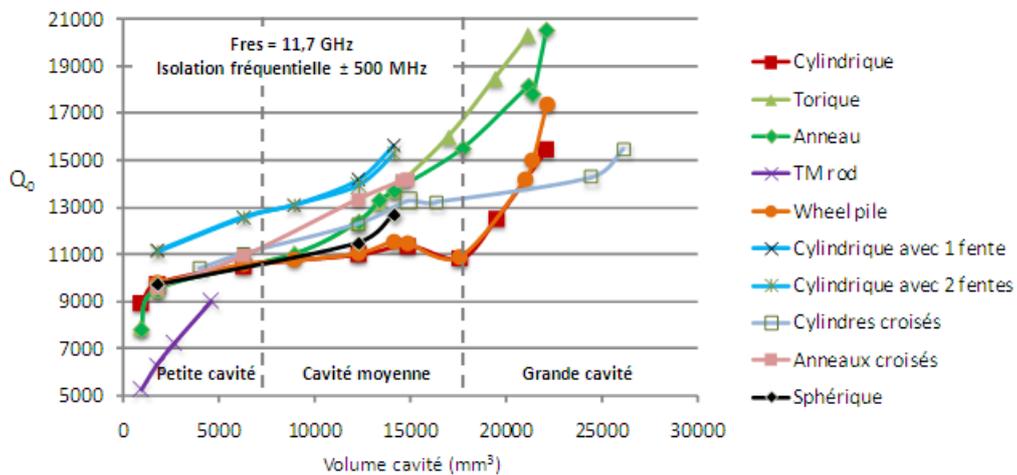


Figure III-4 : Evolution des facteurs de qualité à vide des résonateurs en fonction du volume de la cavité

La Figure III-5 représente l'évolution du facteur de qualité à vide des résonateurs étudiés en fonction du volume des résonateurs.

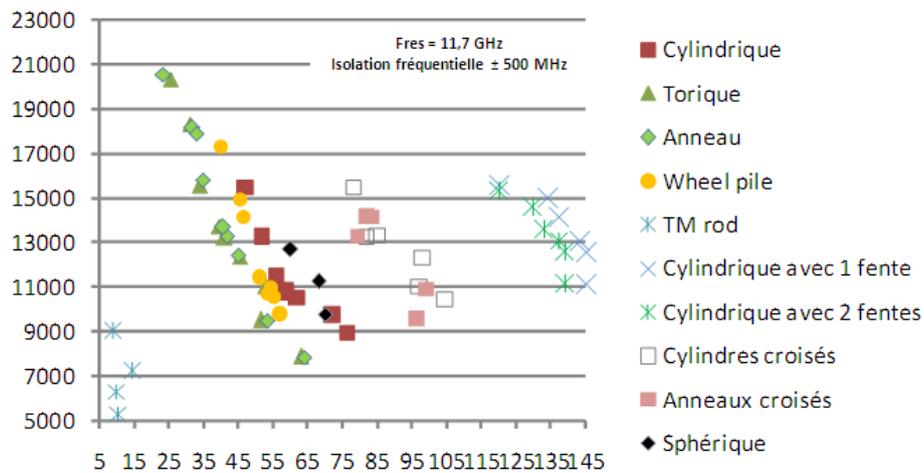


Figure III-5 : Evolution des facteurs de qualité à vide des résonateurs en fonction du volume des résonateurs

A l'aide des Figures III-4 et III-5 nous avons pu déduire les conclusions suivantes :

- Petites cavités (volume < 7500 mm<sup>3</sup>) :

Les meilleurs facteurs de qualité à vide trouvés dans ces cavités sont compris entre 11000 et 13000. Ces niveaux ont été obtenus avec des résonateurs volumineux compris entre 85 mm<sup>3</sup> et 145 mm<sup>3</sup> comme pour le cas des résonateurs cylindriques avec une et deux fentes avec lesquels nous avons atteint le facteur de qualité maximal de 13000. Le résonateur TM rod quant à lui est le résonateur le plus compact avec un volume n'excédant pas 15 mm<sup>3</sup>, mais un facteur de qualité maximal à peine supérieur à 9000.

- Cavité moyennes (7500 mm<sup>3</sup> < volume < 17500 mm<sup>3</sup>) :

Les résonateurs qui ont permis d'obtenir les meilleurs facteurs de qualité à vide au sein de cavités de taille moyenne sont les résonateurs cylindriques avec 1 et 2 fentes et les résonateurs torique et en anneau. Ces résonateurs ont permis d'obtenir des facteurs de qualité compris entre 15000 et 17000.

Contrairement au résonateur torique qui avec un volume de  $27\text{mm}^3$  a permis d'obtenir un facteur de qualité à vide de 17000, les résonateurs cylindriques à 1 et 2 fentes sont quant à eux volumineux ( $\approx 117\text{mm}^3$ ) atteignant un facteur de qualité maximal proche de 15000. Le résonateur cylindrique croisé et le résonateur en anneau possèdent un bon compromis entre le facteur de qualité et leur encombrement volumique.

- Grandes cavités (volume  $> 25000 \text{ mm}^3$ )

Les résultats des simulations ont révélés la possibilité d'obtenir de très forts facteurs de qualité à vide compris entre 16000 et 20000 dans des cavités volumineuses. C'est le cas du résonateur cylindrique, du résonateur "wheel pile", du résonateur anneau et torique, leur volume est compris entre  $25 \text{ mm}^3$  et  $70 \text{ mm}^3$ . Cependant, la nécessité d'utiliser une cavité très volumineuse dans le but d'obtenir de tels facteurs de qualité est tout de même un critère pénalisant dans le but de réaliser des filtres microondes compact. De plus dans de telles cavités de grande taille, les modes de résonateur diélectrique se sont transformés en pseudo modes de cavités.

Cette étude sur les topologies de résonateur nous a servis de référence dans le but de sélectionner la topologie de résonateur afin de concevoir des filtres hyperfréquences compacts appliqués pour le domaine du spatial présentés dans la suite de ce chapitre.

. On a pu observer durant l'étude qu'il été possible d'obtenir de fort facteur de qualité en fonction de la topologie du résonateur et de la taille de la cavité :

- Dans les petites cavités, on a pu observer que le résonateur TM rod avec un facteur de qualité proche de 6000 permettait d'obtenir une isolation fréquentielle de 14 GHz ( $\pm 7\text{GHz}$  autour de la fréquence du mode). Quant aux résonateurs cylindriques avec une et deux fentes, ils permettent d'obtenir de forts facteurs de qualité avoisinant 13000 mais ces résonateurs nécessitent d'utiliser une grande quantité de poudre de BMT. Contrairement aux résonateurs à fentes, le résonateur en anneau et le résonateur torique sont des résonateurs compacts avec des facteurs de qualité proches de 10500.
- Avec les cavités moyennes, des facteurs de qualité à vide compris entre 16000 et 17000 peuvent être atteints avec les résonateurs cylindriques une et deux fentes, le

résonateur anneau et le résonateur torique. Comme pour le cas des petites cavités, l'utilisation des résonateurs en anneau et torique est à privilégier pour économiser la quantité poudre en BMT en raison de son coût élevé.

- Il n'y a pas de grandes différences sur les performances électriques entre le résonateur torique et le résonateur en anneau. Ce qui peut différencier ces deux topologies est la facilité de fabrication du résonateur en anneau de par sa géométrie peu complexe. Cette topologie possède un compromis intéressant entre la taille, le facteur de qualité à vide et le volume.
- Comme pour le résonateur en anneau et le résonateur torique, les performances électriques des résonateurs à cylindres et anneaux croisés sont similaires. Le résonateur à cylindres croisés possède un avantage de par sa facilité de fabrication.

Ces derniers présentent un excellent compromis (similaire à celui de l'anneau et au tore) avec la possibilité non négligeable de pouvoir utiliser des résonateurs diélectriques à modes duaux.

Avant d'exposer le gabarit de filtrage et les performances imposées, nous présentons au début de ce chapitre une vue rapide et générale sur la théorie de filtrage pour bien comprendre les tâches principales que doit réaliser un filtre microonde.

### **III- Vue générale sur la théorie du filtrage**

Les filtres sont classés en deux grandes familles : numérique et analogique. Les filtres numériques sont réalisés à partir de structures intégrés micro-programmables. Ils fonctionnent en temps discret, avec l'objectif de modifier d'une façon précise le contenu fréquentiel d'une séquence appliquée à l'entrée du filtre [III.11].

Les filtres analogiques sont aussi classés en plusieurs catégories : actifs et passifs. Les filtres actifs sont capables d'effectuer en une même opération, le filtrage et l'amplification.

Pendant les travaux de cette thèse, nous nous sommes seulement intéressés au filtrage passif qui se caractérise notamment par l'usage exclusif de composants passifs.

Dans les domaines de l'électronique, il est très difficile de trouver un système qui ne contient pas au moins un filtre. Ce composant, quelle que soit sa topologie et sa technologie, peut éliminer des fréquences parasites indésirables et isoler un signal dans une bande de fréquence spécifiée. Les performances d'un filtre sont évaluées par des caractéristiques électriques (sélectivité, niveau des pertes, atténuation minimale, ondulation, isolation entre bandes, puissances admissibles), par des caractéristiques physiques (volume, surface occupé, masse), et par des contraintes environnementales (sensibilités aux contraintes thermiques).

D'un point de vue historique, plusieurs approches pour développer un filtre microondes sont regroupées dans [III.12]. Le filtre à cavités couplées, le filtre à résonateur diélectriques, le filtre à lignes microruban sont des exemples parmi beaucoup d'autres. Lors des travaux de cette thèse, les filtres optimisés sont basés sur la topologie de cavités résonantes chargées de résonateurs diélectriques.

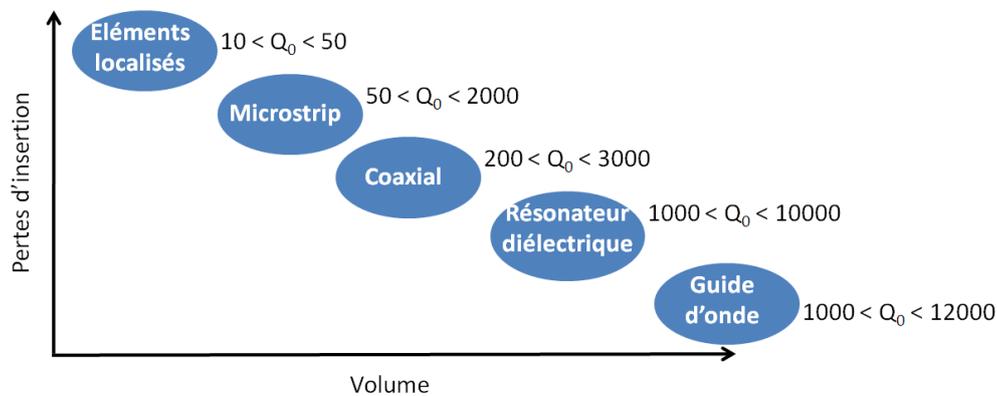


Figure III-6 : Caractéristiques de plusieurs types de résonateur à 5GHz [III.13]

Sur la Figure III-6, on présente les tailles, les facteurs de qualité à vide et les pertes d'insertion relatives de plusieurs types de résonateurs [III.13]. On observe pour une fréquence de résonance donnée, une cavité résonante remplie d'air a le facteur de qualité à vide le plus élevé mais un encombrement le plus important, contrairement aux résonateurs à éléments localisés ou planaires qui présentent un faible encombrement mais également de faibles facteurs de qualité à vide. Un des objectifs de ce travail, entre autre, est de trouver un compromis entre la taille et la valeur du facteur de qualité nécessaire pour satisfaire les

spécifications de filtrage. La théorie du filtrage concernant les résonateurs diélectrique est détaillée en **annexe 2** et dans les références [III.23]-[III.26].

## IV- Cahier des charges

L'étude portera sur la réalisation de filtres fonctionnant dans la bande Ku qui est allouée à des applications multimédias. Nous avons pris comme référence les performances électriques et les dimensions d'un filtre à cavité réalisé au sein de Thales Alenia Space.

Le filtre de référence possède six pôles et travaille sous le mode  $TE_{113}$ . Le gabarit de ce filtre sera présenté dans le paragraphe suivant. Cette étape est la première phase dans la conception du filtre.

Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir d'un gabarit que nous pouvons voir sur la Figure III-7.

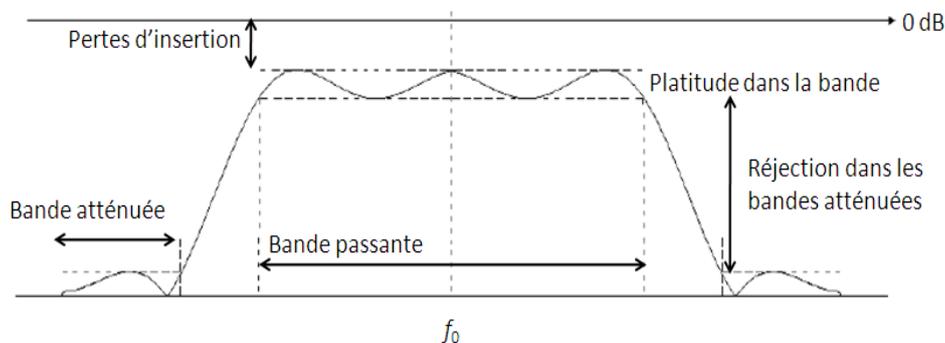


Figure III-7 : Gabarit d'un filtre

Le gabarit d'un filtre renseigne sur le type du filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre (fréquence central  $f_0$ , bande passante  $\Delta_f$ , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau de pertes d'insertion). Le gabarit présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir un filtre s'approchant le plus possible au gabarit de référence.

Les spécifications du filtre multipôle réalisé au sein de Thales Alenia Space en bande Ku sont les suivantes :

- $f_0 = 11,7$  GHz,
- bande passante (équi-ondulation) = 200 MHz,
- pertes d'insertion dans la bande  $< 0.2$  dB,
- réflexion dans la bande  $S_{11} < -20$  dB,
- réjection hors bande :  $-40$  dB à  $f_0 \pm 500$  MHz,
- isolation fréquentielle  $\pm 1$  GHz,
- facteur de qualité à vide  $Q_0 = 12000$ ,
- facteur de qualité extérieur  $Q_e = 52$ ,
- nombre de pôle nécessaire = 6,
- diamètre cavité = 27,5 mm et longueur cavité = 137 mm,
- volume =  $81372$  mm<sup>3</sup>,
- utilisation de guides d'ondes pour l'excitation dans le but de transmettre un maximum de puissance.

Le but de cette étude est de remplacer la solution mécanique actuelle très performante mais aussi très encombrante par une solution de filtrage plus compacte, tout en s'approchant des contraintes de filtrage fixées.

## **V- Filtre multipôle associant cavité métallique et résonateurs en BMT**

### **V.1 Sélection de la topologie de résonateur**

Avant de se lancer dans la conception du filtre multipôle, nous avons sélectionné la topologie de résonateur permettant de se rapprocher au mieux des performances demandées. Souhaitant réaliser un filtre compact, sélectif et isolé en fréquence, notre choix s'est porté sur le résonateur en anneau. Car en l'insérant dans des cavités de faibles dimensions et excité par des guides d'ondes, il a montré la possibilité d'obtenir un fort facteur de qualité à vide, un facteur de qualité extérieur faible tout en ayant la possibilité d'avoir une isolation

fréquentielle plus grande que les autres topologies de résonateur étudiées (présentées en début de chapitre) au sein de cavités de dimensions identiques.

A titre d'exemple, prenons le résonateur en anneau positionné seul dans une cavité possédant un diamètre de 20 mm et une hauteur de 17 mm, dont son mode  $TE_{01\delta}$  est excité par des guides d'ondes comme illustré par la Figure III-8. Avec une telle structure nous avons obtenu un facteur de qualité  $Q_0 = 9900$ , un facteur de qualité extérieur  $Q_e$  proche de 100 avec une isolation fréquentielle de +/- 1 GHz autour de 11,7GHz. Cette structure est excitée par des guides d'ondes standards WR90 possédant une ouverture de 22,86 mm×10,86 mm. Le Tableau III-2 résume les dimensions des différents éléments qui ont permis d'obtenir de telles valeurs.

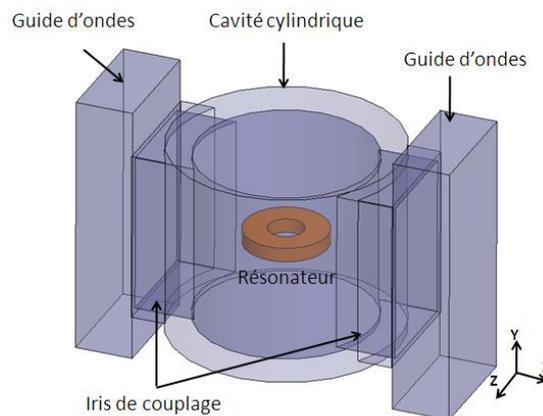


Figure III-8 : Résonateur en anneau au sein d'une cavité cylindrique excité par des guides d'ondes

Le Tableau III-2 résume les dimensions de la cavité, des iris et du résonateur.

Variables	Dimensions
Diamètre et hauteur de la cavité (extérieur)	$D_{ext} = 20 \text{ mm}$ ; $H_{ext} = 17 \text{ mm}$
Diamètre et hauteur de la cavité (intérieur)	$D_{int} = 15,5 \text{ mm}$ ; $H_{int} = 15 \text{ mm}$
Hauteur et largeur des iris de couplage	$H_{iris} = 12 \text{ mm}$ ; $L_{iris} = 7 \text{ mm}$
Diamètre extérieur du résonateur en anneau	$D_{extanneau} = 7,3 \text{ mm}$
Diamètre du creux de l'anneau	$D_{creuxanneau} = 3,3 \text{ mm}$
Hauteur du résonateur en anneau	$H_{anneau} = 1,4 \text{ mm}$

Tableau III-2 : Dimensions des éléments fixées pour le début de l'étude du filtre multipôle

Des études en oscillations forcées et en oscillations libres ont été réalisées dans le but d’observer la réponse fréquentielle de la structure et d’identifier les modes proches de 11,7 GHz qui est la fréquence du mode de résonance du résonateur en anneau. Les résultats concernant les deux études sont illustrés par les Figures III-9 et III-10.

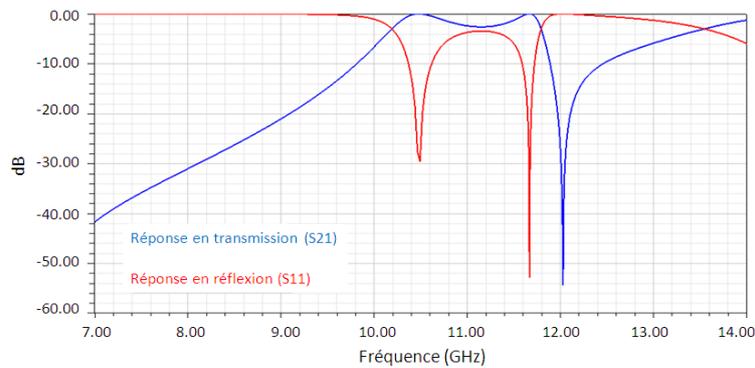


Figure III-9 : Réponse fréquentielle de la structure sans les pertes diélectrique et métalliques

Nous pouvons visualiser sur la Figure III-9 la réponse en fréquence de la structure qui fait apparaître la présence d’un mode parasite à la fréquence de 10,6 GHz. Une étude en oscillations libres a été menée afin d’identifier ce mode. La configuration du champ E de ce mode parasite présent à 10,6 GHz est représentée par la Figure III-10.

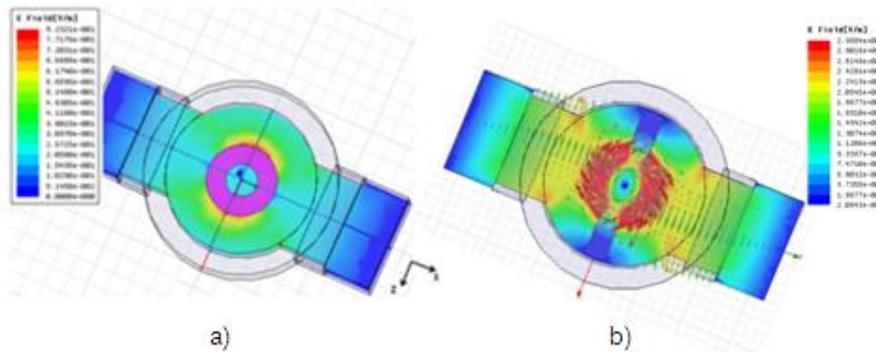


Figure III-10 : Configuration du champ électrique a) du mode parasite à 10,6 GHz ; b) du mode de résonance  $TE_{01\delta}$  du résonateur

Suite à l’identification de ce mode parasite, l’étape suivante consistait à repousser ce mode pour obtenir une isolation fréquentielle plus grande autour de la fréquence de 11,7 GHz. La répartition du champ E du mode parasite se trouve essentiellement entre le résonateur et les parois de la cavité, parallèle aux guides d’ondes. Profitant de la liberté de fabrication

offerte par la stéréolithographie, nous avons imaginé une structure réalisant la fonction d'élément perturbateur pour repousser ce mode parasite et la fonction de support pour maintenir le résonateur au centre de la cavité pour maximiser la valeur de  $Q_0$ . L'impact de cet élément sur les performances du filtre est détaillé dans la partie suivante.

## **V.2 Insertion d'un support au résonateur**

Le résonateur et son support sont représentés par la Figure III-11. Ces éléments ont été simulés avec les propriétés du BMT ( $\epsilon_r = 24,28$  et  $\tan\delta = 1,08 \cdot 10^{-4}$ ).

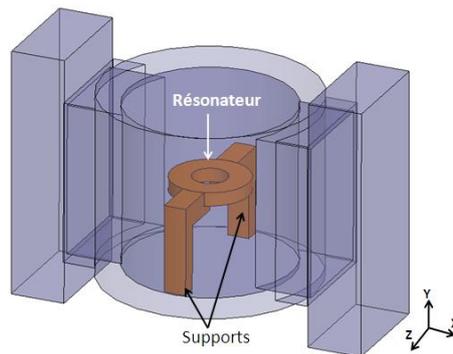


Figure III-11 : Résonateur et ses supports dans une cavité cylindrique

Afin de trouver le meilleur compromis  $Q_0/Q_e$ , nous allons effectuer plusieurs phases d'optimisation :

- Une première phase d'optimisation a été réalisée sur les dimensions des iris pour une cavité d'un diamètre de 20mm et une hauteur de 17mm.
- Une deuxième phase d'optimisation a été effectuée sur les dimensions des iris pour plusieurs cavités de dimensions différentes.

Il faut noter que pour le cahier des charges visé, le facteur de qualité extérieur sera de l'ordre de 50.

### **V.2.1 Optimisation et choix des dimensions de la structure de référence**

Les optimisations résultent des calculs en oscillations forcées et en oscillations libres. Elles ont été réalisées dans le but d'observer l'évolution des valeurs de  $Q_0$  et de  $Q_e$  tout en

vérifiant la réponse de la structure pour éviter une éventuelle apparition de modes parasites. Les résultats de l'optimisation sont présentés du Tableau III-3 au Tableau III-6. Pour l'évolution du  $Q_0$ , nous nous sommes basés sur l'étude en oscillations libres. La cavité a été simulée avec les propriétés intrinsèques de l'argent avec une conductivité de  $6,7 \cdot 10^7$  S/m. L'étude de l'évolution de  $Q_e$  a été réalisée sans les pertes métalliques et diélectriques, en prenant en compte uniquement la permittivité du BMT. Les optimisations ont été effectuées avec le logiciel HFSS de Ansoft.

#### V.2.1.1 Structure de référence

Avant de commencer la phase d'optimisation nous avons inséré la structure en céramique au sein d'une cavité d'un diamètre de 20 mm et une hauteur de 17 mm, nous avons fixé arbitrairement la hauteur de l'iris à 14 mm et sa largeur à 9 mm à l'entrée et à la sortie de la cavité. La largeur des pieds du support a été fixée à 2 mm et nous avons optimisé la hauteur du résonateur pour fixer la fréquence de résonance à 11,7 GHz. Nous passons d'une hauteur de résonateur de 1,4 mm sans les supports à une hauteur de 1,25 mm avec les supports afin de réajuster la fréquence de résonance du résonateur à 11,7 GHz. A noter que les supports sont espacés de 250  $\mu$ m par rapport aux parois de la cavité. Nous avons placé le support au plus près de la cavité pour repousser au plus loin le mode parasite. De part sa taille et de sa géométrie l'influence du support sur le mode de résonance du résonateur se traduit par un décalage fréquentielle de 100 MHz vers les fréquences basses. Pour recalibrer la fréquence du mode de résonance du résonateur à 11,7GHz il faut donc diminuer la hauteur du résonateur. Nous trouvons sur la Figure III-12 les supports et ses différentes variables.

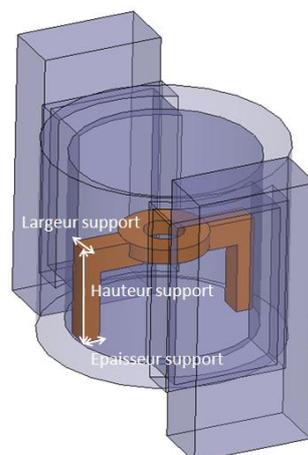


Figure III-12 : Résonateur et ses supports dans une cavité cylindrique

Les dimensions de la structure globale sont rappelées ci-dessous dans le Tableau III-3.

Variables	Dimensions
Diamètre et hauteur de la cavité (extérieur)	$D_{\text{ext}} = 20 \text{ mm}$ ; $H_{\text{ext}} = 17 \text{ mm}$
Diamètre et hauteur de la cavité (intérieur)	$D_{\text{int}} = 15,5 \text{ mm}$ ; $H_{\text{int}} = 15 \text{ mm}$
Hauteur et largeur des iris de couplage	$H_{\text{iris}} = 14 \text{ mm}$ ; $L_{\text{iris}} = 9 \text{ mm}$
Diamètre extérieur du résonateur en anneau	$D_{\text{extanneau}} = 7,3 \text{ mm}$
Diamètre du creux de l'anneau	$D_{\text{creuxanneau}} = 3,3 \text{ mm}$
Hauteur du résonateur en anneau	$H_{\text{anneau}} = 1,25 \text{ mm}$
Hauteur, largeur, épaisseur des supports	$H_{\text{support}} = 8,125 \text{ mm}$ ; $L_{\text{support}} = 2 \text{ mm}$ ; $E_{\text{support}} = 1,5 \text{ mm}$

Tableau III-3 : Dimensions de la cavité, du résonateur et des supports

Avec ces dimensions nous avons trouvé les performances électriques résumées dans le Tableau III-4.

Facteur de qualité à vide $Q_0$	Facteur de qualité extérieur $Q_e$	Isolation fréquentielle	Fréquence de résonance
9440	52	$\pm 3 \text{ GHz}$	11,7 GHz

Tableau III-4 : Valeurs de la fréquence de résonance,  $Q_0$ ,  $Q_e$  et de l'isolation fréquentielle

Les performances trouvées dans le tableau III-4 à la suite des simulations nous ont servis de référence pour la suite des différentes études. La Figure III-13 illustre la réponse trouvée avec cette structure de référence.

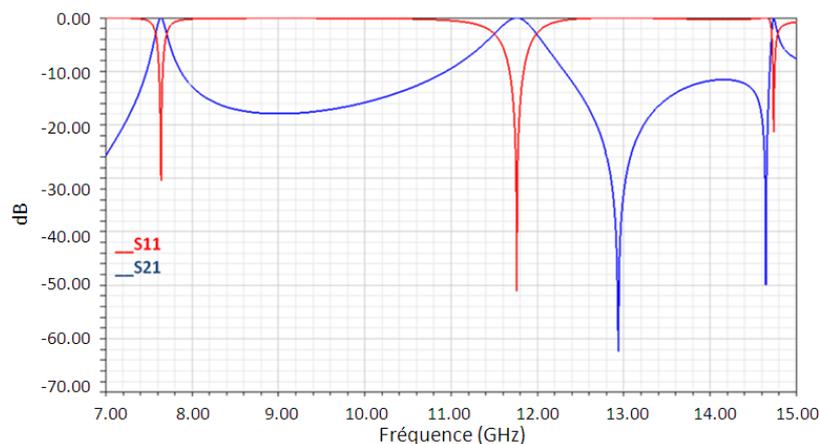


Figure III-13 : Réponse fréquentielle de la structure sans les pertes diélectrique et métalliques

Ci-dessous, nous retrouvons la configuration du champ E pour les modes présents à 7,8 GHz et à 14,7 GHz.

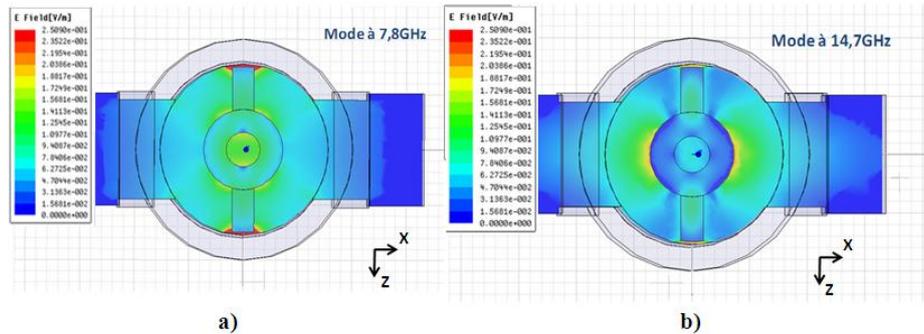


Figure III-14 : Configuration du champ électrique a) à 7,8GHz ; b) à 14,7GHz

Après avoir identifié les modes autour de 11,7 GHz, nous avons débuté l’optimisation des iris de la structure de référence afin d’obtenir le meilleur compromis entre le facteur de qualité à vide  $Q_0$  et le facteur de qualité extérieur  $Q_e$ .

### V.2.1.2 Optimisation des iris d’excitation de la structure de référence

Au sujet de l’étude concernant l’optimisation des dimensions des iris afin de trouver le meilleur compromis  $Q_0$  et  $Q_e$ , nous avons gardé les dimensions identiques à la structure de référence au sujet des dimensions de la cavité et des supports. Nous avons donc fait varier les dimensions (Figure III-15) des iris notées **Hiris** et **Liris** et de la hauteur du résonateur **Hres**. Les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus avec une isolation fréquentielle minimale de 2 GHz, c'est-à-dire  $\pm 1$ GHz par rapport à la fréquence de résonance à 11,7 GHz.

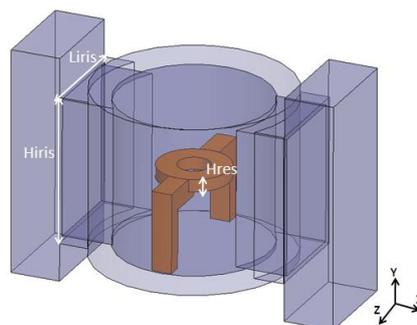


Figure III-15 : Variables à optimiser pour le choix des dimensions des iris

Les dimensions qui sont restées fixes durant cette optimisation sont résumées dans le Tableau III-5.

Variables	Dimensions
Diamètre et hauteur de la cavité (extérieur)	$D_{\text{ext}} = 20 \text{ mm}$ ; $H_{\text{ext}} = 17 \text{ mm}$
Diamètre et hauteur de la cavité (intérieur)	$D_{\text{int}} = 15,5 \text{ mm}$ ; $H_{\text{int}} = 15 \text{ mm}$
Diamètre extérieur du résonateur en anneau	$D_{\text{extanneau}} = 7,3 \text{ mm}$
Diamètre du creux de l'anneau	$D_{\text{creuxanneau}} = 3,3 \text{ mm}$
Largeur, épaisseur des supports	$L_{\text{support}} = 2 \text{ mm}$ ; $E_{\text{support}} = 1,5 \text{ mm}$

Tableau III-5 : Dimensions fixées de la cavité, du résonateur et des supports avant optimisation afin d'obtenir le meilleur compromis entre  $Q_0$  et  $Q_e$

La hauteur du support varie en fonction de la hauteur du résonateur et de la hauteur de la cavité. Cette dernière est dimensionnée avec la relation suivante afin de conserver le résonateur au centre de la cavité :

$$\text{Hauteur du support} = \frac{\text{Hauteur du résonateur}}{2} + \frac{\text{Hauteur de la cavité}}{2}$$

Le Tableau III-6 montre l'évolution du facteur de qualité à vide  $Q_0$  et du facteur de qualité externe  $Q_e$  en fonction des dimensions des iris entrée/sortie et de la hauteur du résonateur qui a été optimisée pour chaque variation des dimensions d'iris afin de maintenir la fréquence de résonance à 11,7GHz.

Hauteur iris	Largeur iris	Hauteur résonateur	$Q_0$	$Q_e$
<b>12 mm</b>	7 mm	1,35 mm	9061	110
	9 mm	1,38 mm	9645	132
<b>13 mm</b>	7 mm	1,3 mm	8750	68
	9 mm	1,33 mm	9520	77
<b>14 mm</b>	7 mm	1,22 mm	8300	46
	<b>9 mm</b>	<b>1,25 mm</b>	<b>9440</b>	<b>52</b>
<b>15 mm</b>	7 mm	1,1 mm	7968	37
	9 mm	1,15 mm	9278	43

Tableau III-6 : Evolution de  $Q_0$  et de  $Q_e$  en fonction des dimensions des iris de couplage

Avec l'aide de ce dernier tableau établis, nous pouvons en tirer les conclusions suivantes :

- avec une même largeur d'iris, lorsque nous augmentons la hauteur de cet iris, les valeurs de  $Q_0$  et de  $Q_e$  diminuent,
- avec une même hauteur d'iris, lorsque nous augmentons la largeur de cet iris, les valeurs de  $Q_0$  et de  $Q_e$  augmentent.

Souhaitant pour le filtre final un  $Q_e$  proche de 52 et un  $Q_0$  le plus élevé possible, notre choix concernant les dimensions des iris va se porter sur une hauteur d'iris de 14mm et une largeur de 9 mm. Les dimensions concernant les iris nous ont permis d'obtenir un  $Q_0 = 9440$ .

Un point important du cahier des charges concerne la recherche du compromis facteur de qualité à vide et le facteur de qualité extérieur optimal. Nous avons procédé à l'optimisation des dimensions des iris d'excitation pour différentes tailles de cavité afin d'obtenir le meilleur compromis  $Q_0/Q_e$ .

#### V.2.1.3 Optimisation des iris d'excitation pour différentes dimensions de cavité

Précédemment l'étude a été menée pour une cavité d'un diamètre  $D_{cav} = 20\text{mm}$  et une hauteur  $H_{cav} = 17\text{mm}$ . Cette partie présente les optimisations des dimensions d'iris pour différentes tailles de cavité afin de trouver le meilleur compromis  $Q_0$  et  $Q_e$ . Nous avons donc fait varier les dimensions (Figure III-16) de la cavité **Dext** et **Hext**, des iris notés **Hiris** et **Liris** et de la hauteur du résonateur **Hres**.

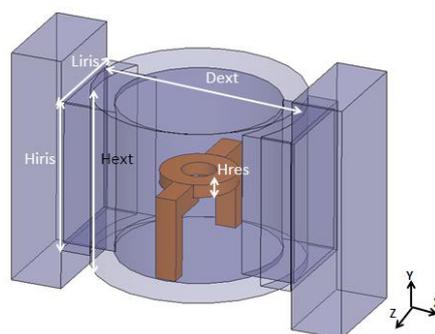


Figure III-16 : Variables à optimiser pour le choix des dimensions des iris

Les dimensions qui sont restés fixes pour les optimisations des iris pour les différentes cavités ont eu pour valeur :

- diamètre extérieur résonateur = 7,3mm, diamètre intérieur résonateur = 3,3 mm
- largeur support = 2mm, épaisseur support = 1,5mm,
- hauteur guide d'onde 22,86 mm et largeur guide d'onde 10,16 mm,

➤ **Cavité Dext=20mm et Hext=19mm (cavité air Dint=15mm-Hint=17mm)**

Le meilleur compromis  $Q_0/Q_e$  obtenu dans une telle cavité a été trouvé avec une hauteur d'iris de 13 mm et une largeur de 9 mm avec  $Q_0=9394$  et un  $Q_e=62$ .

Le compromis concernant  $Q_0$  et  $Q_e$  obtenu dans cette cavité est moins bon si on le compare au cas optimal (Tableau III-6) trouvé dans une cavité de même diamètre et avec une hauteur moins grande de 17mm, les valeurs de  $Q_0$  et  $Q_e$  valent alors respectivement 9440 et 52.

Après avoir augmenté la hauteur de la cavité de 2 mm par rapport à la cavité de référence, nous pouvons constater que le compromis  $Q_0/Q_e$  est moins bon, si on compare à celui trouvé avec la cavité avec les dimensions de référence. Nous avons fait la même étude avec une cavité d'une hauteur beaucoup plus grande

➤ **Cavité Dext=20mm et Hext =21mm (cavité air Dint=15mm-Hint=19mm)**

Nous avons augmenté la hauteur de la cavité toujours dans le but d'améliorer le compromis  $Q_0/Q_e$ . Le meilleur compromis  $Q_0/Q_e$  obtenu avec une telle cavité a été trouvé avec une hauteur d'iris de 13mm et une largeur de 9mm. Avec ses dimensions nous avons pu obtenir un  $Q_0=9325$  et un  $Q_e=57$ .

Comme pour le cas précédent le compromis concernant  $Q_0$  et  $Q_e$  obtenu dans cette cavité est moins bon si on le compare au cas optimal (Tableau III-6) trouvé avec une cavité de même diamètre et avec une hauteur moins grande de 17mm, les valeurs de  $Q_0$  et  $Q_e$  valent alors respectivement 9440 et 52.

L' étude suivante a toujours été réalisée dans le but d'observer l'évolution du compromis  $Q_0/Q_e$  mais au lieu d'augmenter la hauteur de la cavité comme pour les deux études précédentes, nous avons augmenté son diamètre.

➤ **Cavité Dext=26mm et Hext=17mm (cavité air Dint=20mm-Hint=15mm)**

Le diamètre de la cavité passe de 20 mm à 26 mm. Cette augmentation du diamètre de la cavité a nécessité d'allonger les bras du support de 2,25 mm.

Après optimisation des dimensions d'iris, le cas optimal concernant le compromis  $Q_0/Q_e$  a été trouvé avec une hauteur d'iris de 14mm et une largeur de 9mm. Ces dimensions d'iris ont permis de trouver un  $Q_0 = 9510$  et un  $Q_e = 61$ . Si on compare ses valeurs aux valeurs trouvées avec la structure de référence dans le Tableau III-6, nous avons obtenu de meilleurs  $Q_0$  et  $Q_e$  avec un  $Q_0 = 9440$  et un  $Q_e = 52$  le tout dans une cavité plus compacte avec un diamètre cavité de 20mm et une hauteur de cavité de 17 mm.

Concernant l'assemblage du filtre hybride final et via des échanges avec nos partenaires, nous avons dû imaginer une topologie de socle ainsi qu'un système de fixation afin de maintenir au mieux les résonateurs au sein de la cavité métallique afin d'éviter des fuites du champ électromagnétique qui engendreraient une dégradation du facteur de qualité à vide.

### **V.3 Insertion d'un socle dans le but de réaliser un système de fixation**

Le système de fixation est illustré par la Figure III-17a. Il se caractérise par l'insertion d'un socle diélectrique au fond de la cavité d'une épaisseur de 0,5 mm, épaisseur nécessaire dans le but d'assurer une base solide. Ce socle sera constitué de céramique en BMT (Figure III-17a) qui permettra entre autre de diminuer le phénomène de déformation des supports dû à la phase de déliantage.

Pour permettre l'immobilisation de l'élément céramique, le diamètre du fond de cavité sera agrandi de 500  $\mu\text{m}$  pour pouvoir faire venir ce socle en buté contre les parois de la cavité.

En effet, l'élément en céramique fait office à la fois de socle, de support, d'élément perturbateur et de résonateur.

Il viendra s'insérer au sein de la cavité, une première plaque métallique venant le mettre en "butée" contre les parois de la cavité et une deuxième plaque métallique associée avec des vis de fixation viendra fixer l'ensemble de la structure (Figure III-17b).

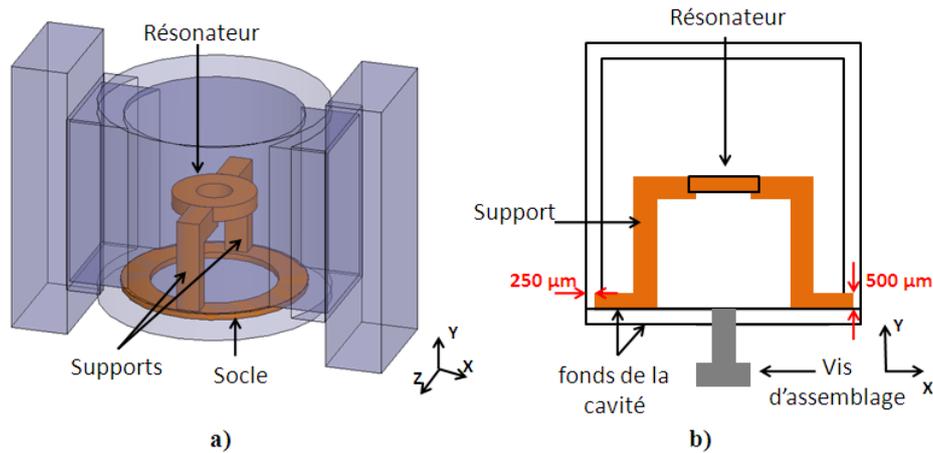


Figure III-17 : a) Elément "tout céramique" ; b) Système de fixation (vue en coupe)

Cet élément "tout céramique" a été simulé dans la cavité optimisée dans le paragraphe V-2.1.2. Les dimensions de la structure qui nous servira de référence pour le design du filtre à venir sont rappelées dans le Tableau III-7.

Variables	Dimensions
Diamètre et hauteur de la cavité (extérieur)	$D_{ext} = 20 \text{ mm}$ ; $H_{ext} = 17 \text{ mm}$
Diamètre et hauteur de la cavité (intérieur)	$D_{int} = 15,5 \text{ mm}$ ; $H_{int} = 15 \text{ mm}$
Hauteur et largeur des iris de couplage	$H_{iris} = 14 \text{ mm}$ ; $L_{iris} = 9 \text{ mm}$
Diamètre extérieur du résonateur en anneau	$D_{extanneau} = 7,3 \text{ mm}$
Hauteur du résonateur	$H_{res} = 1,25 \text{ mm}$
Diamètre du creux de l'anneau	$D_{creuxanneau} = 3,3 \text{ mm}$
Hauteur, largeur, épaisseur des supports	$H_{support} = 8,125 \text{ mm}$ ; $L_{support} = 2 \text{ mm}$ $E_{support} = 1,5 \text{ mm}$
Espace entre le support et parois de la cavité	$G = 250 \text{ μm}$
Hauteur socle	$H_{socle} = 500 \text{ μm}$
Diamètre externe et interne du socle	$D_{extsocle} = 16 \text{ mm}$ ; $D_{intsocle} = 11 \text{ mm}$

Tableau III-7 : Dimensions de la pièce céramique et de la cavité

Les valeurs de référence des  $Q_0$ ,  $Q_e$  et de l'isolation fréquentielle obtenues avec cette structure **avant et après** insertion du socle sont rappelées dans le Tableau III-8.

Facteur de qualité à vide $Q_0$	Facteur de qualité extérieur $Q_e$	Isolation fréquentielle	Fréquence de résonance
9440	52	+/-3GHz	11,7GHz
9331	47	+/-2,5GHz	11,7GHz

Tableau III-8 : Valeurs de référence des performances électriques obtenues sans le socle

La Figure III-18 représente la réponse fréquentielle sans les pertes métalliques et diélectriques de la structure après avoir inséré le socle. Cette réponse en fréquence est quasiment similaire à celle de la structure simulée précédemment sans le socle Figure III-13.

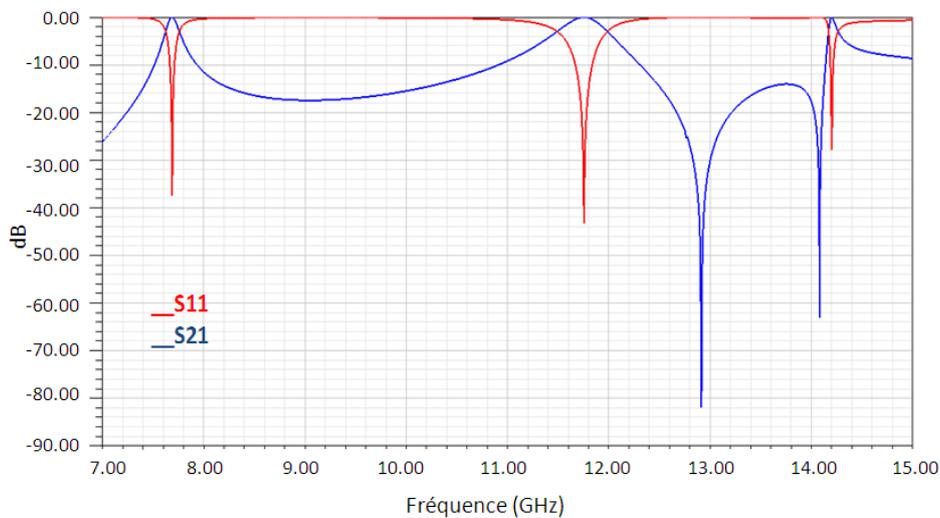


Figure III-18 : Réponse fréquentielle de la structure avec le socle

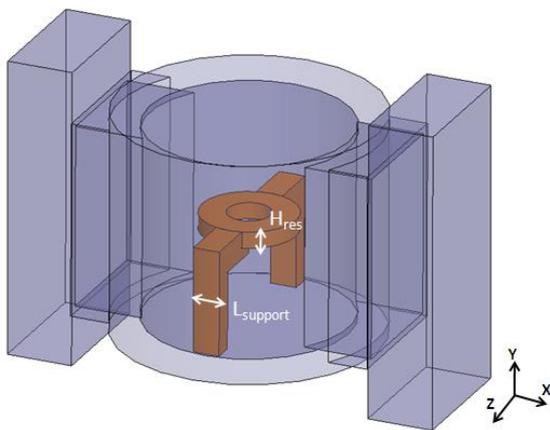
Plus concrètement, nous pouvons constater avec le Tableau III-8 que l'insertion du socle en céramique entraîne une légère diminution du facteur de qualité à vide  $Q_0$  qui passe de 9440 à 9331, mais sans dégrader tout de même la valeur du facteur de qualité extérieur  $Q_e$  qui passe de 52 à 47. L'insertion de ce socle a eu pour conséquence de diminuer la fréquence de résonance de 80 MHz. Afin d'ajuster la fréquence de résonance à 11,7 GHz nous avons réduit la hauteur du résonateur de 1,22 mm (au lieu de 1,25 mm). La réponse représentée sur la Figure III-18 et les performances résumées dans le Tableau III-8 ont été obtenues après

insertion du socle et de la modification de la hauteur du résonateur et du support. Nous observons que la fréquence du mode parasite supérieur a diminué passant de 14,9 GHz à 14,1 GHz, l'isolation fréquentielle demandée de  $\pm 1$ GHz reste cependant conservée.

Par la suite nous avons optimisé les dimensions des supports en céramique pour observer leurs influences sur les valeurs du  $Q_0$ ,  $Q_e$ . Un schéma est présent pour chaque optimisation afin de mettre en évidence les paramètres géométriques considérés.

### V.3.1 Optimisation de la largeur du support

Toujours dans l'objectif de trouver le meilleur compromis concernant le  $Q_0$  et le  $Q_e$ , nous avons modifié la largeur de support noté  $L_{\text{support}}$ . Cette largeur de support a été arbitrairement fixée à 2mm qui est une dimension réalisable par stéréolithographie avec une hauteur de 8,11mm. Pour chaque valeur de la largeur du support  $L_{\text{support}}$  nous avons optimisé la valeur de la hauteur du résonateur  $H_{\text{res}}$  afin de régler la fréquence de résonance à 11,7GHz.



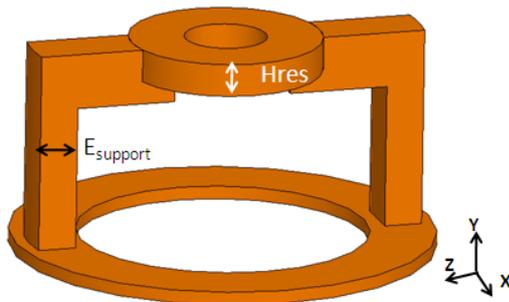
$L_{\text{support}}$	$H_{\text{res}}$	$Q_0$	$Q_e$	Isolation fréquentielle
1mm	1,3mm	9370	44	+/-2,8GHz
2mm (référence)	1,25mm	9331	47	+/-2,5GHz
3mm	1,1mm	9210	51	+/-1,2GHz

Tableau III-9 : Evolution des performances électrique en fonction de la largeur du support

L'augmentation de la largeur du support a pour conséquence de diminuer la fréquence du mode parasite supérieur donc à diminuer l'isolation fréquentielle. Cela entraîne aussi la diminution de la valeur du facteur de qualité à vide  $Q_0$  sans modifier notablement le facteur  $Q_e$ . Ce dernier décroît cependant pour des largeurs de support plus faibles. Ainsi  $L_{\text{support}} = 2\text{mm}$  est la valeur retenue afin d'assurer une base solide et un bon compromis  $Q_0/Q_e$ .

V.3.2 Optimisation de l'épaisseur du support

D'après les premiers résultats obtenus, l'épaisseur du support ne semble pas perturber fortement les valeurs de  $Q_0$  et  $Q_e$  mais beaucoup plus l'isolation fréquentielle comme nous le montre le Tableau III-10.



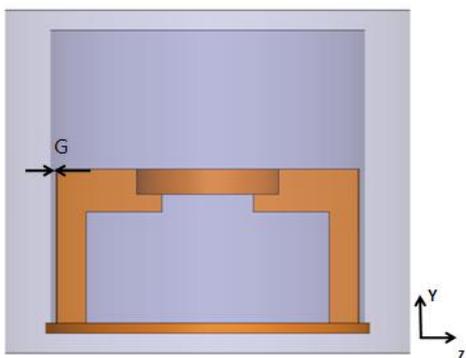
E	H	$Q_0$	$Q_e$	Isolation fréquentielle
1mm	1,25mm	9340	45	+/-2,7GHz
1,5mm (référence)	1,25mm	9331	47	+/-2,5GHz
2mm	1,25mm	9322	49	+/-2,2GHz

Tableau III-10 : Evolution des performances électrique en fonction de l'épaisseur du support

Une faible épaisseur de support de l'ordre de 1 mm risque de compliquer la fabrication des supports. De ce fait la valeur d'épaisseur retenue est  $E = 1,5\text{mm}$  afin d'assurer une base solide à la structure en vue de sa réalisation.

V.3.3 Optimisation de l'espace entre le support et la paroi de la cavité

L'espace  $G$  présent entre la paroi de la cavité et les supports du résonateur a des impacts sur la valeur de  $Q_e$  et  $Q_0$  comme peut nous le montrer le Tableau III-11.



G	H	$Q_0$	$Q_e$	Isolation fréquentielle
0,1mm	1,25mm	9210	40	+/-2,5GHz
0,25mm (référence)	1,25mm	9331	47	+/-2,5GHz
0,4mm	1,25mm	9360	55	+/-2,2GHz

Tableau III-11 : Evolution des performances électrique en fonction de l'espace entre le support et la paroi de la cavité

Lorsque l'espace entre la paroi de la cavité et les supports du résonateur augmente, le  $Q_0$  et  $Q_e$  augmentent de même. Afin d'obtenir le meilleur compromis  $Q_0/Q_e$  tout en conservant une isolation fréquentielle de l'ordre de +/- 2,5 GHz, on gardera la valeur de référence concernant  $G$  qui est égale à 0,25mm.

## **V.4 Topologie du filtre associant cavité métallique et résonateurs en BMT**

### V.4.1 Matrice de couplage objectif

Notre premier objectif avant de réaliser le filtre tout céramique est d'optimiser le filtre hybride 6 pôles qui répond aux spécifications du gabarit fixés au début de ce chapitre. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter la matrice de couplage idéal et les optimisations effectuées dans le but d'obtenir les différents coefficients de couplage inter-résonateurs désirés.

La première étape de la conception est le choix d'un gabarit de filtrage. Comme nous l'avons déjà évoqué, nous nous sommes appuyés sur les contraintes de filtrage définies lors de la thèse. En appliquant le logiciel FELO développé par Stéphane Bila (Xlim) et Fabien Seyfert (INRIA), la synthèse du filtre en éléments localisés est réalisée afin de satisfaire le cahier des charges imposé. Cette synthèse permet de déterminer la matrice de couplage objectif  $[M_{obj}]$  normalisée qui reflète le comportement fréquentiel du filtre que l'on désire concevoir ainsi que les résistances d'entrée et de sortie. Elle est déterminée à partir de la fréquence centrale, la largeur de bande passante, le nombre de pôles, et la réjection hors bande. La matrice de couplage normalisée pour le filtre six pôles est donnée sur la Figure III-19.

$$[M_{obj}] = \begin{pmatrix} 0 & Min & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Min & M11 & M12 & M13 & M14 & M15 & M16 & 0 \\ 0 & M21 & M22 & M23 & M24 & M25 & M26 & 0 \\ 0 & M31 & M32 & M33 & M34 & M35 & M36 & 0 \\ 0 & M41 & M42 & M43 & M44 & M45 & M46 & 0 \\ 0 & M51 & M52 & M53 & M54 & M55 & M56 & 0 \\ 0 & M61 & M62 & M63 & M64 & M65 & M66 & Mout \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Mout & 0 \end{pmatrix}$$

Figure III-19 : Matrice objective pour un filtre 6 pôles

Ces paramètres  $M_{ij}$  sont tous liés aux dimensions physiques du filtre, à savoir :

- la matrice des couplages normalisée traduit les couplages existants entre les éléments résonants (paramètres  $M_{ij}$ ) ainsi que les fréquences de résonance de chacun des résonateurs (paramètres  $M_{ii}$ ),
- les couplages d'entrée-sortie normalisés (paramètres  $M_{in}$  &  $M_{out}$ ) correspondent aux impédances d'entrées et de sorties de système d'excitation du filtre et sont rattachés au facteur de qualité extérieur  $Q_e$ .

Le réglage de ce filtre six pôles passe par l'optimisation de trois degrés de liberté: la fréquence centrale, les couplages inter-résonateurs et les couplages entrée-sortie. Cette étape est le point de départ de l'optimisation puisqu'elle permet d'obtenir les dimensions géométriques initiales de la structure à partir des informations fournies par la matrice objective.

Les termes  $M_{in}$  et  $M_{out}$  normalisés sont liés aux résistances d'entrée-sortie  $R$  par la relation suivante :

$$M_{in}=M_{out}= R \quad (\text{III.2})$$

Les résistances d'entrée/sortie dépendent des systèmes d'excitation et de leur position par rapport aux résonateurs et sont donc directement liées au facteur de qualité extérieur  $Q_e$  par la relation suivante :

$$R = \frac{f_0}{Q_e \times \Delta_f} \quad (\text{III.3})$$

Dans notre cas  $\Delta_f = 200$  MHz et  $f_0 = 11,7$  GHz.

Les termes  $M_{ij}$ , eux aussi normalisés, expriment les différents couplages entre les éléments résonants et sont liés aux coefficients de couplage  $k_{ij}$  par la formule suivante :

$$k_{ij} = \frac{\Delta_f}{f_0} \times M_{ij} \quad (\text{III.4})$$

V.4.1 La structure de filtre proposée

C'est en tenant compte de la matrice objective [Mobj] que nous devons ensuite réfléchir sur la topologie du filtre à adopter. La Figure III-20 présente la matrice de couplage objective correspondant au filtre six pôles qui respecte le cahier des charges imposé.

$$[Mobj] = \begin{pmatrix} 0 & 1,05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,05 & 0 & 0,884 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,884 & 0 & 0,59 & 0 & -0,16 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,59 & 0 & 0,721 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,721 & 0 & 0,59 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,16 & 0 & 0,59 & 0 & 0,884 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,884 & 0 & 1,05 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,05 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure III-20 : Matrice de couplage objective respectant le cahier des charges souhaité

La topologie de la matrice utilisée est une matrice repliée représentée par la Figure III-21. Cette topologie de matrice nous a semblé la plus approprié au point de vue de l'intégration des résonateurs, de l'emplacement de l'élément réalisant le couplage négatif ( $M_{52}$  et  $M_{25}$ ) et surtout de la connexion des guides d'ondes qui se fera à chaque extrémité de la cavité.

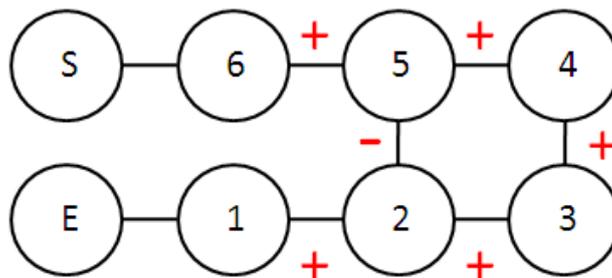


Figure III-21 : Topologie de la matrice objective du filtre 6 pôles

La première remarque porte sur les couplages entre les résonateurs : tous les couplages sont positifs sauf pour le couplage  $M_{52}$  et  $M_{25}$  donc un type de couplage différent à ceux entre les autres résonateurs devra être réalisé entre le résonateur n°2 et le résonateur n°5.

Le filtre hybride final sera excité par des guides d'ondes à chaque extrémité de la cavité. Dans les six cavités nous utiliserons la topologie de résonateurs ainsi que les supports

et le socle présentés dans le début de ce chapitre. Un élément de couplage devra être intégré au sein de la structure entre les résonateurs n°2 et 5 afin de réaliser le couplage négatif. Les autres couplages positifs seront réalisés par l'ouverture d'iris entre deux cavités adjacentes contenant chacune un résonateur diélectrique.

Afin de faciliter l'intégration les six résonateurs seront connectés entre eux par un socle commun. Quant au couplage négatif nous avons souhaité qu'un élément en céramique réalise ce couplage. Il sera aussi relié au socle commun comme pour les supports des résonateurs. Donc une pièce monobloc en céramique sera constituée de six résonateurs avec leurs supports et un socle connectant les résonateurs ainsi qu'un élément en céramique réalisant le couplage négatif.

### **V.5 Etude des coefficients de couplage inter-résonateur et réalisation d'un couplage négatif à l'aide d'un élément en céramique**

Avant de commencer la conception du filtre dans son intégralité nous avons évalué les dimensions de l'iris entre deux résonateurs dans le but d'obtenir les coefficients de couplage désirés. Nous avons commencé tout d'abord cette étude avec la réalisation du couplage négatif. Ce dernier d'après la matrice objectif est caractérisé par  $M_{25} = M_{52} = -0,16$  soit un coefficient de couplage  $k_{25} = k_{52} = -2,7 \cdot 10^{-3}$ . Concernant les dimensions des cavités nous avons repris celles de la structure de référence dont le diamètre  $D_{cav}$  est de 20mm et la hauteur  $H_{cav}$  est de 17mm.

#### **V.5.1 Réalisation d'un couplage négatif avec un élément céramique**

Pour identifier le couplage entre deux résonateurs en anneau, deux cavités sont utilisées. Dans chacune d'elle, nous avons placé un résonateur diélectrique (BMT) et pour connecter ces cavités, nous avons inséré un iris de couplage. Cette structure est représentée par la Figure III-22.

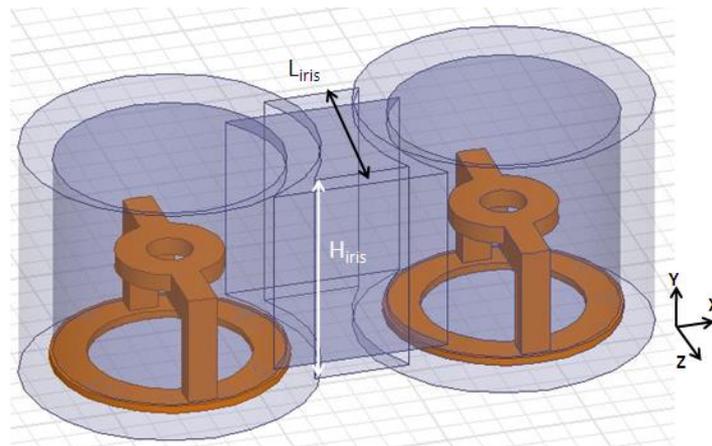


Figure III-22 : Structure permettant l'étude du couplage inter résonateur

Les dimensions des différents éléments présentés par la Figure III-22 sont résumées par le Tableau III-12.

Variables	Dimensions
Diamètre et hauteur de la cavité (extérieur)	$D_{\text{ext}} = 20 \text{ mm}$ ; $H_{\text{ext}} = 17 \text{ mm}$
Diamètre et hauteur de la cavité (intérieur)	$D_{\text{int}} = 15,5 \text{ mm}$ ; $H_{\text{int}} = 15 \text{ mm}$
Diamètre extérieur du résonateur en anneau	$D_{\text{extanneau}} = 7,3 \text{ mm}$
Hauteur du résonateur	$H_{\text{res}} = 1,25 \text{ mm}$
Diamètre du creux de l'anneau	$D_{\text{creuxanneau}} = 3,3 \text{ mm}$
Hauteur, largeur, épaisseur des supports	$H_{\text{support}} = 8,125 \text{ mm}$ ; $L_{\text{support}} = 2 \text{ mm}$ $E_{\text{support}} = 1,5 \text{ mm}$
Espace entre le support et parois de la cavité	$G = 250 \text{ }\mu\text{m}$
Hauteur socle	$H_{\text{socle}} = 500 \text{ }\mu\text{m}$
Diamètre externe et interne du socle	$D_{\text{extsocle}} = 16 \text{ mm}$ ; $D_{\text{intsocle}} = 11 \text{ mm}$

Tableau III-12 : Dimensions de la pièce céramique et de la cavité

En plus de ces dimensions que nous avons pris en compte, nous avons fixé des dimensions concernant l'iris de couplage inter-résonateur. L'iris de couplage avait pour dimensions en début de l'étude:

- hauteur de l'iris = 10 mm,
- largeur de l'iris = 9 mm,
- épaisseur de l'iris = 7,5 mm

Après simulation de cette structure, nous pouvons visualiser sur la figure suivante que le couplage est de nature électrique. Avec  $f_m > f_e$ , les configurations du champ E sont représentées par la Figure III-23.

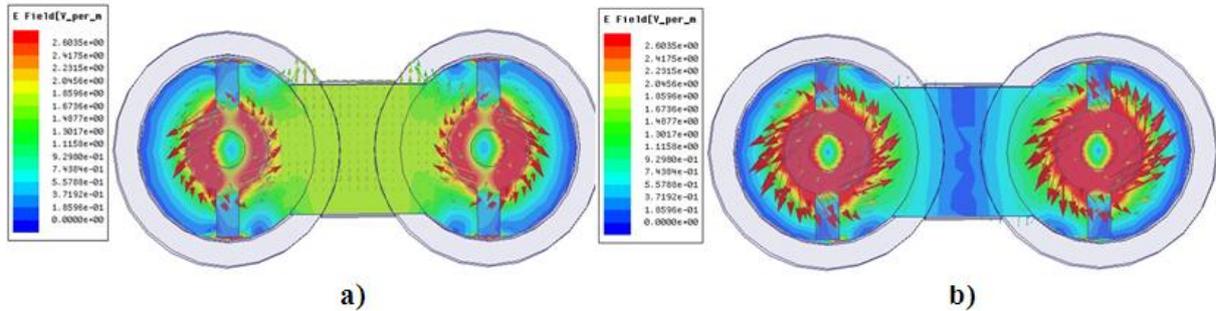


Figure III-23 : Configuration du champ électrique obtenu a) à la fréquence  $f_e$  ; b) à la fréquence  $f_m$

Deux résonances sont obtenues : la première, de fréquence  $f_e$  correspond au couplage électrique et la deuxième résonance  $f_m$  qui correspond au couplage magnétique. La fréquence  $f_m$  est supérieure à  $f_e$ , et le couplage est d'autant plus fort que les fréquences sont éloignées. La valeur de ce couplage est définie par la relation suivante :

$$k = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (\text{III.5})$$

Une fois le couplage identifié, nous avons débuté la conception d'un élément permettant d'obtenir un couplage magnétique se traduisant par  $f_m < f_e$ . L'insertion de cet élément se fera entre les cavités 2 et 5. Nous avons fixé l'épaisseur de l'iris à 7,5 mm et nous avons inséré deux plaques de BMT dans l'iris de couplage afin de perturber le couplage inter-résonateur.

#### V.5.1.1 Insertion de deux plaques en céramique au sein de l'iris

Deux plaques en BMT, séparées d'une distance que nous avons nommée  $X_{\text{plak}}$  de 2 mm, ont été insérées dans l'iris de couplage des deux cavités comme nous pouvons l'observer sur la Figure III-24.

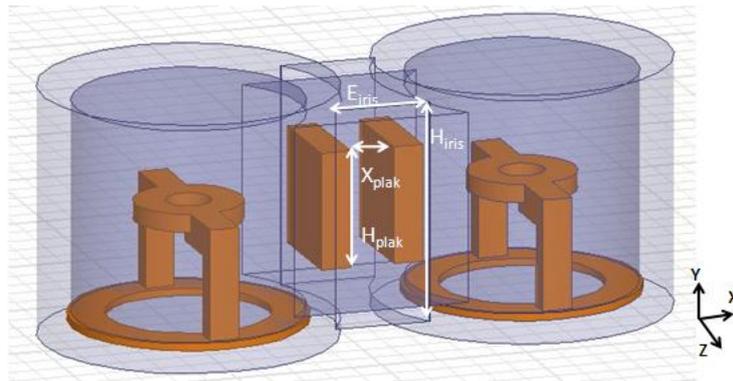


Figure III-24 : Insertion de deux plaques de BMT au sein de l'iris de couplage

Après avoir fixé les dimensions de l'iris avec une largeur à 9 mm, une épaisseur à 7,5 mm, nous avons fixé la hauteur des plaques à 4 mm, leur largeur à 5 mm et leur épaisseur à 2 mm. La distance entre les plaques a été fixée  $X_{\text{plak}} = 2\text{mm}$ . Nous avons ensuite fait varier la hauteur de l'iris  $H_{\text{iris}}$ . Le Tableau III-13 suivant nous montre l'évolution du coefficient du couplage  $k_{ij}$  en fonction de  $f_m$  et  $f_c$ .

$H_{\text{iris}}$	$F_c$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
<b>10 mm</b>	<b>11,91</b>	<b>11,62</b>	<b><math>-24.10^{-3}</math></b>
8 mm	11,58	11,66	$7.10^{-3}$
6 mm	11,674	11,68	$5,1.10^{-4}$

 Tableau III-13 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de la hauteur de l'iris

Avec une hauteur d'iris de 10 mm, nous obtenons un  $k_{ij}$  négatif alors le couplage négatif recherché est réalisé. Avec la matrice de couplage idéale du filtre 6 pôles (Figure III-20) nous pouvons relever que le couplage  $k_{25}$  désiré pour le bon fonctionnement du filtre final doit valoir  $k_{25} = k_{52} = -2,7.10^{-3}$ . Cette valeur de couplage négatif n'est pas encore atteinte.

La suite de ce rapport présente les différentes optimisations effectuées sur les dimensions des plaques en BMT, leur distance et l'épaisseur de l'iris dans le but d'obtenir le coefficient de couplage de  $k_{25} = k_{52} = -2,7.10^{-3}$ , en ayant au préalable fixé la hauteur d'iris à 10 mm pour une largeur de 9 mm. Pour la suite des optimisations, les dimensions de la cavité, des résonateurs, du socle et des supports restent fixés aux valeurs présentées dans le Tableau III-12.

➤ Optimisation de la hauteur des plaques de BMT ( $H_{\text{plak}}$ )

Pour cette optimisation, nous avons gardé les dimensions de la cavité, de l'iris de couplage constante. Nous avons seulement fait varier la hauteur des plaques de BMT ( $H_{\text{plak}}$ ) insérées dans l'iris de couplage, afin d'observer l'influence sur la valeur du coefficient de couplage inter-résonateurs.

Après avoir inséré des plaques en BMT d'une largeur de 5mm avec une hauteur  $H_{\text{plak}}$  variable distantes de 2 mm, nous trouvons les résultats résumés dans le Tableau III-14.

$H_{\text{plak}}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
9 mm	11,75	11,54	$-17,5 \cdot 10^{-3}$
<b>8 mm</b>	<b>11,73</b>	<b>11,57</b>	<b><math>-14 \cdot 10^{-3}</math></b>
6 mm	11,77	11,53	$-21 \cdot 10^{-3}$

Tableau III-14 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de  $H_{\text{plak}}$

L'augmentation de la hauteur des plaques en céramique a permis d'augmenter la valeur du coefficient de couplage, sans atteindre cependant  $-2,7 \cdot 10^{-3}$  requis. Pour les études suivantes, la hauteur des plaques restera fixée à 8mm. Après avoir optimisé la hauteur de l'iris de couplage et la hauteur des plaques en BMT, l'étape suivante consistait à modifier la distance entre les plaques céramiques ( $X_{\text{plak}}$ ).

➤ Optimisation de la distance entre les plaques de BMT ( $X_{\text{plak}}$ )

Pour cette optimisation nous avons gardé les dimensions de la cavité, de l'iris de couplage constantes. Nous avons seulement fait varier la largeur des plaques de BMT insérées dans l'iris de couplage, afin d'observer l'influence sur la valeur du coefficient de couplage inter-résonateurs.

Le Tableau III-15 résume l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la distance séparant les plaques en céramique.

$X_{\text{plak}}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
1mm	11,66	11,2	$-40.10^{-3}$
<b>2mm</b>	<b>11,73</b>	<b>11,57</b>	<b><math>-14.10^{-3}</math></b>
3mm	11,77	11,53	$-20.10^{-3}$

Tableau III-15 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de  $X_{\text{plak}}$

La valeur retenue concernant la distance entre les deux plaques est de 2 mm pour la suite des optimisations. Ne trouvant pas la valeur du coefficient de couplage désirée de  $-2,7.10^{-3}$ , nous avons optimisé l'épaisseur de l'iris.

➤ Optimisation de l'épaisseur de l'iris insertion d'une fente

Afin de s'approcher de la valeur de couplage désirée de  $-2,7.10^{-3}$ , nous avons gardé les mêmes dimensions de la cavité, des résonateurs identiques aux optimisations précédentes. Les dimensions des plaques en céramique ont une hauteur de 8 mm, une largeur de 5mm pour une épaisseur de 2 mm. Concernant l'iris de couplage sa hauteur a été fixée à  $H_{\text{iris}} = 10\text{mm}$ , pour une largeur de 9 mm. Nous avons optimisé l'épaisseur de l'iris afin d'observer son influence sur le coefficient de couplage inter-résonateur.

Le Tableau III-16 résume l'évolution du coefficient de couplage en fonction de l'épaisseur de l'iris de couplage.

$E_{\text{iris}}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
5mm	11,55	11,76	$18.10^{-3}$
<b>7,5mm</b>	<b>11,73</b>	<b>11,57</b>	<b><math>-14.10^{-3}</math></b>
9mm	11,67	11,4	$-23.10^{-3}$

Tableau III-16 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de  $E_{\text{iris}}$

Si la distance de l'iris est trop faible le couplage magnétique ne s'établit pas. A l'inverse si cette distance est trop élevée le couplage magnétique s'établit mais avec une valeur du coefficient de couplage assez faible comparée à la valeur  $k_{ij}$  désirée qui est égale à  $-2,7.10^{-3}$ .

Pour la suite de l'étude nous avons fixé l'épaisseur de l'iris à 7,5 mm.

Afin d'augmenter ce coefficient de couplage, nous avons inséré une fente au sein de l'iris, est représentée sur la Figure III-25. L'optimisation des dimensions de cette fente est présentée dans la suite.

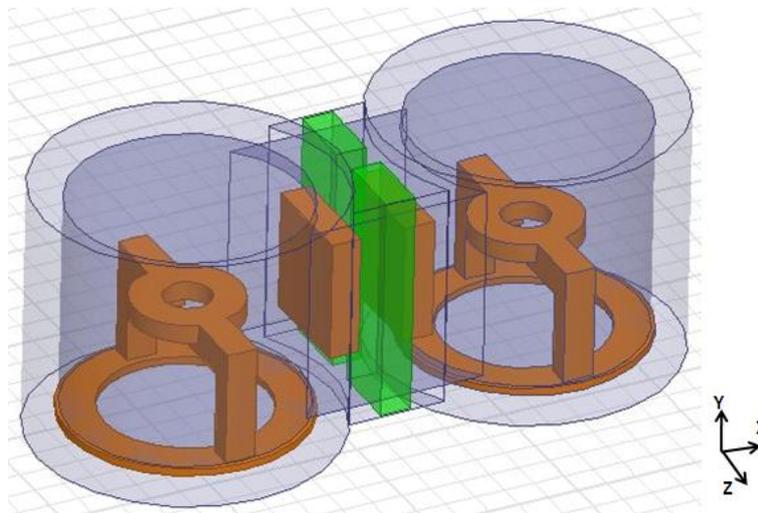


Figure III-25 : Insertion d'une fente au sein de l'iris

Après avoir fixé les dimensions des iris et des plaques en céramique avec les dimensions optimisées et présentées précédemment, nous avons fixé la hauteur de la fente identique à la hauteur de l'iris donc 10mm. Le Tableau III-17 suivant présente l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la largeur de la fente que nous avons nommée  $L_{fente}$ .

$L_{fente}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
<b>1 mm</b>	<b>11,69</b>	<b>11,57</b>	<b><math>-10.10^{-3}</math></b>
2 mm	11,7	11,55	$-13.10^{-3}$
3 mm	11,68	11,45	$-20.10^{-3}$

Tableau III-17 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de  $L_{fente}$

L'insertion d'une fente possédant une largeur faible de 1 mm a permis d'augmenter la valeur de  $k_{ij}$ . Cependant cette valeur restant faible, nous avons par la suite diminué la hauteur de l'iris, mais cette dernière s'est accompagnée de l'apparition de modes parasites autour de 11,7 GHz. Ces modes parasites se traduisent par l'apparition du champ E entre les parois de la fente et des plaques en BMT.

Nous avons donc décidé d'intégrer un élément en BMT reliant les deux plaques. Cet élément reliant les deux plaques permet de diminuer l'aire de la fente et donc modifie la valeur du couplage  $k_{ij}$ .

#### V.5.1.2 Insertion d'une plaque au sein de la fente

Afin d'augmenter la valeur du coefficient de couplage nous avons rajouté une plaque au sein de la fente reliant les deux plaques parallèles dont les dimensions ont été optimisées dans la partie précédente. Dans le but de fabriquer une pièce céramique en une seule étape de fabrication, nous avons relié l'élément réalisant le couplage négatif au socle des résonateurs par un pied. Ce pied va permettre de rendre solidaire tous les éléments en céramique représentés par les Figures III-26 et III-27.

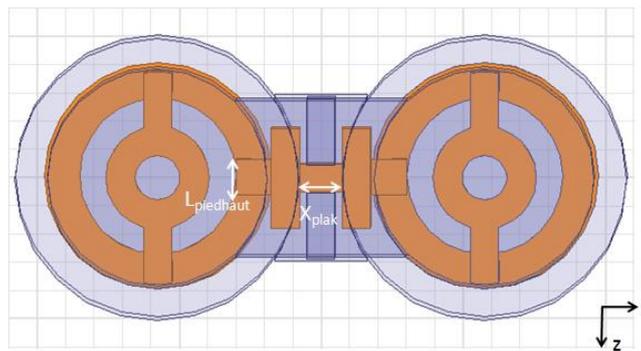


Figure III-26 : Insertion d'une plaque au sein de la fente (vue de dessus)

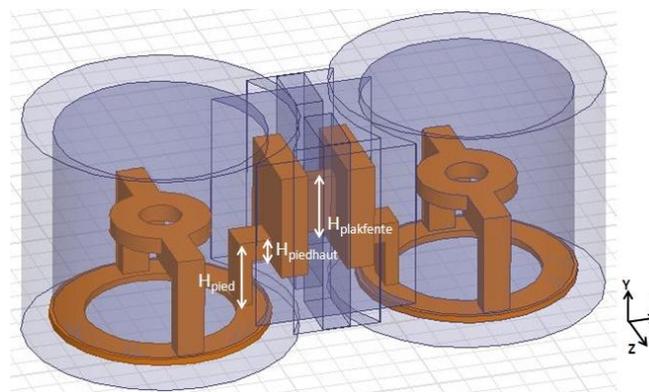


Figure III-27 : Insertion d'une plaque au sein de la fente (vue 3D)

Les dimensions des cavités, des résonateurs, des supports et des socles sont restées identiques aux dimensions fixées pour les optimisations présentées précédemment. Même chose pour les dimensions de l'iris de couplage et des plaques en BMT. Nous avons modifié dans cette partie les dimensions que nous avons nommées  $H_{\text{plakfente}}$  et  $X_{\text{plak}}$ . Le pied reliant la plaque en BMT au socle du résonateur possède les dimensions suivantes :

- $H_{\text{pied}} = 5 \text{ mm}$  ;  $H_{\text{piedhaut}} = 1,5 \text{ mm}$  ; Largeur du pied = 2,5 mm

Nous avons souhaité que ces dernières dimensions soient les plus grandes possibles sans générer des modes parasites proches de la bande de fonctionnement du filtre. Ces dimensions sont prises supérieures à 1 mm pour faciliter la fabrication par SLA de la pièce tout céramique.

Avec une largeur de 1mm concernant la largeur de l'élément reliant les 2 plaques nous avons fait varier sa hauteur  $H_{\text{plakfente}}$  ainsi que la distance entre les deux plaques notée  $X_{\text{plak}}$ . Les résultats de ces optimisations sont présentés dans le Tableau III-18.

$X_{\text{plak}}$	$H_{\text{plakfente}}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
5 mm	3mm	11,72	11,71	$-0,8.10^{-3}$
<b>5mm</b>	<b>4mm</b>	<b>11,69</b>	<b>11,66</b>	<b><math>-2,6.10^{-3}</math></b>
6mm	4mm	11,71	11,69	$-1,7.10^{-3}$

Tableau III-18 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de  $X_{\text{plak}}$  et  $H_{\text{plakfente}}$

La valeur de  $k_{25} = k_{52}$  idéale de  $-2,7.10^{-3}$  qui est issue de la matrice de couplage idéale (Figure III-20) a été approchée d'une manière satisfaisante pour une valeur de  $X_{\text{plak}} = 5\text{mm}$  et une valeur de  $H_{\text{plakfente}} = 4\text{mm}$ .

Une fois la valeur des coefficients  $k_{52}$  et  $k_{25}$  trouvée, nous avons effectué des optimisations sur les dimensions de iris de couplage sans élément en céramique réalisant le couplage négatif. Ceci dans le but de trouver les valeurs des autres coefficients de couplage qui eux sont considérés de signe positif.

### V.5.2 Optimisation des dimensions de l'iris de couplage pour des coefficients de couplage avec des valeurs positives

L'étude précédente nous a montré les différentes étapes d'optimisation à réaliser afin d'obtenir et de régler un couplage négatif inter-résonateur. Nous allons montrer dans cette partie l'optimisation des dimensions de l'iris de couplage située entre deux résonateurs dans le but d'obtenir les coefficients de couplage désirés.

Avant de lancer cette étude nous avons étudié l'intégration des résonateurs au sein de la cavité métallique. La Figure III-28 rappelle la topologie du filtre que nous souhaitons adopter.

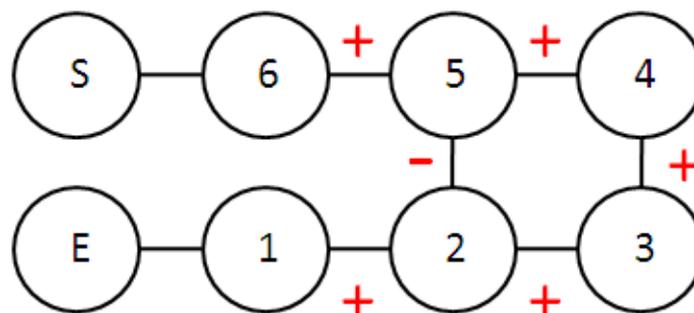


Figure III-28 : Topologie du filtre 6 pôles à réaliser

Après avoir réalisé un couplage négatif et à partir de la Figure III-28, nous avons réfléchi à l'implémentation des résonateurs au sein des six cavités cylindriques et ainsi commencer l'optimisation des dimensions de l'iris afin de s'approcher des coefficients de couplage désirés.

La Figure III-29 montre comment nous avons souhaité placer au départ de l'étude les résonateurs ainsi que la position de leur support au sein de la pièce métallique.

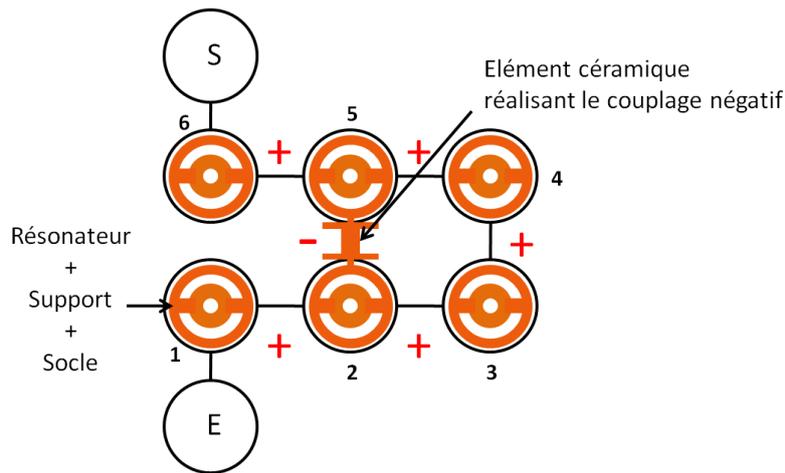


Figure III-29 : Implémentation des résonateurs et position des supports afin de réaliser la topologie de filtre 6 pôles

Comme nous le montre la Figure III-29, nous avons choisi au départ de positionner les supports dans la même direction. Pour exciter le filtre nous souhaitons utiliser des guides d'ondes de type WR90. Ces guides d'ondes possèdent un système de connexion relativement volumineux avec une largeur de 4 cm. De ce fait nous intégrerons les guides d'ondes d'entrée et de sortie sur chaque côté du filtre comme nous montre la Figure III-29. Un positionnement côte à côte de ces guides d'ondes est impossible, vu la proximité des cavités n°1 et 6.

Après avoir réfléchi à l'intégration des résonateurs et des supports, nous avons adapté l'étude des coefficients de couplage inter-résonateurs en fonction des positions des supports. Sachant d'après la Figure III-20 que les relations suivantes s'établissent entre les coefficients de couplage  $k_{12} = k_{21} = k_{56} = k_{65}$  et  $k_{23} = k_{32} = k_{45} = k_{54}$ , nous avons travaillé sur les paires de résonateurs présentées sur la Figure III-30a dans le but de dimensionner l'iris pour trouver les valeurs de couplage souhaitées entre les différents résonateurs. Quant au coefficient de couplage  $k_{34} = k_{43}$ , nous avons adopté la structure présentée sur la Figure III-30b dans le but de dimensionner l'iris pour trouver les valeurs de couplage souhaitées.

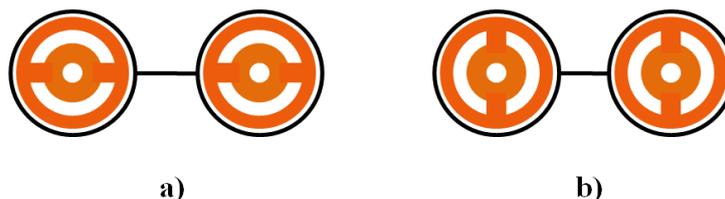


Figure III-30 : a) Topologie à adopter pour dimensionner iris pour les coefficients de couplage

a)  $k_{12}=k_{21}=k_{56}=k_{65}$  et  $k_{23}=k_{32}=k_{45}=k_{54}$  ; b)  $k_{34}=k_{43}$

V.5.2.1 Optimisation des dimensions de l'iris de couplage pour les coefficients de couplage  $k_{12}=k_{21}=k_{56}=k_{65}$  et  $k_{23}=k_{32}=k_{45}=k_{54}$

Afin d'obtenir des coefficients de couplage  $k_{12} = k_{21} = k_{56} = k_{65} = 15.10^{-3}$  et  $k_{23} = k_{32} = k_{45} = k_{54} = 10.10^{-3}$  nous avons fixé la hauteur de l'iris de couplage à 13 mm et une épaisseur de 7,5 mm de la structure présentée sur la Figure III-31. Ensuite nous avons optimisé la largeur de l'iris dans le but de régler les coefficients de couplages aux valeurs souhaitées.

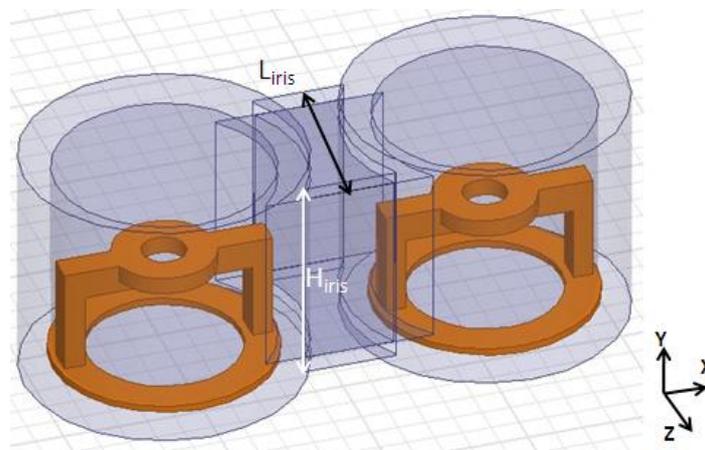


Figure III-31 : Structure permettant l'étude du couplage inter résonateur  $k_{12} = k_{21} = k_{56} = k_{65}$  et  $k_{23} = k_{32} = k_{45} = k_{54}$

Le Tableau III-19 résume l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la largeur de l'iris avec une hauteur d'iris fixée à 13mm.

$L_{\text{iris}}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
11mm	11,45	11,67	$18.10^{-3}$
10mm	11,53	11,68	$13.10^{-3}$
9 mm	11,55	11,69	$12.10^{-3}$
8 mm	11,57	11,7	$11,1.10^{-3}$
7 mm	11,586	11,7	$9,8.10^{-3}$

Tableau III-19 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de la largeur de l'iris

Nous retrouvons les résultats présentés dans le Tableau III-19 sous forme d'un graphique avec la Figure III-31.

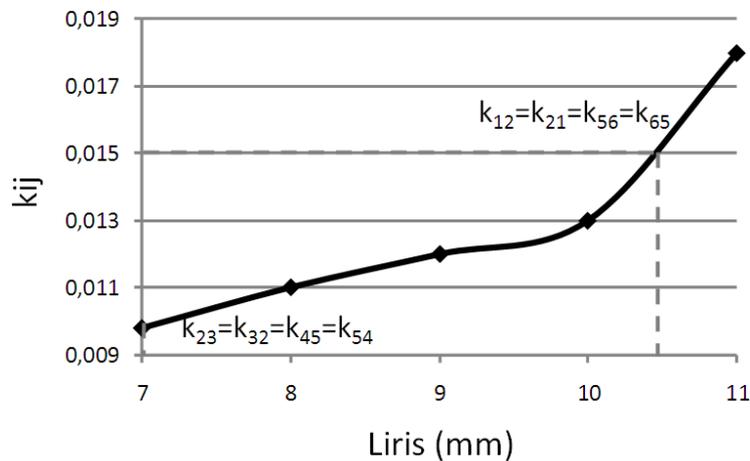


Figure III-31 : Evolution du coefficient de couplage en fonction de la largeur de l'iris Liris

Dans le but d'obtenir les coefficients de couplage souhaités et avant l'optimisation des dimensions du filtre final pour s'approcher de la réponse voulue, l'iris entre les cavités n°1 et 2 et entre les cavités n°5 et 6 aura comme dimensions une hauteur de 13mm et une largeur de 10,5 mm pour s'approcher d'un couplage  $k_{12} = k_{21} = k_{56} = k_{65} = 15.10^{-3}$ . Quant à l'iris entre les cavités n°2 et 3 et entre les cavités n°4 et 5, il aura pour dimensions une hauteur de 13mm et une largeur de 7mm pour obtenir un couplage  $k_{23} = k_{32} = k_{45} = k_{54} = 10.10^{-3}$ .

La même étude a été réalisée pour les coefficients de couplage  $k_{34}=k_{43}$  mais avec une orientation des supports des résonateurs n° 3 et 4 différente.

#### V.5.2.2 Optimisation des dimensions de l'iris de couplage pour les coefficients de couplage $k_{34}=k_{43}$

Afin d'obtenir des coefficients de couplage et  $k_{34} = k_{43} = 12.10^{-3}$  nous avons fixé la hauteur de l'iris de couplage à 13 mm et une épaisseur de 7,5mm de la structure présentée sur la Figure III-32.

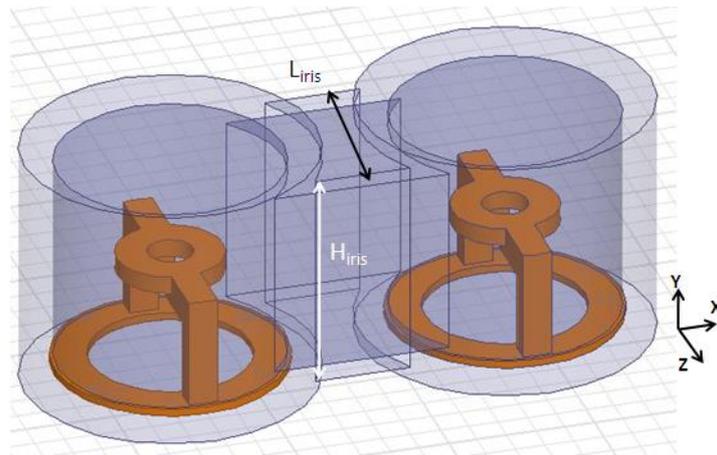


Figure III-32 : Structure permettant l'étude du couplage inter résonateur  $k_{34}=k_{43}$

Le Tableau III-20 résume l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la largeur de l'iris avec une hauteur d'iris fixée à 13 mm.

$L_{\text{iris}}$	$F_e$ (GHz)	$F_m$ (GHz)	$K_{ij}$
10mm	11,53	11,68	$13.10^{-3}$
9 mm	11,57	11,71	$12.10^{-3}$
8 mm	11,59	11,72	$11,1.10^{-3}$

Tableau III-20 : Evolution du coefficient de couplage  $k_{ij}$  en fonction de la largeur de l'iris

Pour obtenir le coefficient de couplage souhaité  $k_{34} = k_{43} = 12.10^{-3}$  nous dimensionnerons l'iris 34 avec une hauteur de 13mm et une largeur de 9mm pour le début de l'étude et de l'optimisation du filtre dans sa globalité.

### **V.6 Etude et optimisation du filtre six pôles associant cavité métallique et résonateurs en BMT**

Après avoir eu un ordre idée concernant les dimensions des différentes iris pour obtenir des coefficients de couplage proches de ceux désirés et après avoir conçu un élément en céramique permettant de réaliser un couplage négatif, nous avons débuté l'étude et l'optimisation des dimensions du filtre final. La Figure III-33 nous montre les différents éléments qui constitueront le filtre final.

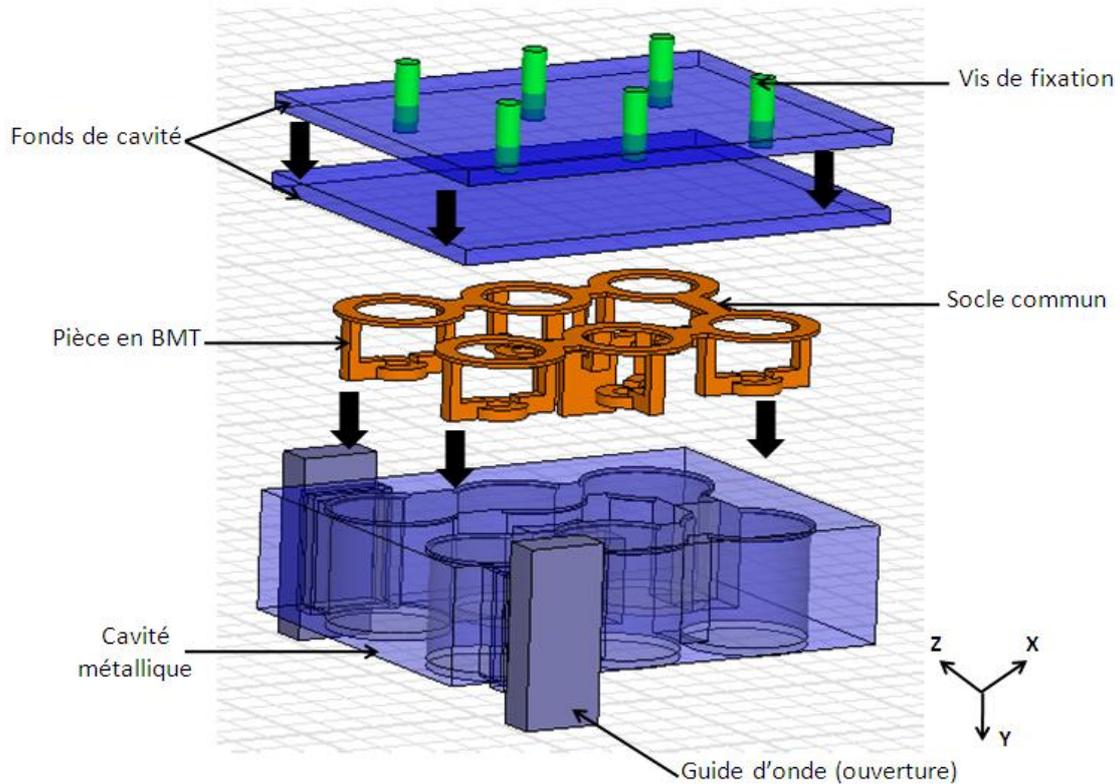


Figure III-33 : Les différents éléments du filtre final

Nous retrouvons la cavité métallique qui est un bloc de métal argenté dans laquelle sera fraisée les iris de couplage et les six cylindres afin de réaliser les cavités cylindriques. Cette cavité métallique comportera deux fonds et des vis de fixation afin de réaliser le système de fixation présenté par la Figure III-17. La pièce en BMT qui sera réalisée en une seule étape de fabrication par SLA regroupe les six résonateurs, les supports, l'élément réalisant le couplage négatif et un socle commun permettra de rendre solidaire les supports des résonateurs en BMT.

La pièce en BMT s'insérera avec les résonateurs vers le bas comme nous le montre la Figure III-33, le premier fond de la cavité viendra positionner le socle des résonateurs «en buté» contre les parois de la cavité métallique. Le deuxième fond de la cavité associé à des vis de fixation viendra fixer l'ensemble.

V.6.1 Début de l'étude du filtre six pôles avec les dimensions issues des différentes phases d'optimisation

Pour commencer l'étude du filtre global nous avons repris les dimensions optimisées qui ont été présentées dans la partie précédente.

Nous avons continué par une optimisation des dimensions de chaque élément constituant le filtre afin d'évaluer si il était possible de s'approcher de la réponse fréquentielle souhaitée. Nous pouvons observer sur la Figure III-34 la réponse fréquentielle obtenue après avoir optimisée les dimensions des éléments du filtre.

A la fréquence de 11,65 GHz, nous obtenons la réponse d'un filtre de type passe bande, mais qui reste à régler. Afin d'obtenir une réponse du filtre faisant apparaître distinctement les six pôles, une nouvelle phase d'optimisation plus approfondie sur les iris de couplage et les dimensions des résonateurs a été réalisée.

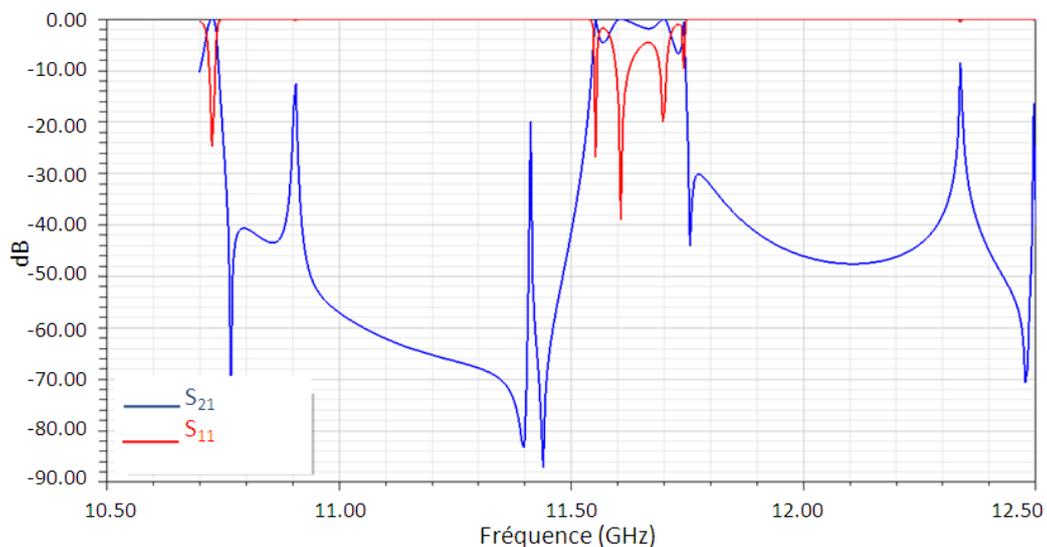


Figure III-34 : Réponse en transmission et réflexion au début de l'optimisation

Nous pouvons observer sur la Figure III-35 la répartition du champ électrique d'un mode parasite à la fréquence de 11,4GHz. Ce mode est très gênant car il est très proche de la bande de fréquence utile.

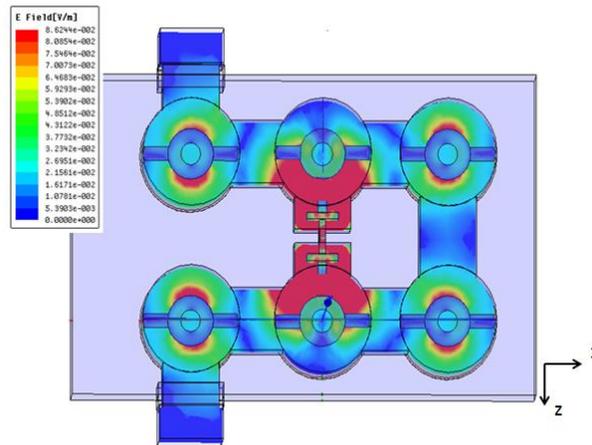


Figure III-35 : Répartition du champ électrique du mode parasite à 11,4GHz

A partir de ces résultats, nous avons tenté d'éloigner les modes parasites afin d'améliorer l'isolation fréquentielle. Pour cela nous avons changé la position des supports des résonateurs afin d'observer leur influence sur les modes parasites. A la suite de nombreux tests de positionnement des supports des résonateurs, nous avons finalement adopté les positions des supports présentés avec la Figure III-36. Si on compare la position initiale avec celle adoptée, la seule différence apportée vient de la position des supports des résonateurs se trouvant dans les cavités n° 2 et n° 5.

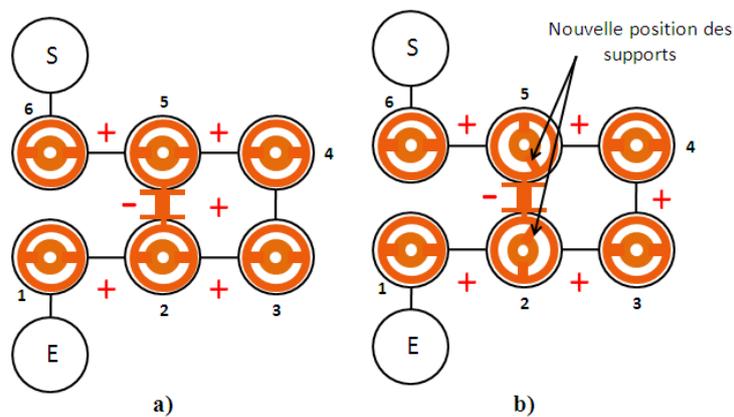


Figure III-36 : Position des supports a) avant optimisation de leurs emplacement ; b) après optimisation de leurs emplacements afin d'éloigner les modes parasites

Avec ces nouvelles positions de support et une optimisation rapide des dimensions des résonateurs et des iris de couplage, nous avons obtenu la réponse fréquentielle représentée sur la Figure III-37.

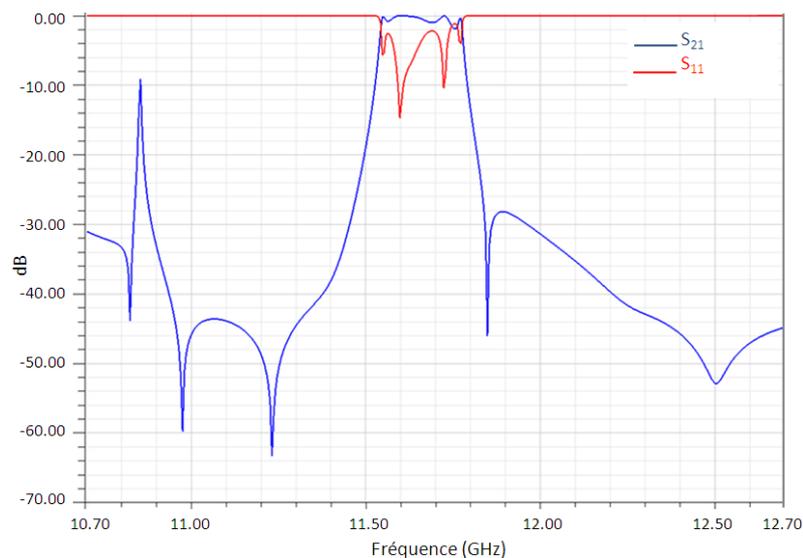


Figure III-37 : Réponse en transmission et réflexion suite à la modification de la position des résonateurs au sein de la cavité n°2 et n°5

Comme nous pouvons le constater, les pics parasites ont été éloignés suite au changement de position des supports dans les cavités n°2 et n°5. Le changement de position des supports a permis de perturber le champ électrique du mode parasite, grâce à la forte permittivité du BMT, les supports font office d'élément perturbateur. La réponse fréquentielle obtenue nous a motivé à continuer l'optimisation des dimensions du filtre.

Pour optimiser les dimensions des éléments constituant le filtre dans le but de s'approcher de la réponse du filtre souhaitée, nous utiliserons une méthode d'optimisation mise au point par Aurélien Périgaud [III.19]. Cette méthode d'optimisation est détaillée en **annexe 3**. Avant d'utiliser cette méthode d'optimisation nous avons souhaité intégrer des vis de réglage au sein de la structure afin de compenser d'éventuels écarts fréquentiels qui seraient notamment dus aux variations des dimensions de la pièce en BMT suite à la fabrication par SLA. Pour cette étude nous avons considéré des variations de l'ordre de  $\pm 50\mu\text{m}$ .

#### V.6.2 Insertion de vis de réglage et utilisation d'une méthode rigoureuse d'optimisation de dispositifs de filtrage

L'utilisation de vis de réglage est nécessaire en raison d'un éventuel décalage en fréquence de la réponse du filtre résultant des variations des dimensions de la pièce en BMT.

Nous avons souhaité insérer des vis afin de régler indépendamment la fréquence des six résonateurs et les coefficients de couplage inter-résonateurs. De nombreuses simulations ont été réalisées afin de trouver la position idéale des vis permettant d’avoir une influence assez forte en termes de décalage fréquentiel tout en évitant de dégrader l’isolation fréquentielle avec l’apparition de mode parasite.

#### V.6.2.1 Insertion de vis de réglage pour la fréquence des résonateurs

La Figure III-38 représente les emplacements des vis qui permettent d’ajuster la fréquence de chaque résonateur en évitant de faire apparaître des modes parasites. Pour une meilleure visibilité de l’emplacement des vis nous avons fait disparaître sur la Figure III-38 la cavité métallique, nous retrouvons tout de même la paroi intérieure de cette cavité métallique. Les vis représentées sur la Figure III-38 ont un diamètre de 2 mm et ont été conçues et simulées avec les propriétés intrinsèques de l’or, avec pour conductivité  $\sigma = 4,1.10^7$  S/m.

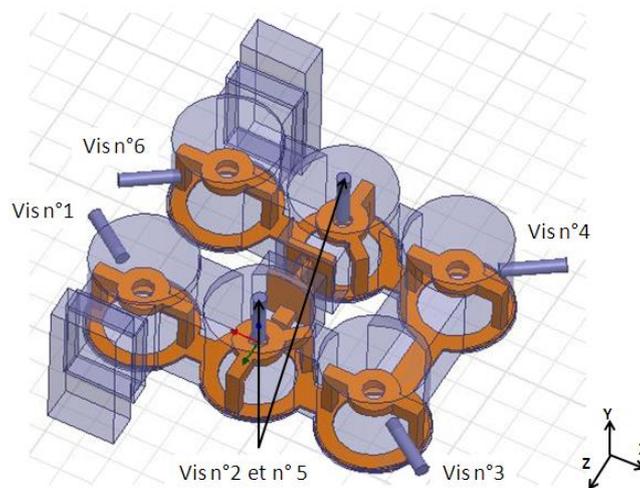


Figure III-38 : Insertion des vis de réglage de la fréquence des résonateurs

La Figure III-39 représente l’évolution de la fréquence de chaque résonateur en fonction de la profondeur d’insertion de chaque vis de réglage. La position à 0mm correspond à la position initiale de la vis au sein du filtre avant la phase d’optimisation de la réponse du filtre.

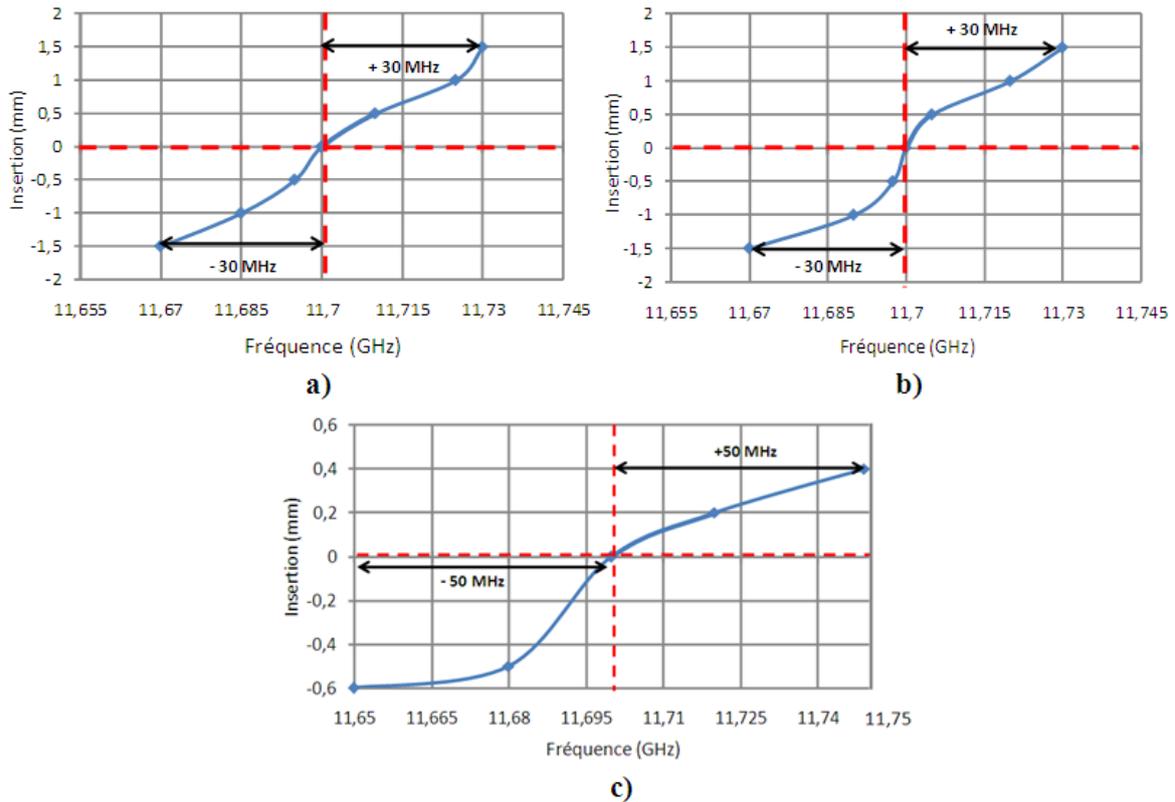


Figure IV-39 : Variation de la fréquence en fonction de l'enfoncement a) vis n°1 et 6 ; b) vis n°3 et 4 ; c) vis n°2 et 5

Les vis n°1, 2, 3 et 4 permettent d'ajuster la fréquence des résonateurs n°1, 2, 3, 4 de  $\pm 30$  MHz autour de la fréquence de 11,7 GHz. Quant aux vis n°2 et 5 permettent de décaler la fréquence des résonateur n°2 et 5 de  $\pm 50$  MHz. Cette différence d'ajustement de la fréquence est notamment due à la position des vis.

En effet les vis n°2 et 5, de par leur positionnement se situant sur le dessus de la cavité métallique permettent d'ajuster la fréquence de résonance avec une plus grande plage de variation si on la compare à celle obtenue avec les autres vis. Les vis 1, 3, 4, 6 n'ont pas pu être insérées par le dessus de la cavité comme les vis n°2 et 5 ; cela avait pour conséquence l'apparition de modes parasites proches de la bande utile.

Après avoir inséré des vis de réglages pour ajuster la fréquence de chaque résonateur, nous avons inséré des vis dans le but de régler le couplage inter-résonateur.

### V.6.2.2 Insertion de vis de réglage pour les coefficients de couplage inter-résonateurs

Comme pour le réglage post-fabrication des fréquences de résonance des six résonateurs réalisé avec des vis de réglage, nous avons inséré des vis dans le but de régler les coefficients de couplage inter-résonateurs. Nous pouvons visualiser sur la Figure III-40 la position de ces vis qui permettrait de régler les coefficients de couplage sans faire apparaître de modes parasites. Pour une meilleure visibilité de l'emplacement des vis, nous avons fait disparaître sur la Figure III-40 la cavité métallique, nous retrouvons tout de même la paroi intérieure de cette cavité métallique.

Nous pouvons voir sur cette dernière Figure III-40 le positionnement des vis qui ont été insérées dans la cavité métallique au sein des iris de couplage entre les cavités n°2 et 3, n°3 et 4 et enfin au sein de l'iris se trouvant entre les cavités n°4 et 5.

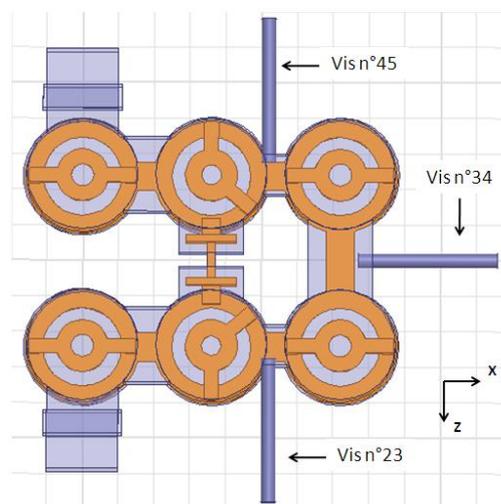


Figure III-40 : Insertion des vis de réglage des coefficients de couplage inter-résonateurs

Les vis insérées dans ces iris ont été simulées avec les propriétés intrinsèques de l'or et possèdent un diamètre de 2 mm. Un problème a été rencontré durant l'insertion de vis de réglage dans les iris entre les cavités n°1 et 2 et n°3 et 4.

En effet comme nous pouvons le constater sur la Figure III-41, le système de connexion des guides d'ondes est imposant à côté du filtre et de ce fait, sa taille important empêche l'intégration d'une vis de réglage au sein de l'iris entre la cavité n°1 et 2, n°5 et 6.

Le système de connexion des guides d'ondes a pour largeur et pour hauteur 4 cm quant au filtre, il a pour dimensions 6 cm × 4,6 cm × 1,75 cm.

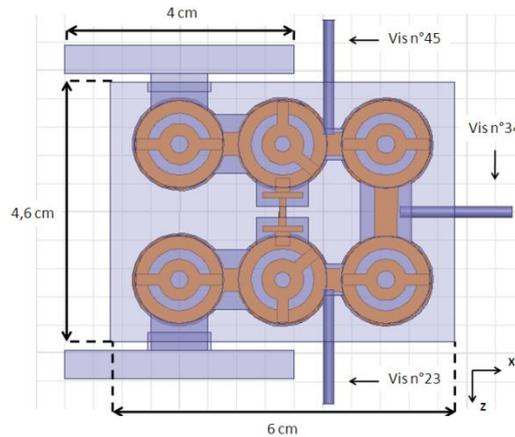


Figure III-41 : Dimensions du filtre et du système de connexion des guides d'ondes

Nous avons tout de même tenté l'intégration d'une vis de réglage sur le dessus de l'iris entre la cavité n°1 et 2, n°5 et 6 mais nous avons eu comme conséquence l'apparition de mode parasites proche de la bande utile. Nous avons alors préféré de ne pas insérer de vis de couplage au sein de l'iris entre la cavité n°1 et 2, n°5 et 6 pour la suite de l'étude.

La Figure III-42 et III-43 représentent l'évolution des coefficients de couplage inter-résonateurs en fonction de la profondeur d'insertion de vis de réglage dans les iris entre les cavités n°2 et 3, n°3 et 4 et enfin au sein de l'iris se trouvant entre les cavités n°5 et 6. Cette étude a permis de fixer une profondeur de vis initiale à partir de laquelle lorsque nous dévisserons la vis, la valeur du coefficient de couplage diminuera, et inversement lorsque nous visserons la vis la valeur du coefficient de couplage augmentera.

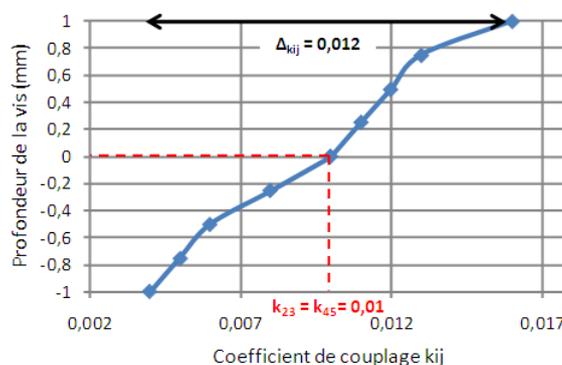


Figure III-42 : Evolution du coefficient de couplage inter-résonateur  $k_{23}$  et  $k_{45}$  en fonction de la profondeur d'insertion de la vis

L'insertion de la vis dans l'iris entre les cavités 2 et 3, et 4 et 5 fait évoluer les coefficients de couplage  $k_{23}$  et  $k_{45}$  de 0,004 à 0,016, cela équivaut à une augmentation du coefficient du couplage  $k_{23}$  et  $k_{45}$  de 0,012. La position à 0mm correspond à la position initiale de la vis au sein du filtre avant la phase d'optimisation de la réponse du filtre.

La Figure III-43 représente l'évolution du coefficient de couplage inter-résonateur  $k_{34}$  en fonction de la profondeur d'insertion de la vis.

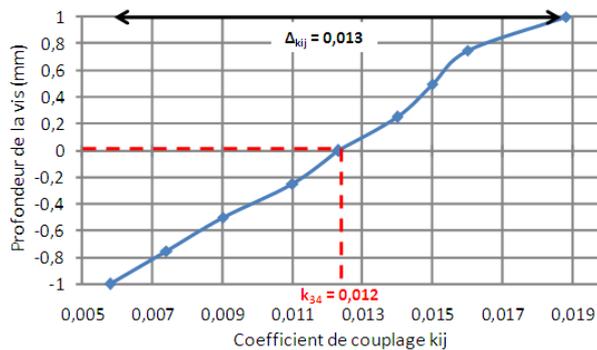


Figure III-43 : Evolution du coefficient de couplage inter-résonateur  $k_{34}$  en fonction de la profondeur d'insertion de la vis

Comme nous pouvons le constater avec la Figure III-43, l'insertion de la vis dans l'iris entre les cavités 3 et 4 fait évoluer le coefficient de couplage  $k_{34}$  de 0,006 à 0,019, cela équivaut à une augmentation du coefficient du couplage  $k_{34}$  de 0,013. La position à 0 mm correspond à la position initiale de la vis au sein du filtre avant la phase d'optimisation de la réponse du filtre. La méthode d'optimisation utilisée est détaillée en **annexe 3**.

#### V.6.2.3 Application de la méthode d'optimisation sur le filtre associant cavité métallique et résonateurs en BMT

Après avoir appliquée la méthode d'optimisation présentée précédemment sur le filtre proposé associant cavité métallique et des résonateurs en BMT nous avons trouvé la réponse du filtre représentée par la Figure III-44.

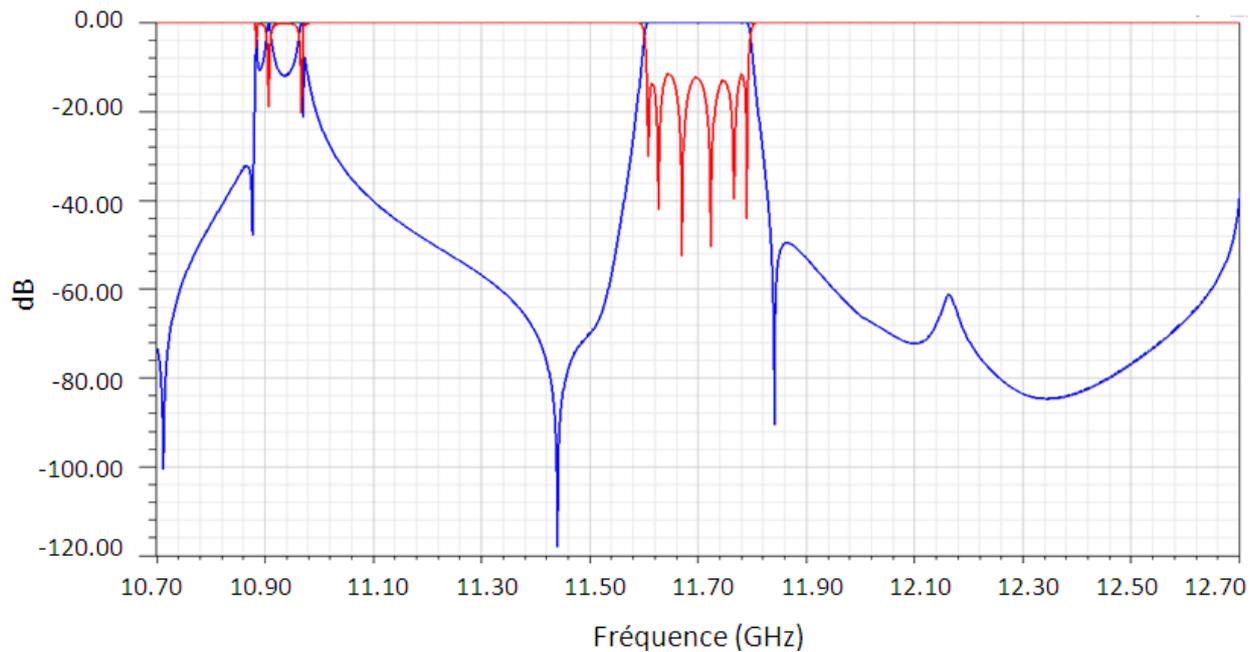


Figure III-44 : Réponse de filtre obtenu suite à l'application de la méthode d'optimisation

Le Tableau III-21 compare les performances électriques et les dimensions entre le filtre proposé et le filtre à base de cavités cylindriques conçu à Thales Alenia Space fonctionnant sous le mode  $TE_{113}$ .

Caractéristiques	Le filtre avec résonateurs en BMT	Filtre à cavités (mode $TE_{113}$ )
Fréquence centrale ( $f_0$ )	11,7 GHz	11,7 GHz
Bande passante ( $\Delta_f$ )	200 MHz	200 MHz
Isolation fréquentielle	-750 MHz/+1 GHz	$\pm 1$ GHz
$S_{11}$	< -14 dB	< -20 dB
Volume	48300 mm <sup>3</sup>	81372 mm <sup>3</sup>
Réduction du volume	41%	N/A
Facteur de qualité à vide ( $Q_0$ )	8500 (avec les vis de réglage)	12000
TCf	2,56 ppm/°C	1,6 ppm/°C (Invar)

Tableau III-21 : Comparaison des performances électriques et des dimensions entre le filtre composé de résonateurs et le filtre fonctionnant avec le mode  $TE_{113}$

Le filtre que nous proposons qui est composé de résonateurs diélectriques en BMT associés avec une cavité métallique en argent, présente une fréquence centrale de 11,7GHz avec une bande passante de 200 MHz, avec des ondulations de -0,3 dB. La transmission est

inférieure à 40 dB à partir de 11,8 GHz jusqu'à 12,7 GHz. Si nous comparons le filtre six pôles conçu durant cette thèse avec le filtre quasi-elliptique réalisé au sein de Thales Alenia Space, nous pouvons constater que nous avons réduit le volume de 41% avec une dégradation du facteur de qualité à vide de seulement 30% avec  $Q_0 = 8500$ , avec l'insertion des vis.

A titre de comparaison la structure sans les vis de réglage, permet d'obtenir un facteur de qualité proche de 9500, nous devons les intégrer au sein de la structure afin d'ajuster la réponse fréquentielle.

Même si les performances électriques sont proches de celles attendues, avec un gain en volume, nous avons donc tenté de fabriquer la pièce céramique monobloc en BMT par SLA au sein du CTTC à Limoges.

### **V.7 Fabrication de la pièce monobloc en BMT par stéréolithographie**

Avant de fabriquer entièrement la pièce monobloc avec la technologie par SLA présente au CTTC, nous avons souhaité dans un premier temps fabriquer un seul résonateur avec ses supports et son socle en guise de premier test.

Ce test avait pour but d'évaluer la fabrication d'une pièce volumineuse en utilisant une céramique à forte permittivité et faible tangente de pertes de type BMT avec la technologie de stéréolithographie céramique 3D du CTTC de Limoges. Il est proposé ici de faire cette évaluation afin de maximiser les performances de cette céramique et ainsi d'associer celle-ci avec la souplesse de fabrication de la stéréolithographie 3D.

La Figure III-45 représente la pièce en BMT associant le résonateur, les supports et le socle. Du fait de la fragilité de la pièce après la fabrication par SLA nous avons rencontré un problème. En effet en manipulant la pièce afin de l'insérer dans le four dans le but de réaliser les étapes de déliantage et de frittage, la pièce s'est cassée au niveau des supports.

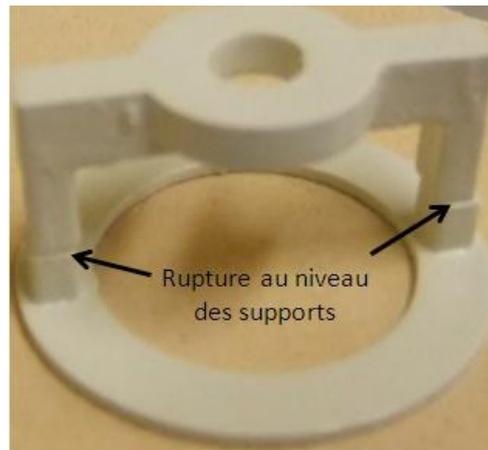


Figure III-45 : Réponse de filtre obtenu suite à l'application de la méthode d'optimisation

Nous avons tout de même réalisé les étapes de déliantage et de frittage au lieu de relancer une autre fabrication. Cela en reconnectant les deux pièces cassées, ces étapes vont permettre de retirer les liants présents dans la pâte et ainsi densifier la pièce prenant sa forme et sa taille définitive, ces deux étapes de cuisson vont permettre aussi de solidariser les deux morceaux de la pièce.

Dans le chapitre précédent pour obtenir une variation de la fréquence de résonance du mode de fonctionnement du résonateur la plus faible possible, donc obtenir un TCf proche de 0, nous avons vu que l'étape de frittage doit être réalisée à une température de 1640°C. Nous avons tout d'abord réalisé l'étape de frittage à la température de 1640°C dans le but d'obtenir le meilleur TCf possible. La Figure III-46 nous montre la pièce en BMT après l'étape de déliantage et de frittage à une température de 1640°C.

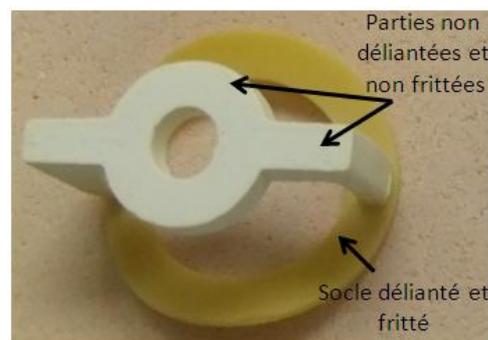


Figure III-46 : Pièce en BMT après les étapes de déliantage et de frittage à 1640°C

Nous pouvons observer que les supports et le résonateur ne sont pas frittés contrairement au socle de la pièce. Cela se traduit par la différence de couleur obtenue après les étapes de cuisson. En effet une pièce en BMT frittée est de couleur «jaunâtre», ce qui est le

cas du socle. Ce phénomène peut être expliqué par les dimensions importantes de cette pièce si on les compare avec la pièce cylindrique qui a été frittée avec succès à cette même température dans le précédent chapitre. Nous avons décidé de réaliser une deuxième étape de frittage en élevant la température à 1680°C au détriment du TCf afin de fritter totalement l'ensemble de la pièce. Afin d'éviter que le socle se rétracte sur lui-même comme nous avons pu le voir sur la Figure III-47, nous avons placé lors de la deuxième étape de frittage des briques réfractaire sur le socle et éviter la déformation.

La Figure III-47 est une photo prise de la pièce en BMT après la deuxième étape de frittage à 1680°C.

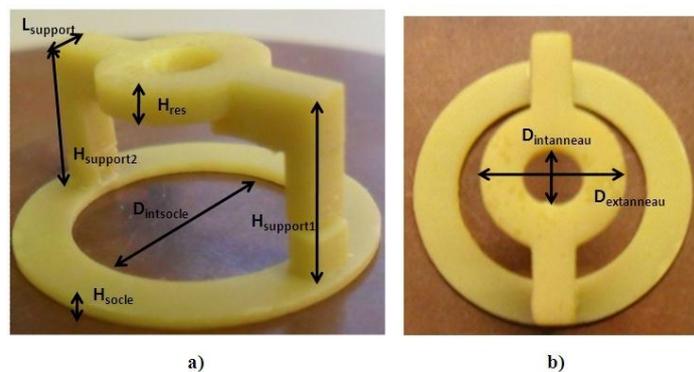


Figure III-47 : Pièce en BMT après la seconde étape de frittage à 1680°C

Le Tableau III-22 compare les dimensions souhaitées du résonateur avec les dimensions mesurées.

Variables	Dimensions souhaitées	Dimensions mesurées
$H_{res}$	$H_{res} = 1,4 \text{ mm}$	$H_{res} = 1,51 \text{ mm}$
$D_{intanneau}$	$D_{intanneau} = 3 \text{ mm}$	$D_{intanneau} = 3,12 \text{ mm}$
$D_{extanneau}$	$D_{extanneau} = 7,15 \text{ mm}$	$D_{extanneau} = 7,33 \text{ mm}$
$L_{support}$	$L_{support} = 2 \text{ mm}$	$L_{support} = 2,3 \text{ mm}$
$H_{support1}, H_{support2}$	$H_{support1} = H_{support2} = 7,7 \text{ mm}$	$H_{support1} = 7,5 \text{ mm}; H_{support2} = 8 \text{ mm}$
$D_{intsocle}$	$D_{intsocle} = 11 \text{ mm}$	$D_{intsocle} = 10,4 \text{ mm}$
$H_{socle}$	$H_{socle} = 0,5 \text{ mm}$	$H_{socle} = 0,52 \text{ mm}$

Tableau III-22 : Comparaison des dimensions souhaitées et mesurées d'un résonateur, de ses supports et de son socle fabriqués en BMT par SLA

Mis à part les problèmes rencontrés pour fritter l'ensemble de la pièce, les dimensions obtenues suite à cette première fabrication de la pièce associant le résonateur, les supports et le socle sont satisfaisantes. En effet on peut observer de légères variations sur les dimensions, la plus grande variation est de l'ordre de 600  $\mu\text{m}$  ce qui reste convenable pour une première fabrication avec une poudre céramique ayant été peu utilisée avec cette technique de fabrication au sein du CTTC. La différence entre les dimensions souhaitées et mesurées pourra être prise en compte sur le fichier CAO d'origine pour une éventuelle réalisation afin de s'approcher des dimensions théoriques.

Après la seconde étape de frittage réalisée à 1680°C, nous avons placé la structure résonante au sein d'une cavité cylindrique afin de relever les performances électriques. Nous avons inséré la pièce en BMT au sein d'une cavité en cuivre ( $\sigma = 38 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ ) d'un diamètre et d'une hauteur de 18mm.

Un support en Rohacell a été mis en place à la base de la cavité pour que le résonateur en anneau puisse être au centre de la cavité cylindrique pour maximiser le couplage entrée/sortie avec les sondes magnétiques. Les valeurs intrinsèques du Rohacell ont pu être relevé avec une permittivité  $\epsilon_r = 1,101$  et une tangente de pertes de  $\tan\delta = 3,06 \cdot 10^{-3}$ . De part ses propriétés intrinsèques et de son intégration à la base de la cavité le support n'influencera pas les performances électriques du résonateur lors des mesures. Le Tableau III-23 compare les performances électriques obtenues suite à cette mesure avec celles obtenues par la simulation en adoptant au mieux les dimensions et les propriétés intrinsèques des matériaux utilisés lors de la mesure.

Performances électriques	Valeurs issues de la mesure	Valeurs issues de la simulation
Fréquence de résonance $f_0$	10,95 GHz	11,1GHz
Facteur de qualité à vide $Q_0$	6450	10145

Tableau III-23 : Comparaison des performances électriques obtenues après mesure et simulation

Avec le Tableau III-23, on peut constater que la valeur du facteur de qualité à vide obtenue à la suite de la mesure est loin de la valeur souhaitée. Une diminution aussi forte du facteur de qualité à vide est essentiellement due à une dégradation de la tangente de perte. Une phase de rétro-simulation a donc été réalisée en adoptant les dimensions de chaque

élément utilisé lors de la mesure ainsi que leurs propriétés intrinsèques afin de déterminer la valeur de la tangente de pertes du BMT.

Pour obtenir une fréquence de 11,1 GHz et un facteur de qualité à vide proche de 10145 nous avons adopté les paramètres du BMT initialement relevés dans le chapitre III qui sont les suivants :

- Permittivité du BMT  $\epsilon_r = 24,28$
- Tangente de pertes  $\tan\delta = 1,08.10^{-4}$

Après la phase de rétro-simulation, une fréquence de résonance du résonateur à 10,95 GHz et un facteur de qualité à vide égal à 6450 ont été trouvés avec les paramètres suivants :

- Permittivité du BMT  $\epsilon_r = 24,5$
- Tangente de pertes  $\tan\delta = 1,61.10^{-4}$

La rétro-simulation nous a conforté sur l'idée que la dégradation du facteur de qualité dépend entre autre de l'inclinaison du résonateur en anneau en raison des hauteurs des deux supports qui sont différentes mais surtout une dégradation de la tangente de pertes du BMT. Cette dégradation de la valeur de la tangente de pertes peut être vraisemblablement expliquée suite aux deux étapes de frittage à hautes températures successives qu'à subi la pièce.

La fabrication en matériau BMT de ce résonateur associé à des supports et d'un socle s'est révélée plus difficile que l'on aurait pu le penser. Différents essais ont été réalisés en modifiant les paramètres comme l'épaisseur de couche de pâte déposée ou en modifiant la formulation de la suspension. Cependant, les résultats obtenus n'ont pas été suffisamment satisfaisants.

Ce premier essai met cependant en avant que la pâte BMT utilisée n'est certainement pas encore optimisée pour pouvoir réaliser sereinement de telles structures avec la stéréolithographie.

De part sa faible accessibilité en raison de son prix la faible quantité de poudre fournie se révèle handicapant, obligeant l'utilisation du procédé de SLA en alimentation manuelle de

pâte. Cela a tendance à engendrer aussi des défauts dans les pièces fabriquées. Ces défauts pourront être limités en utilisant de plus grandes quantités de pâte avec le système automatisé du procédé de SLA.

Par conséquent, afin de pouvoir développer et étudier des structures complexes en BMT par SLA, il est important de pouvoir continuer de travailler sur la formulation des pâtes, mais cela implique d'avoir des lots de poudre en quantité plus importantes que celle utilisée durant ces travaux de thèse.

En plus de réaliser un filtre associant une cavité métallique et des résonateurs en BMT s'approchant des performances d'un filtre réalisé au sein de Thales Alenia Space, nous avons souhaité durant cette thèse réaliser un filtre "tout céramique".

## **VI- Filtre multipôle monobloc en céramique**

Le dernier objectif de cette thèse a été de réaliser un filtre monobloc "tout céramique". Ce filtre devra comporter un résonateur multimode associé à un support au sein d'une cavité en céramique et un système de connexion permettant de connecter des guides à la pièce monobloc tout céramique.

Ce premier prototype permettra de valider le principe de l'utilisation des filtres compacts "tout céramique" possédant un système de connexion intégré à la cavité afin de venir connecter des guides d'ondes.

Après avoir rencontré des difficultés lors de réalisations de structures à fort volume en BMT, nous avons préféré utiliser une céramique de type Zircone dont la composition de la pâte a été optimisée et utilisée depuis longtemps par le CTTC pour pouvoir réaliser une telle structure.

Ce prototype permettra de valider la conception et la réalisation à long terme d'un filtre "tout céramique" multipôle avec un ordre de filtre élevé utilisant la poudre de BMT dès que la formulation de la pâte sera maîtrisée.

## **VI.1 Sélection d'un résonateur multimode pour la réalisation d'un filtre tout céramique**

Un résonateur multimode permet à partir de sa géométrie d'obtenir une configuration d'un mode électromagnétique identique à deux fréquences différentes comme il a été montré dans le précédent chapitre. Un résonateur possédant deux modes de résonances identiques au sein d'une cavité réalisera la même fonction que deux cavités chargées par un résonateur. L'utilisation de résonateurs multimodes est très recherchée dans le domaine du filtrage car ils permettent de réduire l'encombrement des dispositifs, mais la principale difficulté rencontrée avec ce type de résonateur est de coupler correctement les modes de résonance entre eux. La conception et la réalisation de nouvelles topologies de résonateur multimode est le sujet de nombreux thèmes de recherche dans le but de fabriquer des filtres plus compacts, ou travailler sur une ou plusieurs bandes de fréquence [III.20]-[III.21].

Comme pour le filtre précédent, la première étape à réaliser pour la conception d'un filtre à base de résonateur est la sélection de la topologie du résonateur. Un cahier des charges a été fixé durant la thèse, le filtre "tout céramique" doit répondre aux critères suivants :

- filtre le plus compact possible,
- utilisation de guides d'onde,
- utilisation d'un résonateur multimode,
- réalisation d'un système connexion en céramique intégré à la cavité du filtre avec les guides d'onde,
- prototype réalisé en un seul matériau afin de valider le concept.

Dans un premier temps l'évaluation des résonateurs diélectriques multimodes ( $Q_0$ ,  $Q_e$ ) a été effectuée avec les propriétés du BMT pour estimer leur potentiel. Cependant le filtre sera fabriqué en zircone en vue de valider le concept.

Le choix de la topologie du résonateur multimode pour le filtre "tout céramique" s'est basé sur l'étude qui a été effectuée concernant les résonateurs en BMT à fort facteur de qualité à vide présentée au début de ce chapitre. De cette étude nous avons retenu quatre topologies de résonateur multimode :

- à cylindres croisés,
- à anneaux croisés,
- sphérique,
- cylindrique à deux fentes.

Nous retrouvons la topologie de ces résonateurs multimôdes sur la Figure III-48.

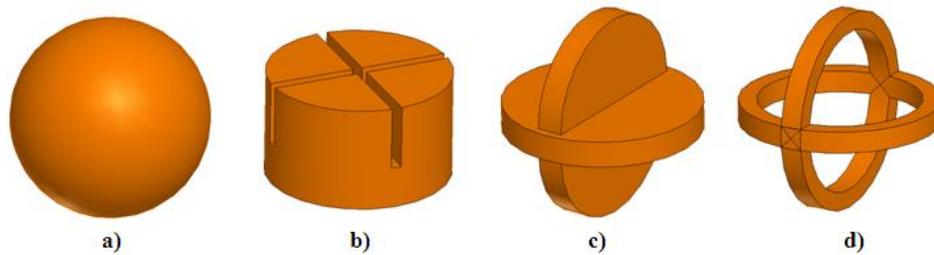


Figure III-48 : Topologies de résonateur multimode compact étudiées afin d’obtenir un fort facteur de qualité à vide : a) résonateur sphérique ; b) cylindre à 2 fentes ; c) cylindres croisés ; d) anneaux croisés

Avant de déterminer la topologie de résonateur qui conviendrait pour la réalisation d’un filtre “tout céramique” nous avons étudié la valeur du facteur de qualité extérieur de chaque résonateur dans une cavité la plus compacte possible, de forme cubique ayant pour dimensions 15 mm × 15 mm × 15 mm.

Concernant l’étude du filtre monobloc en zircone, nous avons souhaité une telle cavité compacte et de forme cubique dans le but de simplifier la fabrication de la pièce par SLA. Les résonateurs représentés sur la Figure III-48 ont été simulés dans cette cavité cubique et excités par des guides d’ondes dans le but d’étudier le facteur de qualité extérieur que nous souhaitons le plus faible possible.

Plus le facteur de qualité externe est faible plus le couplage du guide d’onde aux modes du résonateur est important. Les bandes passantes des filtres réalisées sont alors plus importantes, et le niveau de pertes est plus faible. Nous avons attribué aux résonateurs multimôdes et à la cavité les propriétés intrinsèques de la zircone avec une permittivité de  $\epsilon_r = 33$  et une tangente de pertes  $\tan\delta = 8,6 \cdot 10^{-4}$  à 10 GHz. Cette céramique a été caractérisée en utilisant la méthode décrite [III.22] durant la thèse avec l’aide d’un résonateur cylindrique

fabriqué avec ce matériau par SLA au CTTC. Si on compare les propriétés intrinsèques de la zircone avec celles du BMT ( $\epsilon_r = 24,28$ ,  $\tan \delta = 1,08.10^{-4}$ ), la permittivité est plus élevée avec une tangente de pertes plus élevée. La permittivité de la zircone étant élevée, le résonateur sera donc compact et les champs électromagnétiques des modes seront plus confinés au sein du résonateur.

A la suite de cette étude, le résonateur à anneaux croisés a montré qu'il était possible d'atteindre un couplage extérieur fort contrairement aux autres résonateurs multimodes étudiés. Ce résonateur du fait de sa géométrie a un avantage si on le compare aux autres résonateurs. En effet ce résonateur est composé de deux anneaux, donc pour augmenter le couplage, nous pouvons approcher le plus possible ces deux anneaux au niveau des accès entrée/sortie, en augmentant le diamètre tout en diminuant l'épaisseur des anneaux afin de fixer la fréquence souhaitée à 11,7 GHz.

#### VI.1.1 Etude du facteur de qualité extérieur $Q_e$ et du facteur de qualité à vide $Q_0$ pour le résonateur à anneaux croisés

Dans un premier temps avant de réaliser cette étude nous avons modifié volontairement la structure du résonateur à anneaux croisés. Dans le but de faciliter la fabrication de la structure monobloc par SLA, nous avons remplacé les anneaux par deux rectangles dont nous avons extrait de la matière à l'intérieur.

Nous pouvons observer les modifications apportées à ce résonateur à anneaux croisés sur la Figure III-49.

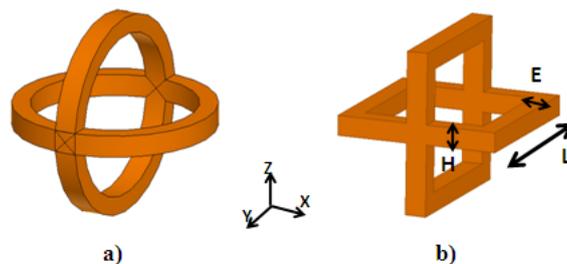


Figure III-49 : a) Résonateur à anneaux croisés ; b) Résonateur à « anneaux » croisés ayant subi une modification au niveau de sa topologie.

L'étude des performances électriques a été réalisée en utilisant la nouvelle topologie du résonateur présentée Figure III-49b et adoptant les propriétés intrinsèques du BMT afin d'estimer son potentiel en termes de performances électriques.

#### VI.1.1.1 Etude du facteur de qualité extérieur $Q_e$ et du facteur de qualité à vide $Q_0$ pour le nouveau résonateur à anneaux croisés en adoptant les propriétés intrinsèques du BMT

Ce nouveau résonateur à anneaux croisés a été simulé au sein d'une cavité cubique céramique afin de faciliter la fabrication par SLA. Cette cavité sera recouverte de cuivre de dimensions 15mm×15mm, en considérant les propriétés du BMT pour l'ensemble de la structure. Cette structure monobloc associant la cavité et le résonateur est représentée sur la Figure III-50.

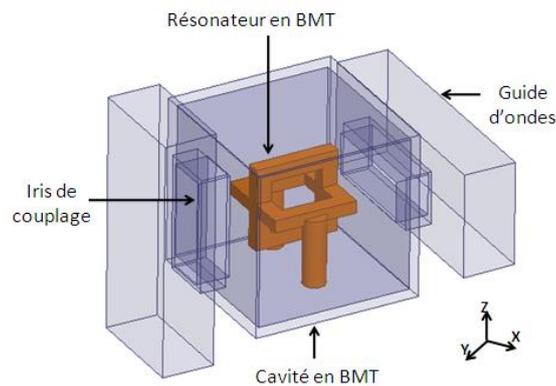


Figure III-50 : Résonateur à rectangles croisés au sein d'une cavité cubique

Afin d'étudier au mieux le coefficient de couplage, nous avons relié cette cavité à des guides d'ondes de type WR90 en entrée et en sortie par le biais d'iris de couplage en BMT eux aussi recouverts de cuivre. Les dimensions de la cavité ont été fixées dans le but d'obtenir une structure globale monobloc la plus compacte possible avec un facteur de qualité à vide élevé et une isolation fréquentielle avoisinant  $\pm 1$ GHz au minimum. Le diamètre des supports du résonateur multimode a été fixé de façon à faciliter la fabrication de la pièce donc les plus grands possible sans faire apparaître de modes parasites. Le diamètre des pieds a été fixé à 2 mm.

Nous avons débuté cette étude par l’observation du facteur de qualité à vide en imposant sur les parois extérieures une métallisation, en considérant la conductivité du cuivre suite à l’étape de métallisation par electroless ( $\sigma = 45,2 \text{ S}/\mu\text{m}$ ) qui pourra être réalisée sur l’objet céramique monobloc. Le Tableau III-24 présente les valeurs des facteurs de qualité obtenus dans une telle structure «tout céramique».

Métallisation	Dimensions du résonateur	$Q_0$ du premier mode de résonance (1 <sup>ère</sup> polarisation)	$Q_0$ du second mode de résonance (2 <sup>ème</sup> polarisation)
Parois internes de la cavité	L=8mm ; H=1,2mm ; E= 3mm	$Q_0 = 5986$ à 11,6 GHz	$Q_0 = 6756$ à 11,95GHz

Tableau III-24 : Valeurs des facteurs de qualité à vide obtenus dans une cavité dont les parois sont métallisées à l’extérieur avec du cuivre

On peut observer sur la Figure III-51 la configuration du champ électrique des modes de résonance du résonateur.

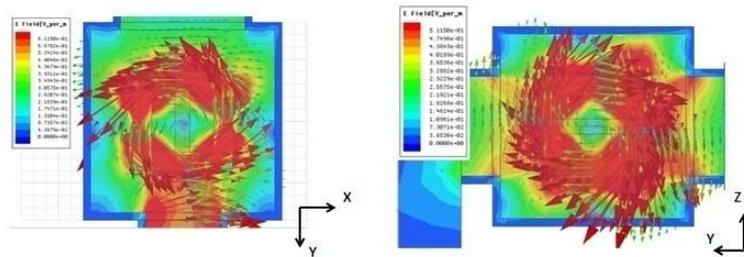


Figure III-51 : Modes de résonance du résonateur à rectangles croisés, 1<sup>ère</sup> polarisation à gauche et 2<sup>ème</sup> polarisation à droite

Les valeurs de facteur de qualité à vide obtenus en métallisant uniquement les parois extérieures de la cavité sont de l’ordre de  $Q_0 \approx 6000$ . Souhaitant réaliser une structure filtrante monobloc en céramique associant la cavité et le résonateur avec des facteurs de qualité à vide les plus élevés possibles, nous avons décidé de métalliser les parois intérieures pour voir en effet l’influence sur les facteurs de qualité à vide.

Le Tableau III-25 présente les valeurs des facteurs de qualité obtenues avec la même cavité et le même résonateur en imposant sur les parois extérieures et intérieures une métallisation de cuivre.

Métallisation	Dimensions du résonateur	Q0 du premier mode de résonance	Q0 du second mode de résonance
Parois internes et externes de la cavité	L=8mm ; H=1,2mm ; E= 3mm	Q0 = 8969 à 11,9 GHz	Q0 = 9650 à 12,2GHz

Tableau III-25 : Valeurs des facteurs de qualité à vide obtenus dans une cavité dont les parois sont métallisées à l’extérieur et à l’intérieure avec du cuivre

A la suite de cette étude nous avons déduit qu’il était nécessaire de métalliser l’ensemble de la cavité afin d’obtenir les facteurs de qualité à vide les plus forts possibles ( $Q_0 > 9000$ ). Après avoir obtenu de forts facteurs de qualité à vide nous allons étudier la structure pour constater s’il est possible d’obtenir un fort couplage aux accès donc un facteur de qualité externe  $Q_e$  le plus faible possible aux alentours de 50 comme pour le filtre présenté précédemment . Pour étudier l’évolution du facteur de qualité extérieur de chaque mode nous avons modifié les dimensions des iris de couplage. La Figure III-52 nous montre la position des guides d’ondes et des iris de couplage dans le but d’étudier le facteur de qualité extérieur de chaque mode du résonateur.

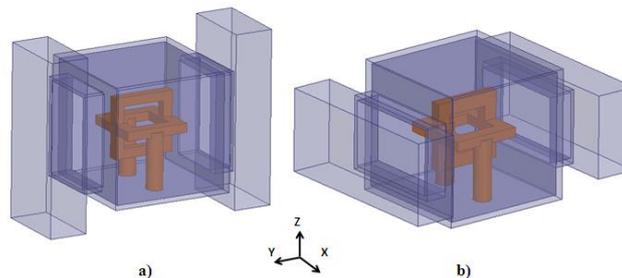


Figure III-52 : Disposition des guides d’onde afin d’étudier les facteurs de qualité extérieurs  
a) pour le premier mode de résonance ; b) pour le deuxième mode de résonance

Le Tableau III-26 représente l’évolution des valeurs du facteur de qualité à vide de chaque mode de résonance en fonction des dimensions des iris.

Hauteur iris (mm)	Largeur iris (mm)	Qe du premier mode	Qe du second mode
11	8	120	125
12	8	59	64
12,5	8	44	48

Tableau III-26 : Valeurs des facteurs de qualité à vide obtenus dans une cavité dont les parois sont métallisées à l’extérieur et à l’intérieure avec du cuivre

Avec une hauteur d'iris de 12 mm et une largeur d'iris de 8mm il est possible d'atteindre des facteurs de qualité extérieur aux alentours de la valeur souhaitée  $Q_e \approx 50$ .

Après avoir étudié la structure adoptant les propriétés intrinsèques du BMT nous allons effectuer la même démarche mais en adoptant les propriétés intrinsèques de la zircone. Pour rappel, nous souhaitons fabriquer l'ensemble de la structure en zircone et non en BMT en vue d'une fabrication rapide, peu coûteuse car la zircone est mieux maîtrisée par le CTTC pour fabriquer des objets céramiques à formes complexes.

#### VI.1.1.2 Etude du $Q_e$ et du $Q_0$ pour le résonateur à anneaux croisés en zircone

Nous avons réalisé la même étude que précédemment sauf que nous avons retenu pour la cavité et le résonateur à rectangles croisés les propriétés de la zircone avec une permittivité de  $\epsilon_r = 33$  et une tangente de pertes  $\tan\delta = 8,6.10^{-4}$  à 10 GHz.

Le Tableau III-27 présente les valeurs des facteurs de qualité obtenus avec les mêmes dimensions de la cavité et la même topologie de résonateur que pour l'étude précédente en BMT. Cependant l'utilisation de la zircone qui ne possède pas la même permittivité que le BMT a nécessité une phase d'optimisation des dimensions du résonateur afin de régler les fréquences de résonance à 11,7GHz. Pour cette étude nous avons imposé sur les parois extérieures et intérieures une métallisation en cuivre ( $\sigma = 45,2 \text{ S}/\mu\text{m}$ ).

Métallisation	Dimensions du résonateur	Q0 du premier mode de résonance	Q0 du second mode de résonance
Parois internes et externes de la cavité	L=8,7mm ; H=1,2mm ; E= 2mm	Q0 = 1670 à 11,7 GHz	Q0 = 1865 à 11,8GHz

Tableau III-27 : Valeurs des facteurs de qualité à vide obtenus dans une cavité dont les parois sont métallisées à l'extérieur et à l'intérieur de la cavité avec du cuivre

Le Tableau III-28 représente l'évolution des valeurs du facteur de qualité à vide de chaque mode de résonance en fonction des dimensions des iris.

Hauteur iris (mm)	Largeur iris (mm)	Qe du premier mode	Qe du second mode
10	8	168	172
11	8	91	104
11,75	8	55	52

Tableau III-28 : Valeurs des facteurs de qualité extérieur obtenus dans une cavité dont les parois sont métallisées à l'extérieure et à l'intérieure de la cavité avec du cuivre

Avec une hauteur d'iris de 11,75 mm et une largeur d'iris de 8 mm il est possible d'atteindre des facteurs de qualité extérieur proche de la valeur souhaité  $Q_e \approx 50$ .

Après avoir validé le fait d'obtenir un bon couplage aux accès, l'étape suivante consistait à coupler les deux modes du résonateur afin d'obtenir une réponse de filtre à deux pôles. Dans la suite de ce chapitre nous évoquons la discontinuité appliquée à la cavité afin d'obtenir un filtre deux pôles "tout céramique".

#### VI.1.1.3 Optimisation et réalisation d'un filtre monobloc en zircon

Une modification de la structure de la cavité a dû être nécessaire dans le but de coupler les modes de résonateur afin d'obtenir une réponse de filtre deux pôles. Pour coupler ses modes, nous avons intégré comme nous le montre la Figure III-53 une encoche au niveau d'une arrête de la cavité.

Cette encoche est la solution la plus simple afin de coupler les deux modes orthogonaux du résonateur, et ainsi d'éviter de rajouter une difficulté supplémentaire lors de la fabrication "tout céramique" par SLA 3D. Il joue le même rôle que les vis rajoutées classiquement dans des filtres à cavités cylindriques pour le couplage des modes orthogonaux.

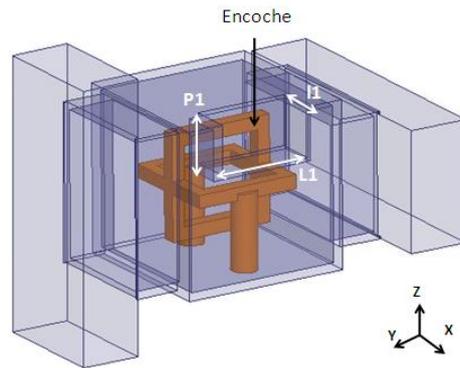


Figure III-53 : Insertion d'une encoche au sein de la cavité toute céramique

En fonction de la profondeur de cette encoche et de sa largeur nous allons plus ou moins coupler les modes de résonance. Le Tableau III-29 nous montre l'évolution du coefficient de couplage des modes de résonance en fonction de L1, avec les dimensions de P1 et l1 respectivement fixées à 6mm et 4,5mm.

L1 (mm)	K <sub>12</sub>
4	14,4.10 <sup>-3</sup>
5	19,5.10 <sup>-3</sup>
6	24.10 <sup>-3</sup>
6,5	29.10 <sup>-3</sup>

Tableau III-29 : Evolution du coefficient de couplage inter-résonateur en fonction de L1

A la suite de cette étude, on peut en déduire que plus la dimension L1 est grande, plus la valeur du couplage k<sub>12</sub> est élevée. Après avoir étudié la variation du coefficient de couplage inter-résonateurs en fonction de la dimension L1, nous avons réalisé la même étude mais en faisant varier la dimension l1. Pour cela, nous avons fixé les dimensions de P1 et L1 à 6mm. Le Tableau III-30 présente les résultats à la suite de cette étude.

l1 (mm)	K <sub>12</sub>
3,5	11,5.10 <sup>-3</sup>
4,5	24.10 <sup>-3</sup>
5,5	42.10 <sup>-3</sup>

Tableau III-30 : Evolution du coefficient de couplage inter-résonateur en fonction de l1

A la suite de cette étude, on peut en déduire que plus la dimension  $l_1$  est grande plus la valeur du couplage  $k_{12}$  est élevée.

Cette étude a permis d'observer l'évolution de la valeur du coefficient de couplage inter-résonateurs en fonction des dimensions de l'encoche, avec une latitude intéressante sur ce coefficient de couplage en fonction des dimensions de l'encoche. A la suite de cela, nous avons procédé à l'optimisation de la structure dans le but d'obtenir une réponse de filtre deux pôles, avec la bande passante la plus large et un coefficient de réflexion le plus faible possible. Cette optimisation s'est révélée rapide contrairement à la phase d'optimisation du filtre précédent, du fait de la simplicité de la forme de la structure et du fait du nombre de pôle que peut réaliser le résonateur.

La Figure III-54 représente la réponse obtenue au début de l'optimisation de la structure.

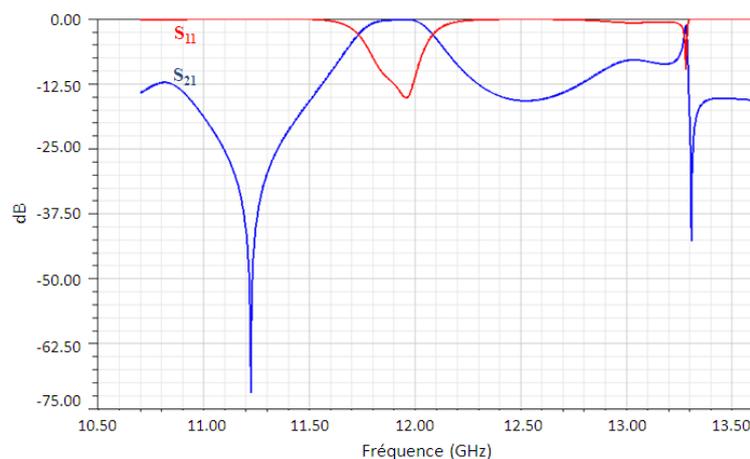


Figure III-54 : Insertion d'une encoche au sein de la cavité toute céramique

Nous pouvons observer sur la Figure III-54 l'apparition d'un mode parasite aux alentours de 13,3 GHz. Malgré le fait que la fréquence de ce mode parasite est éloignée par rapport à la fréquence centrale de la structure résonante de 11,7GHz, il reste cependant gênant car celui-ci est excité par les guides d'ondes, et il dégrade la sélectivité de la réponse du filtre.

Afin d'améliorer cette sélectivité dans les fréquences supérieures, nous avons souhaité insérer une discontinuité au sein de la cavité en zircone afin de créer un zéro de transmission.

Après différentes tentatives nous avons trouvé comme solution d'insérer une nouvelle encoche dont la position peut être observée à l'aide de la Figure III-55.

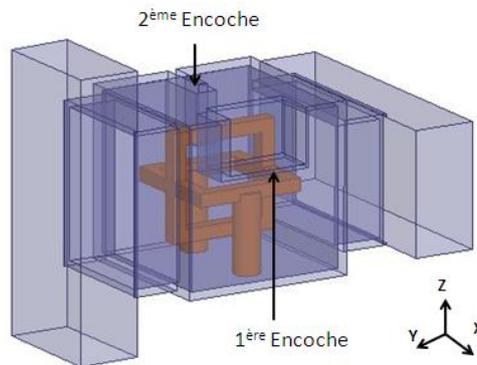


Figure III-55 : Insertion d'une deuxième encoche au sein de la cavité toute céramique

L'insertion de cette deuxième encoche a permis de créer un zéro de transmission dans les fréquences les plus hautes mais a aussi modifié la valeur du couplage  $k_{12}$ . Il a suffi de redimensionner la première encoche qui a été intégrée à la structure afin d'obtenir une réponse faisant clairement apparaître la réponse typique d'un filtre deux pôles et un zéro de transmission de chaque côté de la bande passante.

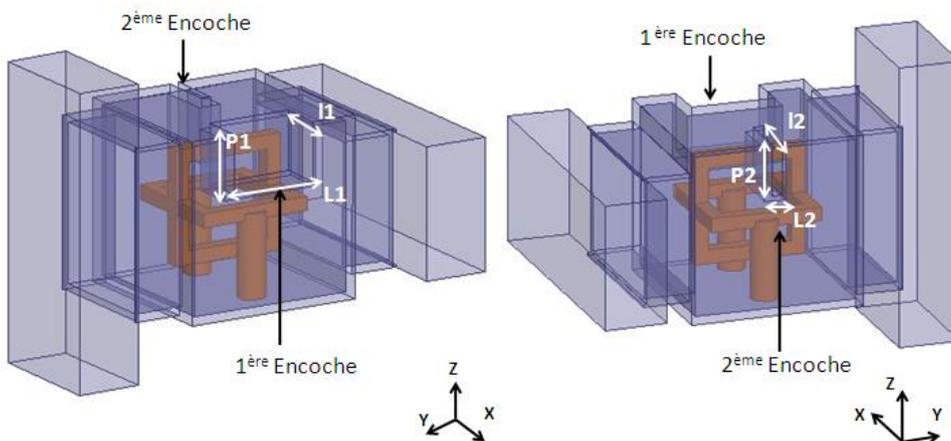


Figure III-56 : Variables des dimensions des deux encoches

Le Tableau III-31 résume les dimensions des différentes encoches, les dimensions de la première encoche avant l'insertion de la deuxième encoche, et les dimensions obtenues après insertion de la deuxième encoche.

Variables	1 <sup>ère</sup> encoche avant insertion de la 2 <sup>ème</sup> encoche	1 <sup>ère</sup> encoche après insertion de la 2 <sup>ème</sup> encoche	2 <sup>ème</sup> encoche
L1	6 mm	6,75mm	0,75mm
I1	4,5mm	4,5mm	5,5mm
P1	6 mm	5,6mm	5,25mm

Tableau III-31 : dimensions des encoches

Nous pouvons observer sur la Figure III-57 la réponse obtenue avec l’insertion d’une deuxième encoche. La structure filtrante simulée entièrement en zircone en adoptant les propriétés du cuivre sur les parois intérieures et extérieures a permis d’obtenir cette réponse fréquentielle.

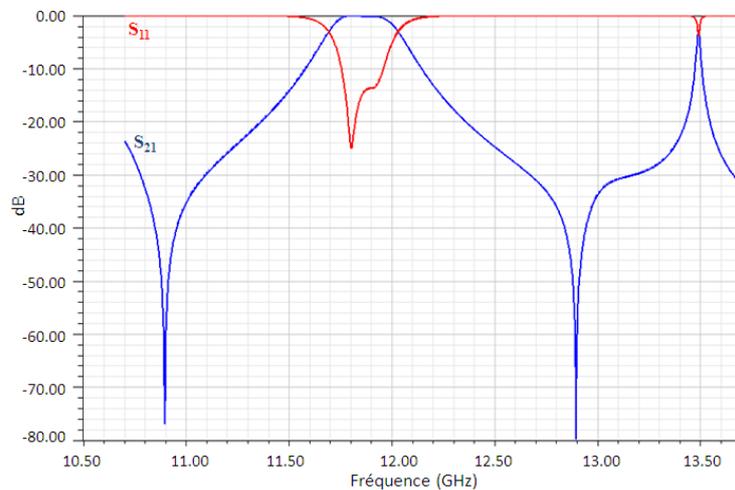


Figure III-57 : Réponse du filtre deux pôles après insertion d’une deuxième encoche et optimisation des dimensions des deux encoches.

Cette structure «tout céramique» a permis d’obtenir une bande passante de 200 MHz avec une bonne isolation fréquentielle, supérieure à celle souhaitée qui était de  $\pm 1$ GHz. A la suite des résultats de simulation obtenus, nous avons décidé de fabriquer la structure entièrement en zircone avec le procédé de SLA 3D.

Avant de lancer la fabrication, nous avons souhaité ajouter des systèmes de connexion qui permettrait de faciliter la connexion de la cavité aux guides d’ondes de l’analyseur réseau vectoriel ou aux équipements voisins dans le cadre d’une application. Afin de faciliter la fabrication de la structure par le procédé de SLA 3D, nous avons décidé de même de la fabriquer en deux parties. La première partie comportera la cavité avec ses deux encoches et

le système de connexion guide d'ondes/cavités. La deuxième partie associera la paroi du dessous de la cavité avec le résonateur. La fabrication en deux parties permettra de faciliter la fabrication de la pièce par SLA 3D mais aussi l'étape de métallisation par électroless. La pièce en zircon associant la cavité et le système de connexion sera entièrement plongée dans les différents bains d'électroless afin de déposer une fine couche de cuivre sur l'ensemble de la structure.

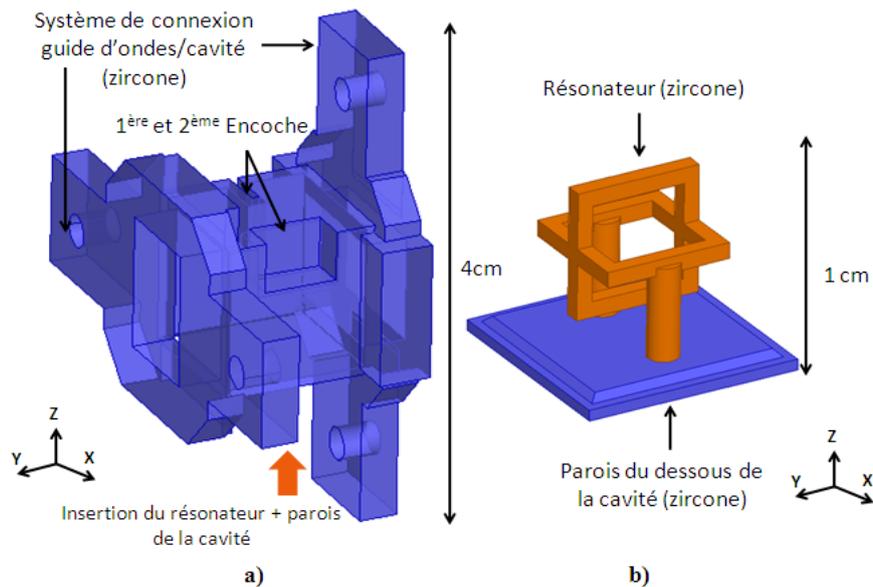


Figure III-58 : a) Intégration d'un système de connexion guides d'ondes/cavité en zircon ; b) résonateur associé à la paroi du dessous de la cavité

Quant à la pièce en zircon représentée Figure III-58b elle subira une métallisation uniquement sur les parois du dessous et de dessus de la cavité et non sur le résonateur. Ensuite, cette dernière pièce sera insérée dans la cavité et la paroi du dessous de la cavité sera collée avec les autres parois de la cavité cubique afin d'éviter toute fuite du champ électromagnétique.

Nous avons réussi à fabriquer la pièce en zircon réunissant la cavité avec le système de connexion des guides comme nous le montre la Figure III-59. La pièce réunissant le socle et le résonateur n'a pas survécu à la fabrication. En effet durant la fabrication le racleur de la machine de stéréolithographie qui pour but d'étaler la pâte céramique a entraîné avec lui le résonateur.

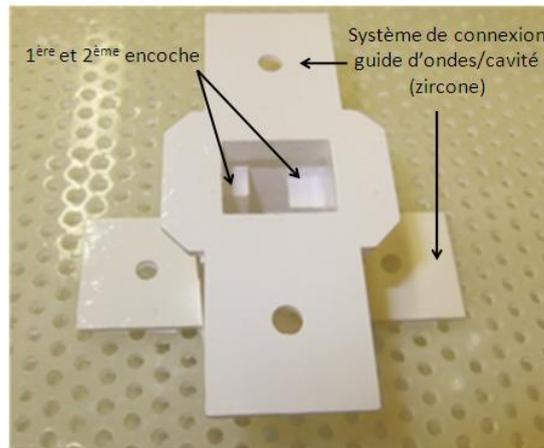


Figure III-59 : Pièce en zircone réunissant la cavité avec le système de connexion des guides

La Figure III-60a représente cette même pièce après les étapes de frittage et de métallisation par electroless 3D. Afin de valider mécaniquement le concept au sujet des systèmes de connexion des guides, nous les avons connectés à des guides d'ondes comme nous le montre la Figure III-60b.

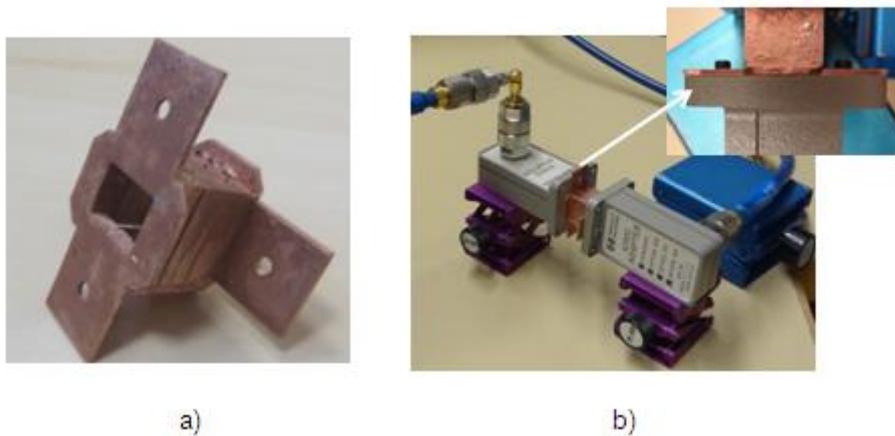


Figure III-60 : a) Pièce en zircone réunissant la cavité avec le système de connexion des guides après les étapes de frittage et de métallisation par electroless ; b) Connexion de la pièce avec des guides d'ondes.

Cette étape nous a permis de confirmer que les systèmes de connexion rentrent bien en contact avec les guides d'ondes et ainsi éviter une fuite de champ qui engendrait une dégradation au niveau de la transmission. Par faute de temps nous n'avons pas pu lancer une fabrication de la pièce réunissant le résonateur et le socle de cavité par stéréolithographie qui aurait permis de mesurer la réponse en fréquence du filtre 2 pôles présenté dans ce chapitre.

## VII- Conclusion

Au cours de la caractérisation du BMT fournit par la société Temex Ceramics, nous avons extrait ses paramètres intrinsèques et de son  $TC_f$  en fonction de la température de l'environnement. Nous avons pu observer que la valeur du  $TC_f$  dépend essentiellement de la température de frittage et que la valeur extraite de 2,56 ppm/°C correspond à la valeur de référence fournit par Temex Ceramics de 2,3 ppm/°C.

L'étude des topologies de résonateur a permis d'étudier des configurations permettant d'obtenir de forts facteurs de qualité. On a pu observer durant l'étude qu'il été possible d'obtenir de fort facteur de qualité en fonction de la topologie du résonateur et de la taille de la cavité :

Au sujet de l'étude de filtres multipoles, nous avons proposé deux topologies originales de filtre compact : la première qui associe résonateurs en BMT et cavité métallique et la deuxième uniquement constitué de zircone.

Le premier filtre présenté dans ce chapitre est un filtre six pôles fonctionnant dans la bande Ku qui associe une pièce en BMT regroupant résonateurs, socle commun et élément permettant de réaliser un couplage négatif et cavité métallique. Le socle commun en plus de réunir sur un socle tous les résonateurs, permet aussi de réaliser un système de fixation qui ne nécessitera pas l'utilisation de colle ou autre système qui permettrait de centrer la pièce au sein de la cavité métallique. Ces deux éléments constituant le filtre ont permis d'obtenir des performances électriques proches de celles souhaitées tout en réduisant l'encombrement si on compare aux performances et à l'encombrement du filtre réalisé au sein de Thales Alenia Space qui nous a servis de référence tout le long de l'étude. Des premiers essais de fabrication par SLA ont mis en avant que la pâte BMT utilisée n'est certainement pas encore optimisée pour pouvoir réaliser de tels résonateurs. Par conséquent, afin de pouvoir développer et étudier des structures complexes en BMT par SLA, il est important de pouvoir continuer de travailler sur la formulation de cette pâte.

Concernant le deuxième filtre, nous avons proposé une topologie de filtre compact multimode. Ce filtre est essentiellement constitué de zircone, réunissant le résonateur et la

cavité avec la présence d’encoches permettant le couplage entre les modes du résonateur et l’éloignement de pic parasite. Un système de fixation en zircone a été ajouté pour venir connecter l’analyseur réseau directement avec le filtre “tout céramique”. Le but de cette étude était de valider tout d’abord le concept de fabrication d’un filtre à un seul résonateur multimode “tout céramique” simple en zircone. Pour ensuite pouvoir s’orienter sur la fabrication d’un filtre à plusieurs résonateurs multimodes en BMT lorsque la pâte sera optimisée. L’association de la pâte en BMT avec la SLA permettrait de fabriquer des filtres très compacts à résonateurs multimodes stables en température et ainsi obtenir des performances électriques proches d’un filtre en technologie cavité volumique réalisé au sein de Thales Alenia Space.

- [III.1] I.C. Hunter, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon “*Microwave Filters, Applications and Technology*” Microwave Theory and Techniques, vol.50, pp.794-805, Mars 2002
- [III.2] R.Levy, S. Cohn, “*A history of microwave filter research, design and development*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.32, pp. 1055-1067, Septembre 1984
- [III.3] N. K. James, K. Stanly Jacob, K.P. Murali, R. Ratheesh, “*Ba(Mg<sub>1/3</sub>Ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> filled PTFE composites for microwave substrate applications*”, Materials Chemistry and Physics, pp. 507-511, 2010
- [III.4] I-Nan Lin, Mei-Hui Liang, Chen-Ti Hu, John Steeds, Effect of Ba<sub>5</sub>Ta<sub>4</sub>O<sub>15</sub> on microstructural characteristics of Ba(mg<sub>1/3</sub>ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub>ceramics and their microwave dielectric properties”, Journal of the European Ceramic Society, Vol 21, Issues10-11, pages 1705-1709
- [III.5] S. Nomura, K. Toyama and al, “Ba(mg<sub>1/3</sub>ta<sub>2/3</sub>)O<sub>3</sub> ceramics with temperature-satble high dielectric constant and low microwave loss”. Japanese Journal of Applied Physics, 21 (Part2, No.10): L624-L626,1982
- [III.6] D. Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G.E Ponchak, E. Tentzeris, J. Papapolymerou, “*Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz*”, IEEE Tansaction on Microwaves Theory and Techniques, vol.52, no.4, pp. 1343-1352, Avril 2004
- [III.7] L. Pelliccia, F. Cacciamani R. Sorrentino, F. De Paolis, “*Compact high performace filters for space applications based on dielectric resonator topology*”, Microwave Technology and Techniques Worshop ESA, Mai 2012
- [III.8] R.R. Mansour, “*Filter Technologies for Wireless for Base Stations*”, Microwave Magazine IEEE, pp.68-74, Mars 2004
- [III.9] M.T. Sebastian, “*Dielectric Materials for Wireless Communication*”, Copyright 2008 Elsever
- [III.10] D. Kajfez and P. Guillon, “*Dielectric resonators*”, Artech House Inc., Norwood, 1986
- [III.11] L. Shuhua, L. Yuepping, W. Shubin, “*Real-time audio signal acquisition system based on DSP and IIR filter realization and design*”, Proceedings of International Symposium on Communications and Information Technology, ISCIT, Septembre 2009
- [III.12] R.Levy, S. Cohn, “*A history of microwave filter research, design and development*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.32, pp. 1055-1067, Septembre 1984
- [III.13] R.R. Mansour, “*Micro-machined and dielectric resonator tunable filters*”, 39<sup>th</sup> European Microwave Conference Workshops, Rome, Italy, Septembre 2009
- [III.14] D.K. Misra, “*Radio-frequency and microwave communication circuits: analysis and design*”, John Wiley & sons, Inc., 2001
- [III.15] R.E. Collin, “*Foudations for microwave engineering*”, Wiley Interscience, 2<sup>nd</sup>, 1992
- [III.16] S.B. Cohn, “*Direct coupled resonator filters*”, Proceeding of the IRE, vol.45, pp.187-196, Février 1957
- [III.17] S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Aubourg, P. Guillon, F. Seyfert, J. Grimm, L. Baratchart, C. Zanchi et J. Sombrin, “*Direct Electromagnetic optimization of microwave filters*”, IEEE Microwave Magazine, vol.2, pp. 46-51, Mars 2001
- [III.18] A. Périgaud, “*Conception de banques de filters microondes passives compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches*”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2009.
- [III.19] A. Périgaud, D.Kaminsky, D. Baillargeat, S. Bila, S. Verdeyme, “*Generalization of an EM optimization method to wide-band filters with unforeseen couplings*”, International Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, 2006.
- [III.20] M.Memarian, R. R. Mansour, “*Dual-Band Half-cut Dielectric Resonator Filters*”, European Microwave Conference, Rome, Octobre 2009

- [III.21] V. Walker, Ian C. Hunter, “*Design of Triple Mode TE<sub>01δ</sub> Resonator Transmission Filters*”, Microwave and Wireless Components Letters, vol.12,pp. 215-217, Juin 2002.
- [III.22] D. Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G.E Ponchak, E. Tentzeris, J. Papapolymerou, “*Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) material and Transmission Lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz*”, IEEE Transaction on Microwaves Theory and Techniques, vol.52,no.4,pp.1343-1352,Avril200
- [III.23] A. Périgaud, “*Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20GHz, à l’aide des technologies multicouches*”, Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, 26 Mars 2009.
- [III.24] A. Khalil, “*Technologies LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliqués à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques*”, Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, 10 Octobre 2010.
- [III.25] Paul-François Combes, “*Micro-ondes tome 1, Lignes, guides, cavités*”
- [III.26] G. Matthaei, L.Young, E. Jones “*Microwave Filters, impedance matching, networks and coupling structures*”, Mac Graw Hill, 1964

## ***CONCLUSION GÉNÉRALE***

Le travail présenté dans ce manuscrit résulte d'une collaboration entre le laboratoire Xlim, le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et Thales Alenia Space (TAS).

Ces travaux de thèse ont porté sur la mise au point de filtres à résonateurs à fort facteur de qualité à vide et compact proposant des solutions alternatives aux structures filtrantes classiques.

La réalisation de cet objectif s'est appuyé notamment sur l'utilisation de technologies de fabrication dédiées et spécifiques. Nous avons principalement utilisé la technologie stéréolithographie céramique 3D (SLA). Cette technologie de fabrication nous a permis de fabriquer des structures tridimensionnelles complexes monoblocs impossibles à réaliser par d'autres procédés. Elle permet aussi l'utilisation de céramiques très différentes présentant des propriétés thermiques, mécaniques et diélectriques très intéressantes pour le domaine du spatial. Comme nous l'avons montré, la stéréolithographie 3D peut être une technologie alternative aux procédés classiques pour des applications dans le domaine du spatial notamment avec l'utilisation de céramique de type BMT qui possède de bonnes propriétés intrinsèques. On a pu voir dans ce manuscrit que la fabrication d'objet avec la pâte composée de céramique BMT nécessite d'être optimisée. Il est important de pouvoir continuer de travailler sur la formulation de cette pâte, mais cela implique d'avoir des lots de poudre en quantité plus importantes que celle disponible durant ces travaux de thèse.

Au cours du **premier chapitre**, nous avons procédé à une étude bibliographique sur les technologies de filtre utilisées dans le domaine des hyperfréquences. Cette étude nous a permis de comparer les différentes technologies et de mettre en évidence la technologie de filtre qui permettrait de s'approcher des performances électriques tout en réduisant l'encombrement d'un filtre à cavités équipant actuellement les satellites de télécommunication.

Dans le **deuxième chapitre**, nous nous sommes intéressés à la technique de SLA 3D développée par le Centre de Transfert de Technologies Céramiques (CTTC) de Limoges. Après avoir passé en revue les spécificités et les avantages de cette technologie, nous avons fabriqué des dispositifs de filtrage. Ces dispositifs de filtrage nécessitent d'être métallisés avec une fine couche de cuivre dans le but de confiner au mieux le champ électromagnétique au sein de ce dispositif. Des lignes coplanaires doivent être ensuite gravées pour assurer les

accès d'entrée et de sortie du filtre, dont les propriétés électriques sont mesurées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels. Ces deux étapes ont été réalisées au sein du laboratoire Xlim, grâce à la mise en place d'un banc de métallisation au sein de la salle blanche et la prise en main d'une nouvelle machine par ablation laser. Le protocole a été établi pour obtenir une métallisation homogène sur la surface de la pièce en céramique, et une bonne qualité de gravure de motif a été testée sur des dispositifs de filtrage monobloc en alumine.

La première topologie est une cavité résonante de forme parallélépipédique avec un creux en son centre, dont la profondeur permet de régler la fréquence d'un mode électromagnétique. La deuxième topologie est un filtre quatre pôles aussi basée sur une topologie de cavités parallélépipédiques couplés par des iris.

Le protocole établi a montré la nécessité d'avoir une rugosité de la surface des pièces proche de  $0,5 \mu\text{m}$ . Cette valeur de rugosité est issue d'un relevé au profilomètre d'une pastille céramique en alumine fournie par MSCE. Des tests de métallisation et de gravure ont été réalisés sur celle-ci et se sont montrés satisfaisants. Afin d'obtenir une métallisation homogène sur l'ensemble des pièces céramiques et de faciliter l'étape de gravure dans le but d'obtenir de bonnes performances électrique notamment sur le facteur de qualité à vide, une étape de polissage doit être réalisée sur les pièces céramiques fabriquées par SLA afin de s'approcher de la valeur de rugosité de  $0,5 \mu\text{m}$ .

Au départ cette étape de polissage a été réalisée avec une polisseuse à disques et elle s'est montrée primordiale pour l'obtention de bonnes performances électriques. Une difficulté d'ordre pratique a aussi été rencontrée lors de cette étape de polissage avec la polisseuse à disques. En effet avec cette polisseuse nous devons tenir manuellement la pièce et maintenir la surface à polir parallèle au disque de polissage dans le but d'obtenir la surface la plus plane possible. Souhaitant réaliser des filtres hyperfréquences céramiques à formes plus complexes de petites tailles, il apparaît ces structures sont impossibles à polir globalement avec ce type de polisseuse à disque. Toutes ces difficultés nous ont orientées vers la sélection d'une autre méthode de polissage, qui permet de polir uniformément des petites pièces en contrôlant la rugosité précisément. Notre choix c'est porté sur la méthode de polissage par vibro-abrasion appelée tribofinition.

De la mise en place de la technique de métallisation de cuivre sur une surface céramique jusqu'au retour des pièces envoyées à l'entreprise Monnot, pour réaliser le polissage par tribofinition, les solutions du banc de métallisation se sont dégradés et arrivent au delà de la date limite de péremption. Des premières observations visuelles montrent que le

phénomène d'oxydation s'accélère sur les pièces métallisées. Nous avons donc décidé de suspendre toutes métallisations avant l'arrivée de nouvelles solutions permettant de réaliser le procédé de métallisation. Les dispositifs de filtrage en alumine seront métallisés et leurs motifs gravés une fois les solutions chimiques reçues pour observer l'impact du polissage par tribofinition sur les performances électriques.

Dans le **troisième chapitre** les propriétés intrinsèques de la céramique BMT ont été présentées. Deux résonateurs cylindriques de dimensions identiques ont été fabriqués par SLA 3D et ont été frittés à deux températures différentes. L'un des résonateurs a été fritté à 1640°C et l'autre à 1680°C. Ces deux résonateurs ont été caractérisés en température avec la méthode de la cavité qui a été insérée au préalable dans une étuve afin de modifier la température de l'environnement ambiant de 23°C à 70°C. Nous avons pu constater suite à la caractérisation que les deux résonateurs possèdent des valeurs de permittivité et de tangente de pertes proches avec une permittivité  $\epsilon_r = 24,28$  et une tangente de pertes  $\tan\delta = 1,08 \cdot 10^{-4}$ . Ces valeurs intrinsèques n'évoluent que très peu en fonction de la température. Néanmoins on a pu observer une différence concernant la valeur du  $TC_f$  (coefficient qui désigne la variation de la fréquence de résonance du mode de fonctionnement du résonateur due au changement de permittivité du matériau) entre le résonateur fritté à 1640°C et celui fritté à 1680°C. En effet le résonateur fritté à 1640°C possède un  $TC_f$  plus faible que celui fritté à 1680°C. Cela se voit nettement avec la variation de la fréquence du mode pour chaque résonateur.

Avant de réaliser le filtre hyperfréquence multipôle avec cette poudre céramique BMT, une étude a été réalisée afin de sélectionner la topologie de résonateur la plus adaptée vis à vis des performances électriques et volumiques souhaitées. Cette étude a permis d'étudier des topologies permettant d'obtenir de forts facteurs de qualité. On a pu observer durant l'étude qu'il était possible d'obtenir de fort facteur de qualité en fonction de la topologie du résonateur et de la taille de la cavité.

La **fin de ce troisième chapitre** est quant à lui a été consacré à l'étude de deux topologies originales de filtre compact : la première qui associe des résonateurs en BMT et une cavité métallique et la deuxième uniquement constitué de zircone. Les topologies des deux résonateurs pour la conception des deux filtres ont été sélectionnées en fonction de l'étude réalisée dans le troisième chapitre sur des critères de volume, d'isolation fréquentielle et de facteur de qualité.

Le premier filtre est un filtre six pôles fonctionnant dans la bande Ku qui associe une cavité avec une pièce en BMT regroupant résonateurs, socle commun et un élément permettant de réaliser un couplage négatif. Le socle commun en plus de réunir sur un socle tous les résonateurs, permet aussi de réaliser un système de fixation qui ne nécessitera pas l'utilisation de colle ou autre système qui permettrait de centrer la pièce au sein de la cavité métallique. Après l'insertion des vis de réglage qui permettront de compenser la dérive fréquentielle due à la tolérance de fabrication des pièces céramiques, une phase d'optimisation a été réalisée sur les dimensions des éléments constituant le filtre. Elle a permis d'obtenir des performances électriques proches de celles souhaitées tout en réduisant l'encombrement si on compare aux performances et à l'encombrement du filtre réalisé au sein de Thales Alenia Space qui nous a servis de référence tout le long de l'étude. Des premiers essais de fabrication par SLA ont mis en avant que la pâte BMT utilisée n'est pas encore optimisée pour pouvoir réaliser de tels résonateurs. Par conséquent, afin de pouvoir développer et étudier des structures complexes en BMT par SLA, il est important de pouvoir continuer de travailler sur la formulation de cette pâte.

Concernant le deuxième filtre, nous avons proposé une topologie de filtre compact multimode. Ce filtre est constitué d'une seule pièce de zircone, réunissant le résonateur et la cavité avec la présence d'encoches permettant le couplage entre les modes du résonateur et l'éloignement de pic parasite. Un système de fixation en zircone a été ajouté pour venir connecter l'analyseur réseau directement avec le filtre "tout céramique". Le but de cette étude était de valider tout d'abord le concept de fabrication d'un filtre à un seul résonateur multimode "tout céramique" simple en zircone. Pour ensuite pouvoir s'orienter sur la fabrication d'un filtre à plusieurs résonateurs multimodes en BMT lorsque la pâte sera optimisée et opérationnelle pour une fabrication de structures complexes par SLA. L'association de la pâte en BMT avec la SLA permettrait de fabriquer des filtres très compacts à résonateurs multimodes stables en température et ainsi obtenir des performances électriques proches d'un filtre en technologie cavité volumique.

Au cours de ce travail de thèse, nous avons cherché à démontrer comment une technologie céramique spécifique telle que la stéréolithographie peut être un choix technologique pertinent pour des applications de filtrage données. Un travail important portant sur les tolérances de fabrication (précision géométrique, matériaux, évolution des technologies), sur la formulation de la pâte composée de poudre de BMT, sur des tests

environnementaux (stabilités, vieillissement,...) reste à faire et ouvre à des perspectives intéressantes et nombreuses.

## ***BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE***

## **Publications dans les conférences internationales**

**L. Carpentier, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond, D. Pacaud**

“Compact Ku Band Filter based on BMT dielectric resonators made in a single part using 3D Ceramic Stereolithography Process”

*IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest, Montreal, 2012*

**L. Carpentier, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond, D. Pacaud**

“A Ku band six pole quasi-elliptic filter based on BMT dielectric resonators”

*International Workshop on Microwave Filters, Toulouse, 2012*

## **Publications dans les conférences nationales**

**L. Carpentier, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond**

“Résonateurs céramiques 3D originaux et à fort facteur de qualité à vide par procédé de stéréolithographie”

*17<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes (JNM), Brest, 2011*

**L. Carpentier, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond**

“Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie, réalisation de filtres volumiques”

*Groupement de recherche ondes (GDR), Nice, 2011*

**L. Carpentier, A. Khalil, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond, D. Pacaud**

“Techniques de métallisation appliquées aux composants céramiques 3D pour le filtrage hyperfréquence”

*12<sup>èmes</sup> Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM), Chambéry, 2012*

# ***ANNEXES***

# Annexe 1 : La stéréolithographie 3D

## I.1 Procédé de fabrication par stéréolithographie 3D

Le principe de la stéréolithographie 3D repose sur la polymérisation couche par couche d'un monomère liquide photosensible par irradiation à l'aide d'un faisceau laser UV piloté par ordinateur. La première étape présentée sur la Figure A1-1 consiste à concevoir à l'aide d'un logiciel de CAO une vue 3D de l'objet à réaliser. La deuxième quant à elle est de convertir le fichier de l'objet conçu dans un format particulier, le format .stl. La conversion du fichier de format .stl a comme particularité de transformer toutes les faces d'un objet en un assemblage de triangles élémentaires. Ainsi transformé, l'objet 3D est ensuite découpé en tranches d'épaisseur souhaitées.

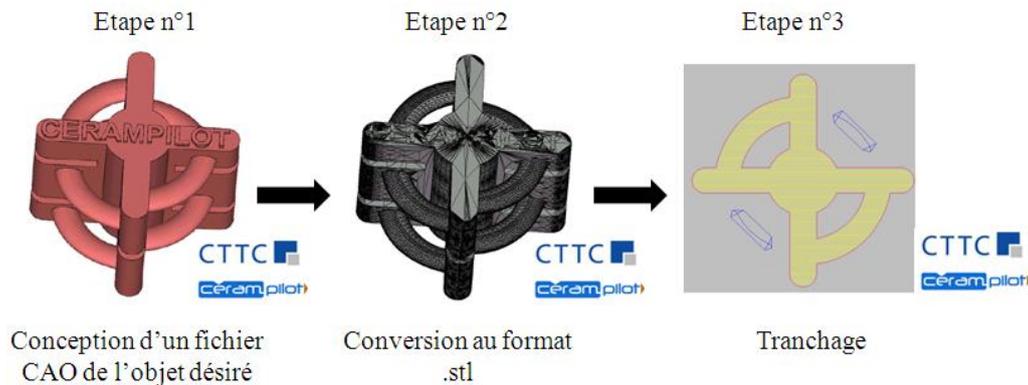


Figure A1-1 : Etape numérique du procédé de stéréolithographie

Chacune de ces tranches a une des épaisseurs pouvant aller de 10 à 100  $\mu\text{m}$ . Ces tranches seront réalisées successivement les unes à la suite des autres et permettront de réaliser l'objet souhaité. L'étape suivante va maintenant consister en la fabrication de ces différentes couches à l'aide du procédé montré sur la Figure A1-2. N. Delhote et A. Khalil, lors de leurs travaux de thèse [II.7]-[II.8] ont présenté en détail les différentes étapes afin de fabriquer une pièce en céramique 3D par stéréolithographie.

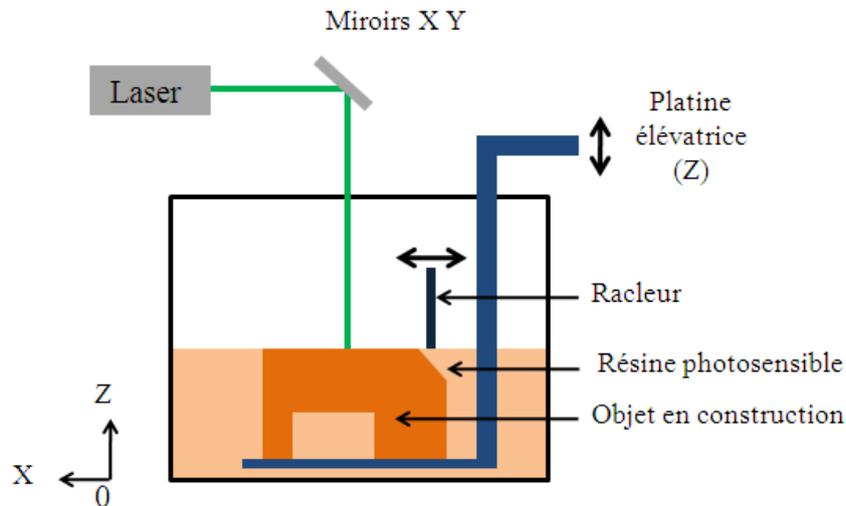


Figure A1-2 : Schéma de principe du procédé de fabrication par stéréolithographie 3D

Pour une fabrication, une résine photosensible est utilisée. Cette résine présentant une très bonne fluidité, est composée de monomères photoréactifs. Ces monomères très particuliers se polymérisent sous l'action d'un laser qui fournit l'énergie nécessaire afin de polymériser à l'endroit du passage du laser.

Dans le bac contenant la résine est placée une platine élévatrice qui servira de support à la pièce à fabriquer. La position en profondeur (axe Z sur le Figure A1-2) de cette platine est contrôlée par ordinateur avec une grande précision, généralement de quelques micromètres. Pour la réalisation de la première couche, cette platine est descendue par rapport à la surface de la résine d'une épaisseur correspondante à l'épaisseur de cette tranche à réaliser. Un racleur, dont le déplacement longitudinal (axe X de la Figure A1-2) est piloté par ordinateur, vient alors étaler cette première couche de résine.

Ainsi la première couche de résine va subir une insolation sélective, les endroits à polymériser seront illuminés au contraire du reste de la couche. Afin de réaliser cette opération, la technique que nous décrivons ici et qui est utilisée au CTTC repose sur une technique vectorielle.

Cette technique vectorielle consiste à envoyer un faisceau laser UV sur des miroirs galvanométrique avec la possibilité d'orienter leurs axes selon X et Y via un ordinateur. Ainsi, en fonction de l'orientation de ce miroir, le faisceau laser réfléchi vient éclairer de façon sélective la couche de résine, polymérisant cette dernière aux endroits souhaités.

Le faisceau laser diffuse légèrement lorsqu'il rentre en contact avec la résine, c'est-à-dire que le diamètre que prend le faisceau à la surface de la résine augmente très légèrement par rapport à son diamètre initial. Après cela, la platine élévatrice descend d'une profondeur correspondant à l'épaisseur de la deuxième tranche numérique à fabriquer et le protocole se répète jusqu'à ce que toutes les couches soient réalisées.

La profondeur de polymérisation dépend directement de l'énergie apportée par le faisceau laser [II-6]. Il faut ainsi que la densité de cette énergie soit suffisante pour déclencher la polymérisation et que celle-ci se fasse sur une profondeur légèrement supérieure à l'épaisseur de la couche afin que la couche en cours de fabrication adhère à la couche précédente. Sinon, les couches restent indépendantes et l'objet global ne se tient pas en une seule pièce.

A la fin de la fabrication, il ne reste plus qu'à sortir la pièce polymérisée solide de la matrice de monomères liquides. Cette pièce reproduit fidèlement l'objet dessiné informatiquement avec des précisions avoisinant 30  $\mu\text{m}$ . A noter que les pièces en polymères purs ne nécessitent qu'un passage sous lampe UV supplémentaire pour assurer la polymérisation complète. Les différents cycles de cuisson qu'on appelle déliantage et frittage concernant les pièces céramiques une fois retraites de la matrice de monomères seront expliqués plus tard dans ce chapitre. Des informations sur les précisions de fabrication de ces dernières sont données au cours de la conception des pièces lors des travaux de thèse.

## **I.2 Particules céramiques et suspensions**

Pour le bon déroulement de la fabrication d'une pièce tridimensionnel par SLA 3D suivant le protocole de la Figure A2-2, il faut que la résine, à laquelle on ajoute un certain pourcentage volumique de particules céramiques, soit très fluide. En effet si la pâte est trop visqueuse, après la descente du support de la pièce en cours de fabrication, le racleur ne parviendrait plus à étaler correctement la couche de résine au dessus de la précédente. Afin de conserver une bonne fluidité, il faut alors que le pourcentage volumique de particules reste peu élevé car la viscosité dépend directement du pourcentage de particules [II.9].

Afin d'obtenir des caractéristiques de la pièce céramique satisfaisantes en terme de forme et de tenue mécanique, il faut que le pourcentage volumique de ces particules soit au moins de 50% [II.10]. Or pour de tels pourcentages, la suspension présente une forte viscosité. L'utilisation de résines très fluides pourrait alors permettre de contourner ce problème, mais celles-ci sont systématiquement moins réactives aux UV que des résines plus visqueuses [II.11].

Le risque du fait d'utiliser ce dernier type de résine est de devoir allonger fortement les temps d'exposition aux UV. Il existe même un risque non négligeable que le seuil de densité d'énergie critique fournit par le laser ne soit pas atteint pour déclencher le phénomène de polymérisation.

Pour résoudre ce problème, le Professeur Thierry Chartier, Directeur de recherche au laboratoire de Science des Procédés Céramiques et de Traitements de Surface (SPCTS) de Limoges, en collaboration avec le CTTC de Limoges proposa une approche différente [II.10]. Au lieu de développer une suspension la plus fluide possible qui limite les taux de charges atteignables, Le Professeur Thierry Chartier s'intéressa à des suspensions présentant un très fort pourcentage de particules en céramique ( $\approx 65\%$  volumique) et des résines très réactives. Le résultat donna alors une suspension dont l'aspect se rapproche plus d'une pâte que d'un liquide tout en conservant le niveau de réactivité requis.

### **I.3 Composition et préparation de la suspension céramique**

Ajouter des particules céramiques aux résines photosensibles a complexifié les propriétés des suspensions. En effet la qualité d'une suspension dépend de la répartition homogène des différents composants la constituant. Pour obtenir une suspension de bonne qualité, un protocole a été mis en place pour la préparation de celle-ci.

La première étape consiste à tamiser la poudre céramique que nous souhaitons utiliser. Si nous prenons l'exemple d'une poudre d'alumine très pure ( $> 99\%$ ) classiquement utilisée avec le procédé de stéréolithographie, cette dernière est tamisée avec l'aide de plusieurs tamis de plus en plus fins (de plusieurs centaines à quelques dizaines de micromètres) afin de conserver les particules de poudre les plus fines possibles. La taille, la distribution de taille

ainsi que la géométrie des particules céramiques sont des éléments qui peuvent fortement modifier les propriétés de la suspension et donc celles de la pièce à réaliser. La taille des particules qui permet d'obtenir une suspension de bonne qualité pour la bonne fabrication de l'objet est de l'ordre du micromètre [II.9].

Après le tamisage, les particules très fines présentent encore des agrégats qu'il faut casser. Pour cela cette poudre est mélangée à de l'éthanol et à un agent dispersant. Ce dernier est un élément incontournable de la suspension qui a pour rôle de modifier les forces d'interactions entre les particules, par exemple en créant des forces de répulsion électrostatiques entre celles-ci. Ces forces permettent de favoriser l'homogénéité globale de la suspension. Ce mélange est alors brassé par des billes mécaniques pendant un temps pouvant aller de plusieurs dizaines de minutes à plusieurs heures en fonction des poudres utilisées afin de mieux les broyer.

Après cette étape de broyage, le mélange est passé à l'étuve afin de faire s'évaporer l'éthanol. Nous récupérons alors la partie décantée qui est constituée d'une poudre très fine, servant de constituant principal à notre suspension.

Cette poudre est alors ensuite mélangée à d'autres éléments qui sont :

- la résine photosensible : constituée de monomères réactifs aux UV, elle nécessite un apport d'énergie pour déclencher la polymérisation de ses constituants,
- le photo-initiateur : ce produit absorbe les émissions laser dans le domaine de l'UV, aidant ainsi la résine à récupérer l'énergie nécessaire à sa polymérisation,
- le liant : celui-ci assure la cohésion entre les particules de poudre ainsi que la résistance mécanique de la pièce avant cuisson appelée "pièce crue". Avec le procédé de stéréolithographie, ce sont les monomères réactifs qui dans la plupart des cas assurent ce rôle,
- le plastifiant : il donne à la pièce crue d'avantage de flexibilité permettant la tenue de celle-ci pendant le procédé de fabrication,
- le fluidifiant : comme son nom l'indique, il permet de fluidifier la suspension si besoin,
- le mouillant : il améliore l'adhésion entre la poudre et le liant, favorisant ainsi l'homogénéité en particules de la suspension.

Cette suspension subit alors un passage entre des rouleaux qui ont pour but de casser encore une fois les agglomérats de particules pouvant subsister. Après un dégazage s'opérant en laissant se reposer la pâte pendant quelques heures, la suspension, présentant un aspect assez visqueux, est prête à être utilisée.

Afin de pouvoir utiliser de telles suspensions présentant une forte viscosité, une technique de fabrication et un système de raclage particuliers furent alors développés.

#### **I.4 Technique de fabrication utilisée au CTTC**

La Figure A1-3 présente un schéma descriptif de la technique de fabrication par stéréolithographie utilisée par le CTTC de Limoges.

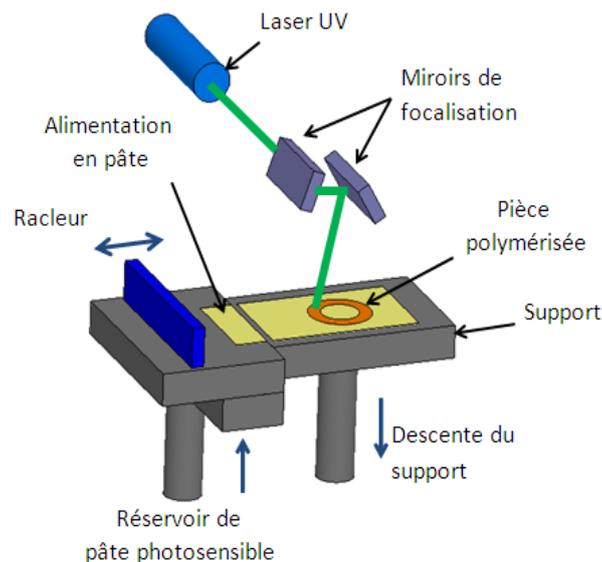


Figure A1-3 : Schéma de principe du procédé de fabrication par stéréolithographie 3D utilisé au CTTC

Cette technique conserve des points communs avec la méthode de fabrication par stéréolithographie décrite dans le paragraphe II.1. Ainsi, un laser UV à l'Argon ( $\lambda=351$  nm) dont le faisceau vient se réfléchir sur un miroir galvanométrique est toujours utilisé pour la polymérisation sélective des multiples couches afin de réaliser l'objet 3D désiré. Néanmoins la forte viscosité des pâtes utilisées nécessite quelques aménagements. En effet la machine de stéréolithographie utilisée au CTTC est munie d'un système de distribution de pâte, ce système est composé d'un piston qui par sa poussée, donne la quantité de pâte nécessaire à la

réalisation d'une couche. La pâte est ensuite déposée par un système de raclage très spécifique afin de pouvoir étaler des suspensions dont la viscosité est très élevée. Ce système a été développé et breveté par la société Française Optoform en 1999 [II.12], société aujourd'hui rachetée par 3D Systems. Ce racleur très particulier repose sur l'utilisation d'une lame à double tranchant qui permet d'étaler de manière uniforme les pâtes les plus visqueuses. Sa particularité est que l'étalement de la couche se fait à la fois lorsque le racleur va en direction du support et lorsque il revient avant que le laser polymérise la couche que vient juste déposer le racleur.

Ce racleur permet d'étaler une couche de pâte sur le plan de travail occupant une surface de 25 cm × 25 cm. Ce plan de travail est aussi le support de la pièce, et c'est ce dernier monté sur un piston qui, par sa descente contrôlée par ordinateur, permet de fixer les épaisseurs de pâte étalée. Les épaisseurs typiquement atteignables vont de 10 à plusieurs centaines de micromètres.

Après un passage du racleur, qui prend entre 10 et 15 secondes, la couche de pâte est insolée sélectivement par un faisceau laser d'un diamètre de 30 µm réfléchi par le miroir galvanométrique, le balayage de la surface prend quelques secondes. Après cela, le support de la pièce descend d'une profondeur équivalente à l'épaisseur de la tranche suivante à réaliser, une nouvelle couche de pâte est étalée, le processus se répète jusqu'à ce que toutes les tranches de l'objet soient réalisées.

A la fin de la fabrication, du fait de la viscosité de la pâte, la pièce polymérisée est "noyée" dans la pâte non-polymérisée. Il faut alors enlever tout ce surplus de pâte avec l'aide d'un pinceau et ensuite plonger la pièce dans des bains de différents diluants. La pièce alors obtenue est appelée pièce crue, car elle nécessite des cycles de cuisson afin d'obtenir ses dimensions et ses propriétés finales.

## **I.5 Propriétés des suspensions**

### **I.5.1 Tenue mécanique de la pièce crue**

La première propriété que doit présenter la pâte doit être d'une viscosité suffisante pour pouvoir être étalée correctement par le système de raclage. Elle doit conserver une

épaisseur constante et un aspect uniforme sur toute la surface de la couche étalée. Lors du passage de la lame. La composition utilisée typiquement présente une viscosité qui est 10 fois supérieure à celle des suspensions utilisées par les autres équipes [II.13]. Cette forte viscosité, principalement liée aux fortes concentrations volumiques de particules, permet notamment qu'une couche de pâte, même non-polymérisée, puisse supporter sans se déformer les autres couches qui s'empilent sur elle. Des épaisseurs de 10  $\mu\text{m}$  peuvent être atteintes malgré ce fort taux de charge en particules céramiques.

Malgré la bonne tenue des différentes couches et afin d'éviter des déformations dues au passage du racleur, il peut être nécessaire de rajouter des supports dans quelques cas particuliers. Ces supports sont en fait des éléments polymérisés indépendants de la pièce en cours de fabrication qui ont été pris en compte lors de la modélisation de la pièce avec le logiciel de CAO. Un cas typique où un tel support est requis est présenté sur la Figure A1-4.

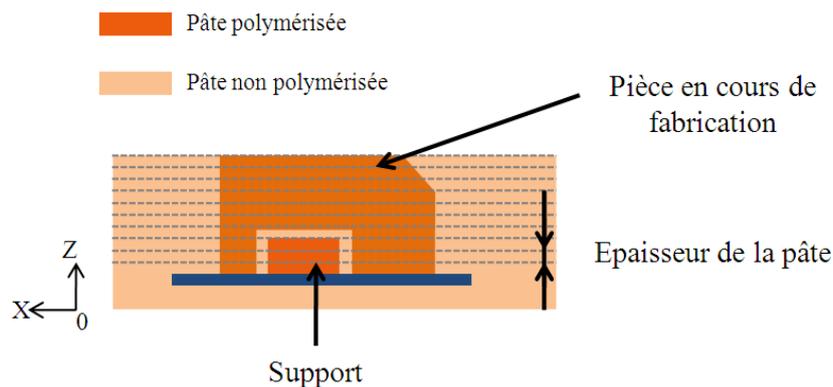


Figure A1-4 : Intégration d'un support pendant la fabrication par stéréolithographie 3D

Pour des parties suspendues dans le vide et une pièce assez haute, comme on le voit sur la pièce en cours de fabrication présentée sur la Figure A1-4, un support placé légèrement en retrait permet à la première couche passant dans le vide de se déposer sans déformation. Sans cet élément supplémentaire, le passage du racleur risquerait de faire s'effondrer cette couche.

La haute viscosité des pâtes utilisées donne alors à la pièce crue une tenue mécanique supplémentaire qui permet d'éviter des déformations au cours de la fabrication.

### I.5.2 Retrait à la cuisson

La présence de forts pourcentages de particules dans la suspension a pour conséquence de diminuer la résolution des pièces fabriquées et apparaît comme un réel handicap. Cependant de fortes concentrations de poudre sont néanmoins extrêmement intéressantes car elles permettent de fortement diminuer les déformations subies par la pièce au cours de sa fabrication. Les étapes de cuisson subies par la pièce crue amènent comme nous allons le voir des contraintes mécaniques supplémentaires.

La première étape de cuisson qui permettra d'obtenir une pièce en céramique s'appelle le déliantage. Cette étape comme son nom l'indique, est une étape de cuisson permettant de retirer les liants présents dans la pâte, et plus généralement tous les éléments organiques comme les polymères. Pour cela, on chauffe la pièce crue jusqu'aux alentours de 500 à 600 °C où un plateau est maintenu pendant quelques heures. Au cours de cette cuisson, les différents éléments organiques migrent de l'intérieur vers l'extérieur de la pièce. Lors de cette phase, des déformations importantes de la pièce, voire des fissures peuvent apparaître si la montée en température est trop rapide. Il faut donc que cette montée se fasse lentement, généralement à quelques dixièmes de degré Celsius par minute.

Après cette première phase, la pièce est montée jusqu'à près de 1700°C avec une montée plus importante de 5°C par minute. Cette phase de cuisson s'appelle le frittage. C'est pendant celle-ci que la pièce se densifie jusqu'à des valeurs typiques supérieures à 97% de densité. Elle prend alors sa forme et sa taille définitive.

Au cours de ces deux cuissons, la pièce perd de son volume en se densifiant selon un pourcentage de retrait lié directement au taux de charge dans la suspension. En fonction de la poudre utilisée, il faut nécessairement réaliser une première fabrication afin d'évaluer le coefficient de retrait. Ainsi, pour la deuxième fabrication de la pièce, il sera possible de prendre en compte le retrait en modifiant les dimensions de la pièce avec le logiciel de CAO juste avant le lancement de la fabrication. La Figure A1-5 et A1-6 montrent deux exemples de pièces avant et après l'étape de frittage.

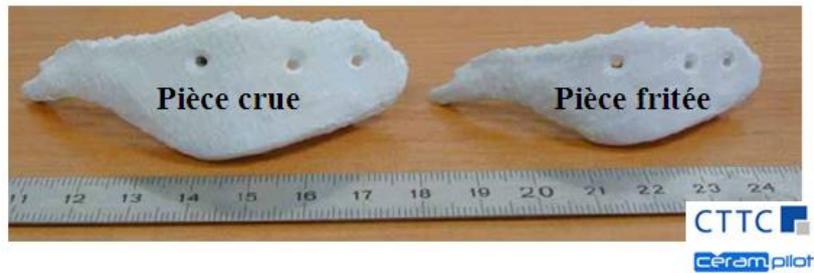


Figure A1-5 : Pièce en céramique fabriqué par le CTTC et cerampilot avant (gauche) et après cuisson (droite)

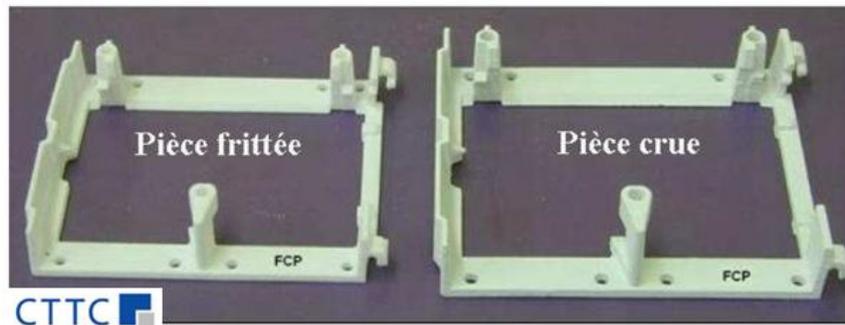


Figure A1-6 : Pièce en céramique fabriqué par le CTTC avant (droite) et après cuisson (gauche)

La Figure A1-6 montre une pièce réalisée au CTTC en alumine avec des taux de charge supérieurs à 65%. La pièce frittée ne présente pas de déformation structurelle. Les compositions de ces pâtes font d'ailleurs l'objet d'un brevet international déposé par le CTTC [I.14]. L'utilisation de faibles taux volumiques de particules peut alors engendrer d'importants retraits de plus de 25%, entraînant de fortes déformations sur les pièces céramiques. Dans ces cas, des fissures voire des cassures peuvent apparaître.

En fonction de la suspension choisie, il faut alors connaître très précisément le retrait subit par la pièce crue au cours de ces cycles de cuisson. Ce n'est qu'à partir de là que la pièce fabriquée pourra être surdimensionnée afin que celle-ci présente, après cuisson, la forme et les dimensions requises par la conception. Cependant cette étape peut être assez délicate puisque ce retrait peut être anisotrope pour des structures complexes. Il est cependant identique d'une fabrication à l'autre. Typiquement la tolérance de fabrication avec le procédé SLA 3D est de l'ordre de 30  $\mu\text{m}$

La Figure A1-7 nous résume les différentes étapes afin de fabriquer une pièce 3D avec le procédé de fabrication par stéréolithographie.

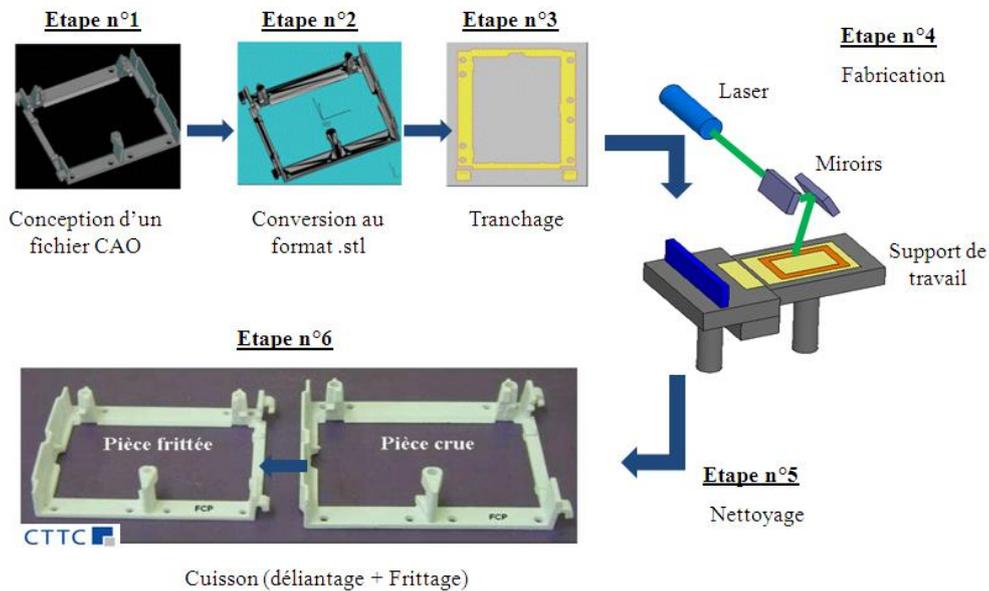


Figure A1-7: Les différentes étapes afin de fabriquer des objets en SLA 3D

## I.6 La microstéréolithographie (μSLA)

La microstéréolithographie (μSLA) est une évolution récente de la stéréolithographie 3D (SLA). Le système développé par le SCPTS fait appel quasiment au même procédé que la stéréolithographie.

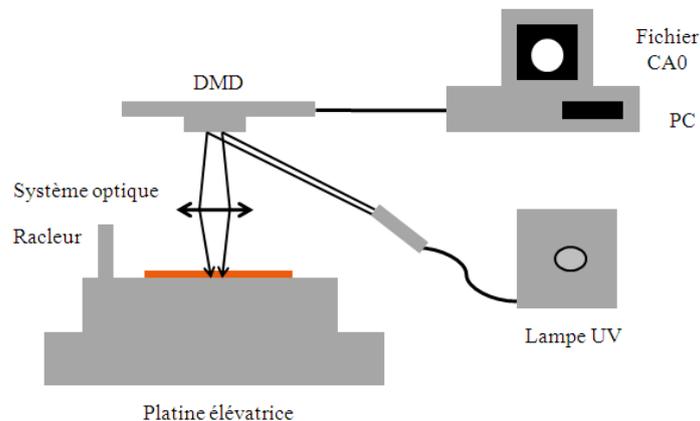


Figure A1-8: Principe de la μSLA

Seul le système d'exposition de la pâte céramique est différent puisque le motif à réaliser est insolé en une seule fois au lieu d'être balayé par un laser. Cette insolation se fait grâce à l'utilisation d'un masque reconfigurable "DMD" (Texas Instrument) composé de 1024 par 768 micro-miroirs de 14  $\mu\text{m}$  de côté. Chacun de ces micro-miroirs est orientable et contrôlé de façon automatisée par ordinateur et c'est un faisceau UV réfléchi par cette matrice qui définit le motif insolé sur une couche de pâte comme présenté sur la Figure A1-8. Un tel système amène des précisions de fabrication inférieures à 10  $\mu\text{m}$  qui permettront la fabrication de structures fonctionnant à 100 GHz et au-delà.

Les industries micro-électroniques font face aux demandes croissantes de miniaturisation et d'intégration dans la fabrication de micro dispositifs. La technologie  $\mu\text{SLA}$  donne une solution alternative à de tels défis, en raison de ses caractéristiques uniques concernant sa haute résolution de fabrication et à bas coût. Avec la  $\mu\text{SLA}$ , une structure complexe peut être fabriquée dans un seul processus, évitant ainsi les procédures d'assemblage souvent coûteuses, tout en améliorant la fiabilité industrielle [II.15].

## **I.7 Exemples d'applications**

### I.7.1 Applications diverses

#### I.7.1.1 Biomédicales

Les applications de SLA 3D dans le domaine médical sont nombreuses. Les objets fabriqués par cette technique sont utilisés afin de fournir aux chirurgiens une meilleure image 3D de la situation anatomique d'un patient avant une opération [II.16]. Le secteur médical utilise les céramiques en chirurgie réparatrice et dans le milieu dentaire pour leur biocompatibilité dont cela évite tout rejet, pour la résistance à l'usure et à la corrosion [II.17].

A partir du scanner d'un patient victime d'un accident et ayant des séquelles au niveau de la boîte crânienne, il est possible de modéliser la partie cassée du crâne et de la fabriquer par stéréolithographie comme nous montre la Figure A1-9. Le patient subira une intervention chirurgicale afin de la lui transplanter.

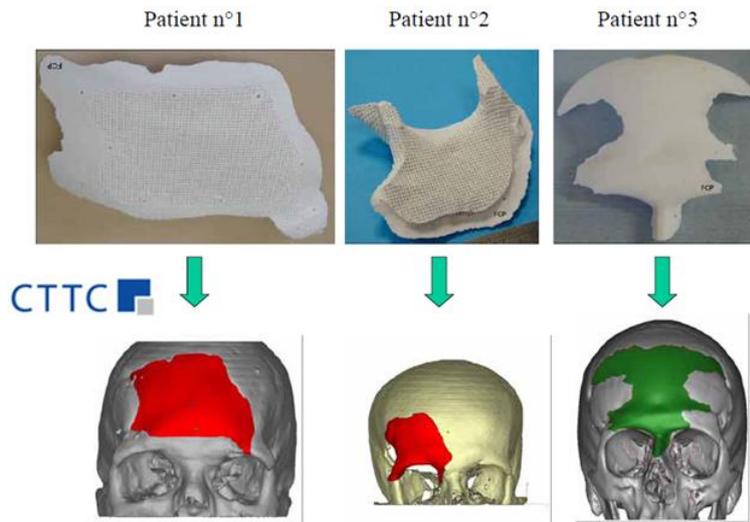


Figure A1-9 : Pièces céramiques à transplanter pour remplacer des parties osseuses manquantes du crâne

#### I.7.1.2 Electronique

La stéréolithographie est aussi appliquée dans le domaine de l'électronique en raison des propriétés électriques et thermiques remarquables des matériaux céramiques [II.17]. Ils sont utilisés comme isolants, semi-conducteurs, diélectrique.



Figure A1-10 : Connecteur fabriqué en alumine par SLA 3D [II.18]

#### I.7.1.3 Aérospatiales et aéronautiques

Les céramiques sont utilisées dans le secteur de l'aéronautique et du spatial pour leurs propriétés thermiques. En effet les matériaux céramiques possèdent une résistance à des températures  $> 1000^{\circ}\text{C}$  et aux atmosphères les plus rudes et une forte résistivité mécanique [II.17].



Figure A1-11 : Un « core » d'une turbine fabriqué en Zircone par SLA 3D [II.18]

### I.7.2 Applications dans les télécommunications

Le secteur des télécommunications est un secteur de pointe faisant appel aux matériaux céramiques, notamment pour l'élaboration de micro-systèmes. L'utilisation de matériaux céramiques ayant une forte permittivité et de faibles pertes diélectriques se développe pour la conception de structures microondes, plus particulièrement pour valider des solutions innovantes de filtrage.

#### I.7.2.1 Résonateur diélectrique à fort facteur de qualité à vide $Q_0$

Comme montré sur la Figure A1-12, le résonateur réalisé par N. Delhote est une pièce monobloc constitué d'un résonateur, de son support et d'une cavité. Le tout est réalisé en une seule étape de fabrication en associant de l'alumine ( $\epsilon_r = 8,3$  et  $\tan\delta = 1,3 \cdot 10^{-4}$ ) avec le procédé de fabrication de SLA 3D. La forme du support a été optimisée de manière à être compatible avec la technologie de SLA 3D et d'éviter d'entraîner des perturbations possibles concernant le mode de résonateur. La cavité est métallisée sur ses faces extérieures à l'aide d'une colle à l'époxy. La structure est fermée au dessus par une plaque d'alumine déjà métallisée et le système d'excitation coplanaire est gravé sur une autre plaque qui est collée sur le fond.

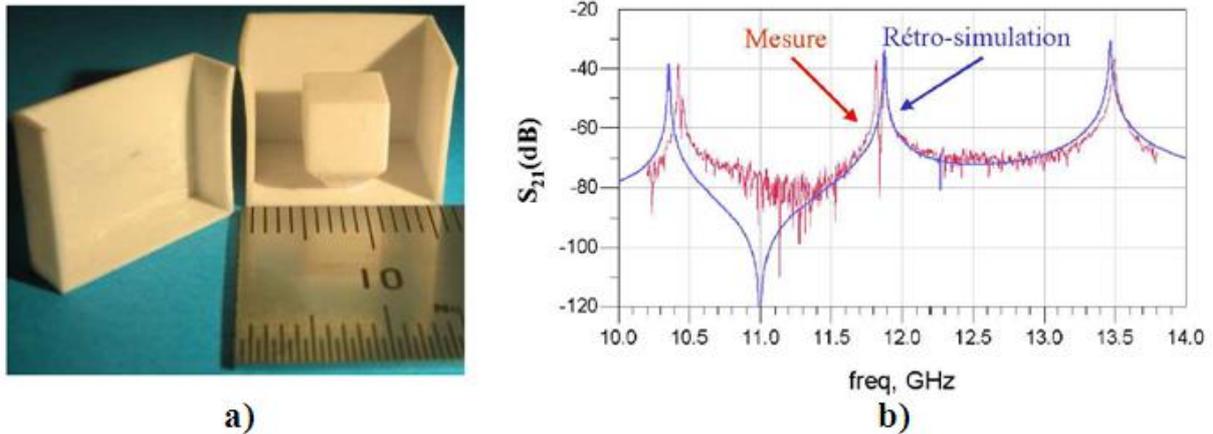


Figure A1-12 : a) Filtre à résonateur monobloc; b) Réponse simulée et mesurée [II.7]

Ce résonateur fonctionne sur mode  $TE_{018}$  à 11,88 GHz, le facteur de qualité mesuré est de l'ordre de 3900, avec une isolation fréquentielle de 3 GHz autour de la fréquence du mode  $TE_{018}$ . Grâce à ses travaux, N. Delhote a validé la fabrication d'une pièce monobloc en alumine comportant le RD, son support et la cavité, le tout réalisé par stéréolithographie.

#### I.7.2.1 Guide d'onde BIE en céramique

Les matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE), souvent nommés cristaux électromagnétiques, constituent l'objet d'études intensives depuis les deux dernières décennies suite au large éventail d'applications auxquelles ils donnent accès, souvent impossibles à obtenir avec des matériaux naturels, à l'instar de la réfraction négative. Ces structures permettent l'ouverture de bandes de fréquence pour les quelles la propagation des ondes est impossible, à l'image du miroir de Bragg.

De plus, la forte anisotropie qui les caractérise permet le contrôle de la propagation des ondes électromagnétiques. Basé sur des cristaux en "tas de bois" [II.19] N. Delhote a présenté dans ses travaux un guide d'onde à BIE fabriqué en zircone par SLA [II.20]. Une ou plusieurs tiges de l'empilement en tas de bois sont enlevées pour créer un défaut dans sa périodicité et par conséquent guider les ondes électromagnétiques au sein du cristal.

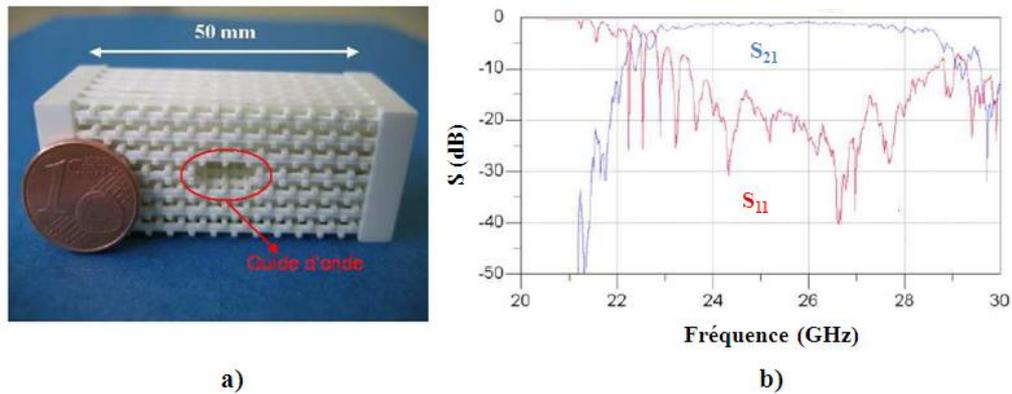


Figure A1-13 : a) Guide BIE réalisé par SLA; b) Réponse mesurée [II.7]

Comme nous pouvons l'observer sur le Figure A1-13, une bande passante de 5,1 GHz est obtenue expérimentalement autour de 26 GHz sur laquelle le coefficient de réflexion reste inférieur a -10 dB. Ce résultat permet de valider la fabrication par SLA 3D pour une structure complexe en zircone qui ne demande aucun assemblage ou autres manipulations pour être fonctionnelle.

#### I.7.2.2 Cristal BIE pour des applications THz

Un autre exemple de structure BIE est présenté par S. Kiriara pour le control d'ondes en fréquence THz [II-21]. Cette structure de cristal photonique, montrée sur la Figure A1-14 est fabriquée en alumine par  $\mu$ SLA. Les mesures montrent une bande interdite entre 0,37 et 0,52 THz.

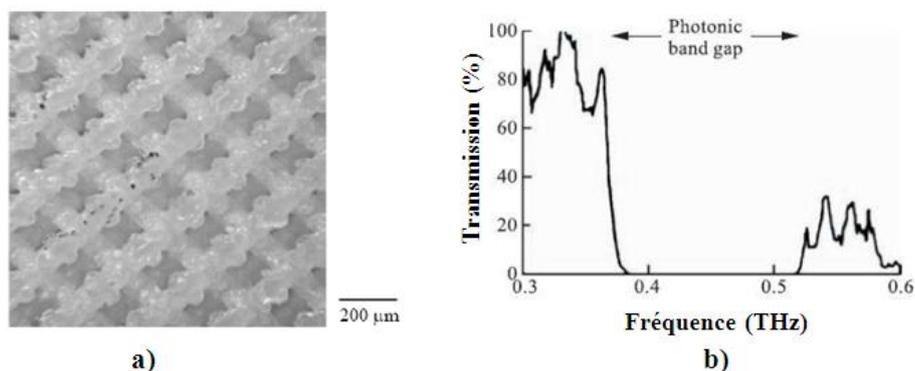


Figure A1-14 : a) Cristal photonique en alumine; b) Spectre de transmission (THz) [II.21]

### I.7.2.3 Antenne lentille fonctionnant à 60GHz

Des antennes lentilles en Alumine peuvent être réalisées par SLA 3D [II.22]. La surface de l'antenne (Figure A1-15) est surmontée de corrugations afin d'améliorer ses performances en comparaison d'une antenne lentille classique. Les mesures expérimentales sont effectuées autour de 60 GHz avec l'excitation de l'antenne réalisée par un guide d'onde WR-15 rempli par l'alumine.

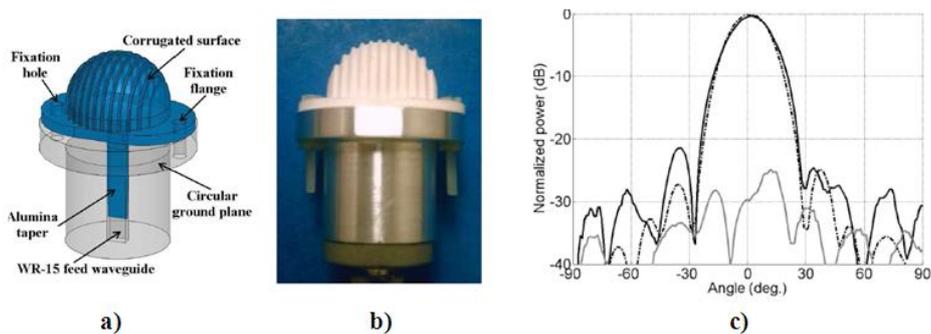


Figure A1-15 : a) Vue de l'antenne ; b) Antenne réalisée en alumine par SLA 3D ; c) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H est en accord avec celui simulé.

### I.7.2.4 Filtre passe-bande deux pôles

Lors de ses travaux, A. Khalil [II.8] a réalisé un filtre passe bande deux pôles tout en céramique via le procédé de SLA 3D associé à de l'alumine. Le filtre que nous pouvons voir sur la Figure A1-16 a été métallisé par la technique de pulvérisation cathodique par la société "Microcertec" pour obtenir une épaisseur d'or de 5  $\mu\text{m}$  afin de confiner le champ dans la structure. Ensuite cette pièce a subi une étape de gravure dans le but de graver les motifs d'excitation.

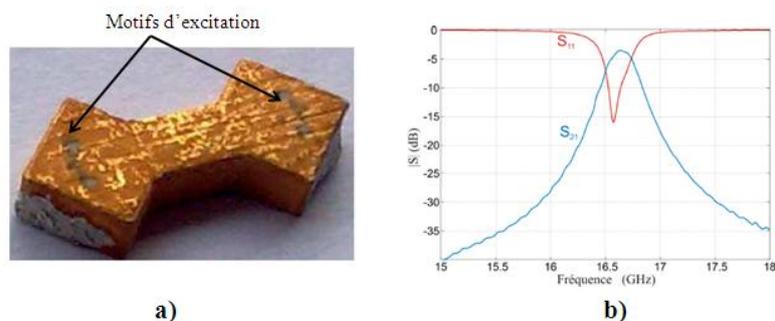


Figure A1-16 : a) Filtre passe-bande deux pôles ; b) Réponse du filtre passe-bande

Ce filtre fonctionne à une fréquence de 16,65 GHz avec une bande passante de 250 MHz. Cet exemple valide la capacité de la technologie SLA 3D céramique de réaliser des composants complexes en alumine dans le domaine du filtrage.

## Annexe 2 : Théorie des filtres à résonateurs diélectriques

### II.1 Cavités électromagnétiques

Une cavité électromagnétique est un volume vide, limité par des parois de type électrique (interface avec un conducteur) ou de type magnétique (interface avec un diélectrique à haute permittivité). Les cavités peuvent, en principe, avoir des formes géométriques quelconques mais, en pratique, elles ont une forme parallélépipédique ou une forme cylindrique. Les cavités métalliques peuvent ainsi être obtenues en fermant des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires par des plaques métalliques perpendiculaires à l'axe longitudinal du guide.

#### II.1.1 Cavité rectangulaire

La Figure A2-1 illustre une cavité rectangulaire de hauteur  $b$ , de largeur  $a$  et de longueur  $d$ .

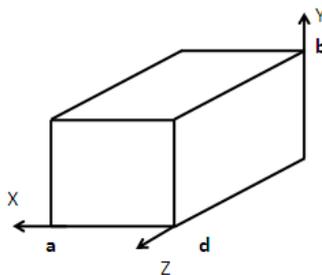


Figure A2-1 : Cavité rectangulaire

La Figure A2-1 illustre une cavité rectangulaire de hauteur  $b$ , largeur  $a$ , et longueur  $d$ . Les modes de résonance possibles de la cavité sont appelés modes propres et notés  $TE_{mnp}$  et  $TM_{mnp}$ . Si  $d$  est la longueur de la cavité, la longueur d'onde de fonctionnement est égale à  $2d/p$ . Nous savons qu'à une fréquence donnée, la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  dépend, par intermédiaire de la longueur d'onde de coupure  $\lambda_c$ , de l'ordre  $(m,n)$  du mode  $TE_{mn}$  ou  $TM_{mn}$  qui se propage.

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (II.1)$$

$$\lambda_{mnp} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{p^2}{2d} \quad (II.2)$$

D'où :

$$f_{mnp} = v \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{p^2}{2d} \quad (II.3)$$

$$\text{Avec : } v = \frac{c}{\epsilon_r}$$

Conformément à la relation de l'équation II.3, les fréquences propres sont données par :

$$f_{mnp} = v \frac{m^2}{2a} + \frac{n^2}{2b} + \frac{p^2}{2d} \quad (II.3)$$

### II.1.2 Cavité cylindrique

La Figure A2-2 illustre une cavité cylindrique de hauteur  $h$  et de rayon  $r$ .

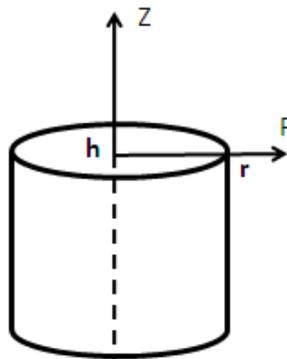


Figure A2-2 : Cavité cylindrique

Les modes de résonance possibles de la cavité sont appelés modes propres et notés  $TE_{mnp}$  et  $TM_{mnp}$ . Les fréquences des modes  $TE_{mnp}$  sont données par l'équation :

$$f_{mnp} = v \frac{w_{mn}^2}{2\pi r} + \frac{p^2}{2h} \quad (II.4)$$

Les fréquences des modes  $TM_{mnp}$  sont données par l'équation :

$$f_{mnp} = v \sqrt{\left(\frac{u_{mn}}{2\pi r}\right)^2 + \left(\frac{p}{2h}\right)^2} \quad (\text{II.5})$$

Les valeurs des  $u_{mn}$  et  $u'_{mn}$  correspondes aux racines d'ordre  $m$  des fonctions de Bessel de 1ère espèce d'ordre  $n$  souvent notées  $J_n$  et sa dérivée  $J_n'$ .

## **II.2 Résonateurs diélectriques**

Ce sont des volumes diélectriques à haute permittivité dont la forme est, en général, cylindrique ou parallélépipédique. Ils peuvent être considérés comme des cavités résonnantes pour lesquelles les conditions aux limites sont celles imposées par l'interface air-diélectrique à haute permittivité. Cette interface constitue un mur magnétique alors que dans les cavités constituées à partir de guides d'ondes métalliques, l'interface air-métal constitue un mur électrique.

Comme dans les cavités résonnantes à parois métalliques, la résonance s'établit selon différents modes dont les fréquences sont déterminées par les dimensions de la cavité et les conditions aux limites. Le mode fondamental est le mode  $TE_{01p}$ , et les dimensions sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde guidée  $\lambda_g = \lambda_0/(\epsilon_r)^{1/2}$ ,  $\epsilon_r$  étant élevé, les champs  $E$  et  $H$  sont confinés à l'intérieur du résonateur, si bien que les pertes par rayonnement sont faibles.

Les résonateurs diélectriques sont montés à l'intérieur d'une cavité métallique et c'est cette topologie de structure résonante que nous avons étudié dans le chapitre précédent afin de concevoir les deux filtres qui seront présentés dans ce chapitre.

### **II.2.1 Couplage d'un résonateur**

Nous avons dans les chapitres précédents, caractériser les résonateurs étudiés par leur fréquence de résonance et leur facteur de qualité. Pour être utilisés, ils doivent être couplés à un générateur et une charge. La Figure A2-3 décrit le circuit équivalent d'un résonateur couplé.

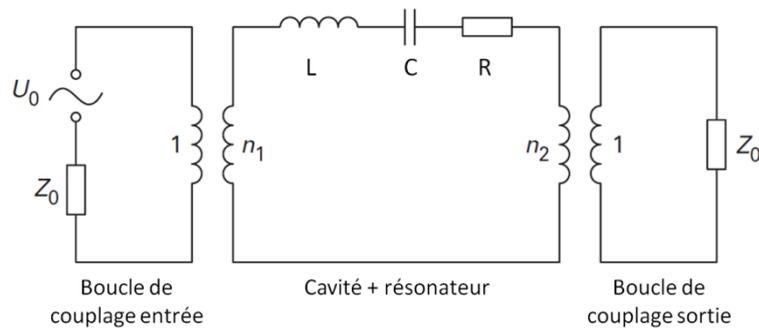


Figure A2-3 : Résonateur avec son couplage, modélisé par un circuit basse fréquence

Puisque la réactance inductive est directement proportionnelle à la fréquence de signal ( $X_L = \omega L$ ), elle bloque le signal aux hautes fréquences. Par contre la réactance capacitive est inversement proportionnelle à la fréquence ( $X_C = 1/\omega C$ ), donc elle atténue la transmission aux basses fréquences du signal [III.14].

Les phases des deux réactances ( $X_L$  et  $X_C$ ) sont respectivement  $+90^\circ$  et  $-90^\circ$ . Alors, il est possible que chaque réactance annule l'autre à une fréquence intermédiaire, cette fréquence est nommée la "fréquence de résonance". Autrement dit, si la fréquence d'excitation à l'entrée du circuit est égale à la fréquence de résonance, l'énergie maximale sera transmise à travers le circuit résonant, dans le cas d'un filtre passe bande. La réponse d'un circuit RLC équivalent est présentée sur la Figure A2-4. L'énergie transmise normalisée est maximum à la fréquence de résonance.

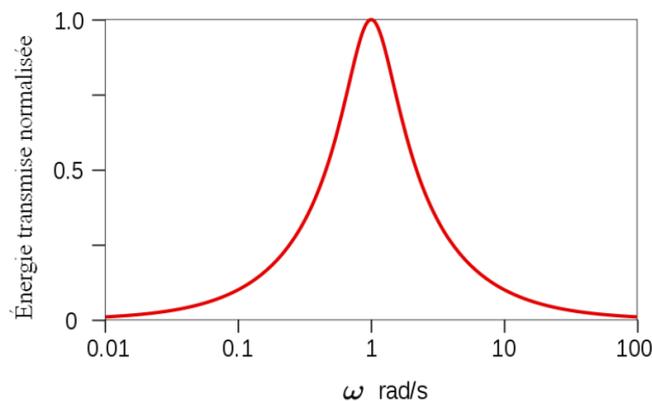


Figure A2-4 : Energie transmise en fonction de la fréquence normalisée pour  $C = 1\text{f}$ ,  $L = 1\text{H}$  et  $V = 1\text{V}$

A la fréquence de résonance  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ , l'énergie magnétique et l'énergie électrique stockées dans la cavité sont égales et le facteur de qualité à vide  $Q_0$ , qui est la mesure de la sélectivité du filtre  $f_0$ , est défini par l'équation:

$$Q_0 = \omega_0 \frac{\text{Energie maximale stockée}}{\text{Energie dissipée}} = \omega_0 \frac{W}{P} = \omega_0 \frac{\frac{1}{2}LI^2}{\frac{1}{2}RI^2} = \omega_0 \frac{L}{R} \quad (\text{II.6})$$

S'il y a dissipation d'énergie à cause d'une charge externe  $R_L$ , le facteur de qualité externe  $Q_e$  est défini par :

$$Q_e = \frac{\omega_0 L}{R_L} \quad (\text{II.7})$$

Le facteur de qualité en charge  $Q_L$  inclut les pertes internes et la puissance dissipée par la charge externe  $R_L$ . Il est défini par l'équation suivante :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{R+R_L}{L\omega_0} = \frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}} + \frac{1}{Q_0} \quad (\text{II.8})$$

Avec le facteur de qualité en charge,  $Q_L$ , on peut évaluer la sélectivité et donc la pureté de la résonance à  $f_0$ . Lorsque  $Q_L$  est élevé, la largeur de bande à la résonance est étroite, et inversement lorsque  $Q_L$  est faible, cette largeur de bande est plus large et s'étale en fréquence. Ce paramètre est aussi important car il nous aide à calculer le facteur de qualité à vide  $Q_0$  et le facteur de qualité extérieure  $Q_e$  à partir de simulations électromagnétiques par exemple. Le coefficient  $Q_L$  d'un résonateur est obtenu à partir de l'équation ci-dessous où  $f_0$  et  $\Delta f_{-3dB}$  sont respectivement la fréquence de résonance du résonateur et la largeur de bande à -3dB par rapport au maximum de la réponse en transmission  $S_{21}$ .

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (\text{II.9})$$

## II.2.2 Filtre passe bande multipôles

Un filtre passe bande idéal présente un affaiblissement nul dans la bande de fréquence que l'on désire conserver que l'on appelle bande passante. Un filtre passe bande idéal présente un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer (bande atténuée) [III.15]. On classe les filtres en fonction du type de modification qu'ils imposent sur leur entrée. Les filtres réalisant des modifications du spectre d'amplitude sont classés en filtre passe-bas, passe-bande, passe-haut, ou coupe-bande.

Aux basses fréquences, les composants essentiels pour construire un filtre sont des inductances et des capacités. Un filtre microonde peut être réalisé en remplaçant ces inductances et capacités par des éléments appropriés microondes qui ont des caractéristiques fréquentielles similaires sur toute la bande [III.15]. Abordons le filtre multipôle passe bande basé sur la topologie de résonateurs couplés en direct.

La procédure de design de filtre basé sur la topologie de résonateurs couplés en direct, a été développée par S.B. Cohn [III.16] en 1957. La méthode est basée sur le prototype de filtre passe-bas. Le modèle général de circuit à éléments localisés pour le filtre de résonateurs couplés en cascade est présenté sur la Figure A2-5. Les méthodes de synthèse des filtres permettent de déterminer les valeurs des éléments de ce type de schéma équivalent, à partir des contraintes de filtrage. Nous utilisons ces méthodes, sans les décrire, dans ce travail.

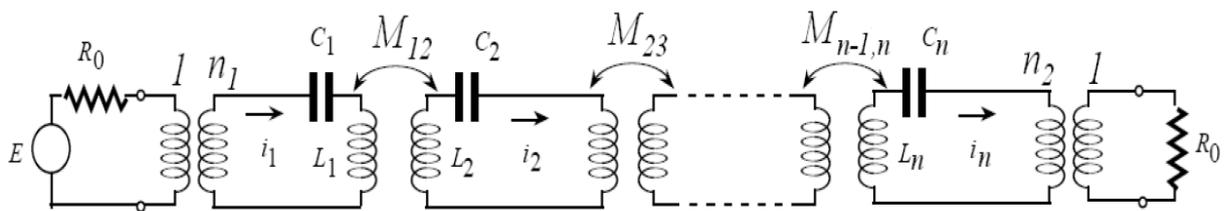


Figure A2-5 : Circuit à résonateurs couplés

Le couplage inter-résonateur est caractérisé par la mutuelle inductance  $M$  et le couplage du résonateur avec les lignes d'accès dépend des paramètres  $n_1$  et  $n_2$  des transformateurs parfaits. Le coefficient  $K$ , qui correspond au couplage inter-résonateur, est donné par l'équation suivante :

$$K = \frac{M}{L} = \frac{f_{cc}^2 - f_{co}^2}{f_{cc}^2 + f_{co}^2} \quad (\text{II.10})$$

La fréquence  $f_{cc}$  est la fréquence de résonance du mode impair (le plan de symétrie entre deux résonateurs est un court circuit), et  $f_{co}$  est la fréquence pour un mode pair (avec un plan de symétrie en circuit ouvert).

Nous reviendrons sur la synthèse et les méthodes de conception de ces filtres par la suite. Les filtres constitués de résonateurs couplés en cascade sont largement utilisés dans toutes les gammes de fréquence.



## RESUME

Ces travaux de thèse ont porté sur la mise au point de filtres à résonateurs à fort facteur de qualité à vide et compact proposant des solutions alternatives aux structures filtrantes classiques. La réalisation de cet objectif s'est appuyée notamment sur l'utilisation de la technologie de fabrication par stéréolithographie céramique 3D (SLA). Cette technologie de fabrication nous a permis de fabriquer des structures tridimensionnelles complexes monoblocs.

La première partie de ce manuscrit est consacrée à une étude bibliographique sur les technologies de filtre utilisées dans le domaine des hyperfréquences. Le second chapitre présente en détails la technologie SLA qui a été utilisée pour fabriquer les filtres microondes. Certains dispositifs de filtrage nécessitent d'être métallisés dans le but de confiner le champ électromagnétique des filtres. Des lignes coplanaires doivent être ensuite gravées pour assurer les accès d'entrée et de sortie du filtre. Cette seconde partie présente les méthodes de métallisation et de gravure utilisées. Dans le troisième chapitre les propriétés intrinsèques de la céramique BMT ont été présentées. Cette céramique BMT a montré des propriétés intrinsèques stables en température. La suite du troisième chapitre quant à lui a été consacrée à l'étude de deux topologies originales de filtre compact : la première qui associe des résonateurs en BMT et une cavité métallique et la deuxième uniquement constitué de zircone.

## ABSTRACT

This PhD dissertation is dedicated to the design and manufacturing of 3D components made out of ceramic material by stereolithography (SLA). This process is able to manufacture complex 3D shapes out of several ceramic materials. These components bring new and innovative filtering solutions to the current ones.

The first part contains a bibliographic study about the various filter technologies in high frequency domain. The second part presents in detail the SLA technology which was used in order to realize microwave filters. Metallization and laser machining process have been installed in Xlim Laboratory and applied on filtering ceramic components. These processes have allowed confining the electromagnetic field inside filter with a copper layer and coplanar accesses by laser engraving. The third part is devoted to BMT ceramic properties. This ceramic powder has shown with a standard characterization method with metallic cavity, we have obtained intrinsic properties stable in function of temperature. The last part presents designs of different filter topologies based on coupled dielectric resonators. The first topology is composed by BMT resonators associated with silver plating cavity. The second topology is entirely made up in zircon ceramic which brings cavity, resonator, waveguide fixing.

*Mots clés:* Stéréolithographie 3D, poudre céramique BMT, zircone, filtre passe-bande, filtres à résonateurs diélectriques