

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année : 2010

Thèse n° 32-2010

THESE

Pour l'obtention du
DOCTORAT 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

Ali KHALIL

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

Date de soutenance : Vendredi 01 Octobre 2010
Thèse dirigée par Dominique BAILLARGEAT et Nicolas DELHOTE

R. STARAJ	Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis-LEAT	Président
C. PERSON	Professeur à TELECOM Bretagne - Lab-STICC	Rapporteur
P. FERRARI	Professeur à l'Université Joseph Fourier -IMEP-LAHC- Grenoble	Rapporteur
T. CHARTIER	Directeur de Recherche CNRS - SPCTS - Limoges	Examineur
H. LEBLOND	Ingénieur à THALES ALENIA SPACE - Toulouse	Examineur
J. PUECH	Ingénieur Hyperfréquences au CNES - Toulouse	Examineur
D. BAILLARGEAT	Professeur à l'Université de Limoges - Xlim	Examineur
N. DELHOTE	Maître de Conférences à l'Université de Limoges - Xlim	Examineur
S. BILA	Chargé de Recherche CNRS - Xlim	Invité

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année : 2010

Thèse n° 32-2010

THESE

Pour l'obtention du
DOCTORAT 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

Ali KHALIL

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

Date de soutenance : Vendredi 01 Octobre 2010
Thèse dirigée par Dominique BAILLARGEAT et Nicolas DELHOTE

R. STARAJ	Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis-LEAT	Président
C. PERSON	Professeur à TELECOM Bretagne - Lab-STICC	Rapporteur
P. FERRARI	Professeur à l'Université Joseph Fourier -IMEP-LAHC- Grenoble	Rapporteur
T. CHARTIER	Directeur de Recherche CNRS - SPCTS - Limoges	Examineur
H. LEBLOND	Ingénieur à THALES ALENIA SPACE - Toulouse	Examineur
J. PUECH	Ingénieur Hyperfréquences au CNES - Toulouse	Examineur
D. BAILLARGEAT	Professeur à l'Université de Limoges - Xlim	Examineur
N. DELHOTE	Maître de Conférences à l'Université de Limoges - Xlim	Examineur
S. BILA	Chargé de Recherche CNRS - Xlim	Invité

Aux deux bougies qui éclairent ma vie, mon père et ma mère

Et à toute ma famille...

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour Composants Optoélectroniques et micro-ondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, dirigé par Valérie MANDRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges. Je lui exprime ma plus 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 été effectué sous la direction de M. Dominique BALLARGEAT, professeur à l'Université de Limoges, et M. Nicolas DELHOTÉ, maître de conférence 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 suis très reconnaissant à M. Robert STARAJ, professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis, d'avoir accepté de présider ce jury.

J'exprime ma sincère gratitude à M. Christian PERSON, professeur à TELECOM Bretagne, et à M. Philippe FERRARI, professeur à l'Université Joseph Fourier Grenoble, qui ont accepté d'assurer la tâche de rapporteurs.

Je remercie sincèrement M. Thiery CHARTIER, directeur de recherche au SPCTS, d'avoir accepté d'examiner ce rapport. Je le remercie vivement d'avoir assisté à la soutenance de ces travaux.

J'adresse également toute ma reconnaissance et mon plus profond respect à M. Jérôme PUECH, Ingénieur au CNES de Toulouse ; et à M. Hervé LEBLOND, Ingénieur à Thalès Alenia Space, qui m'honorent en participant à ce jury.

Je remercie M. Stéphane BILA, chargé de recherche CNRS, Xlim, qui a su par son expérience m'aider à avancer dans les travaux, et pour avoir accepté l'invitation à participer à ce jury.

Je remercie M. Hubert JALLAGEAS et M. Damien PASSERIEUX qui m'ont apporté leur précieuse participation lors des mesures.

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

Je remercie également les personnes dans l'équipe MINACOM pour tant des choses que je ne peux pas les citer ici.

Mes derniers remerciements vont à ma famille, surtout mes parents Hassan et Zainab, et à tous mes amis qui m'ont soutenu durant cette thèse.

Sommaire

Sommaire	1
Introduction générale	5
CHAPITRE I Technologies multicouches céramiques	11
I. Introduction du chapitre I	13
II. La technologie de Stéréolithographie 3D	13
II.1. Prototypage Rapide (PR)	14
II.1.1. Le frittage sélectif par laser (SLS).....	15
II.1.2. Lamination (LOM)	16
II.1.3. Dépôt de fil fondu (FDM)	16
II.1.4. Impression 3D (3DP).....	17
II.1.5. Impression à jet d'encre	18
II.1.6. Stéréolithographie 3D (SLA).....	18
II.2. La stéréolithographie céramique 3D	22
II.2.1. Procédé de fabrication	22
II.2.2. Particules céramiques et suspensions	24
II.2.3. Retrait à la cuisson [I-17]	25
II.3. La microStéréolithographie (μ SLA)	26
II.4. Exemples d'applications	27
II.4.1. Applications diverses.....	28
II.4.1.1. Biomédicales	28
II.4.1.2. Electroniques	28
II.4.1.3. Aérospatiales et aéronautiques.....	29
II.4.2. Applications en télécommunications.....	29
II.4.2.1. Résonateur diélectrique à fort facteur de qualité à vide Q_0	30
II.4.2.2. Guide d'onde BIE en céramique.....	30
II.4.2.3. BIE dans la bande D	31
II.4.2.4. Cristal BIE pour des applications en THz.....	32
II.4.2.5. Antenne lentille à 60 GHz	32
II.4.2.6. Filtre à deux pôles optimisé	33
II.5. Techniques de fabrication associées avec la SLA 3D	34
II.5.1. La pulvérisation magnétron [I-30].....	34
II.5.2. La lithographie [I-31]	36
III. Technologie LTCC	38
III.1. Procédé de fabrication [I-39]	39
III.1.1. Conception.....	39
III.1.2. Propriétés des différents matériaux	40
III.1.3. Règles de conception.....	41
III.1.3.1. Vias métalliques :	42
III.1.3.2. Lignes conductrices :	42

III.2.	Les étapes de fabrication.....	42
III.3.	Exemples d'applications.....	44
III.3.1.	Filtrage en bandes C, X.....	45
III.3.2.	Filtrage en bande millimétrique.....	48
IV.	Conclusion du chapitre I.....	53
V.	Références du chapitre I.....	54
 CHAPITRE II Stéréolithographie céramique pour des applications de filtrage en bande Ku.....		61
I.	Introduction du chapitre II.....	63
II.	Vue générale sur la théorie de filtrage.....	64
II.1.	Cavités microondes.....	66
II.1.1.	Cavité rectangulaire.....	66
II.1.2.	Etude du facteur de qualité.....	67
II.2.	Filtre passe-bande multi-pôles.....	69
III.	Le projet FILIPIX.....	71
III.1.1.	Gabarit de filtrage en bande Ku.....	71
III.1.2.	Estimation du nombre de pôles nécessaires.....	72
IV.	Filtre à base d'iris circulaire.....	74
IV.1.	Cavité résonante diélectrique.....	74
IV.1.1.	Etude sur le facteur de qualité en variant la hauteur.....	74
IV.1.2.	Comparaison avec une cavité métallique remplie d'air.....	77
IV.2.	Système d'excitation coplanaire.....	77
IV.3.	Filtre passe-bande deux pôles.....	81
IV.3.1.	Optimisation du filtre.....	81
IV.3.1.1.	Paramètres de couplage.....	81
IV.3.1.2.	Simulations Electromagnétiques.....	83
IV.3.2.	Réalisation et mesures.....	85
IV.3.2.1.	Fabrication céramique par SLA.....	86
IV.3.2.2.	Validation expérimentale.....	88
IV.3.3.	Etude en Température.....	91
IV.3.3.1.	Mesures en température.....	91
IV.3.3.2.	Analyses de résultats par les simulations EM.....	93
IV.4.	Filtre passe-bande quatre pôles.....	94
V.	Filtre en forme de papillon.....	95
V.1.	Avantages de la topologie papillon.....	95
V.2.	Filtre passe-bande deux pôles.....	96
V.2.1.	Optimisation du filtre.....	97
V.2.2.	Mesures et retro-simulations.....	101
V.3.	Filtre passe-bande quatre pôles.....	103
V.3.1.	Optimisation du filtre.....	103
V.3.1.1.	Matrice de couplage objectif.....	104
V.3.1.2.	La structure du filtre proposée.....	106
V.3.1.3.	Boucle d'optimisation.....	108
V.3.1.4.	Réponse EM et dimensions finales.....	109
V.3.2.	Fabrications et mesures.....	111
V.3.2.1.	Première réalisation.....	111
V.3.2.2.	Mesures et retro-simulations.....	113
V.3.2.3.	Deuxième réalisation.....	115
VI.	Filtre à faces inclinées.....	117

VI.1.	Les avantages de cette topologie.....	117
VI.2.	Etude sur le facteur de qualité.....	118
VI.2.1.	Cavité à faces inclinées.....	118
VI.2.2.	Cavité entourée de vias.....	119
VI.3.	Filtre passe-bande deux pôles.....	121
VI.3.1.	Optimisation du filtre.....	121
VI.3.2.	Structure collective de 18 filtres.....	122
VI.4.	Filtre passe-bande quatre pôles.....	124
VI.4.1.	Optimisation du filtre.....	124
VI.4.2.	Structure collective de 9 filtres.....	126
VII.	Conclusion du chapitre II.....	127
VIII.	Références du chapitre II.....	129
CHAPITRE III Stéréolithographie céramique pour des applications de filtrage à 150 GHz.....		133
I.	Introduction du chapitre III.....	135
II.	Action R&T CNES.....	135
II.1.	Spécifications de filtrage.....	136
II.2.	Approche proposée.....	136
III.	Structures périodiques.....	137
III.1.	Les équations de Maxwell.....	137
III.2.	Bande interdite EM.....	138
III.3.	Les miroirs de Bragg.....	140
III.4.	Structure 2D : le réseau carré.....	141
IV.	Résonateur à tiges cylindriques.....	142
IV.1.	Principe du résonateur.....	142
IV.2.	Avantages/Inconvénients.....	143
IV.3.	Simulations et étude sur Q_0	144
IV.4.	Fabrication céramique.....	149
V.	Résonateur à miroirs de Bragg.....	151
V.1.	Conception du résonateur.....	151
V.2.	Simulation et étude de Q_0	153
V.3.	Fabrication céramique.....	156
VI.	Filtre deux pôles à miroirs de Bragg.....	157
VI.1.	Gabarit et conception du filtre.....	157
VI.2.	Optimisation du filtre.....	161
VI.3.	Fabrication céramique.....	163
VI.3.1.	Premier essai.....	164
VI.3.2.	Modification des paramètres du fichier de tranchage.....	165
VI.3.3.	Modification de la puissance de laser et/ou vitesse de marquage.....	165
VI.3.4.	Réduction du taux d'amorceur.....	166
VI.3.5.	Modification du fichier CAO pour le tranchage de la pièce.....	166
VI.3.6.	Essais complémentaires.....	167
VII.	Étude complémentaire.....	169
VIII.	Conclusion du chapitre III.....	170
IX.	Références du chapitre III.....	172

CHAPITRE IV Technologie LTCC pour des applications de filtrage à 150 GHz	173
I. Introduction du chapitre IV	175
II. Filtre deux pôles préliminaire	175
II.1. Spécifications de filtrage.....	175
II.2. Design du filtre	176
II.3. Matériaux utilisés	177
II.4. Optimisation du filtre	178
II.5. Validation expérimentale	179
II.5.1. Technique de mesures à 150 GHz	179
II.5.2. Mesures de paramètres S	180
III. Filtre cinq pôles Chebyshev	182
III.1. Matrice de couplage objectif	182
III.2. Structure proposée	184
III.3. Optimisation du filtre	186
III.3.1. Facteur de qualité à vide	186
III.3.2. Coefficient de couplage K	190
III.3.3. Réponse EM et dimensions finales	192
IV. Filtre quatre pôles quasi-elliptique.....	195
IV.1. Matrice de couplage objectif	195
IV.2. Structure proposée	197
IV.3. Coefficient du couplage K	198
IV.4. Réponse EM et dimensions finales	200
V. Première réalisation LTCC	204
V.1. Résultats de mesures	205
V.2. Retro-simulations	207
VI. Deuxième réalisation LTCC	208
VI.1. Résultats du filtre cinq pôles	209
VI.2. Calculs complémentaires	211
VI.3. Résultats du filtre quatre pôles	214
VII. Conclusion du chapitre IV	214
VIII. Références du chapitre IV	216
Conclusion générale	221
Annexes	227

Introduction générale

La voix et le son, l'image et la vidéo, le texte et les données, sont transportées par les voies des « Télécommunications ». Ce domaine a connu une forte évolution au cours de ces dernières années puisqu'il y a toujours un besoin de transmettre et de recevoir de plus en plus de données facilement et rapidement. Les liaisons de télécommunication comportent trois éléments principaux : un « émetteur » qui prend l'information et la convertit en forme compatible avec le « média de transmission » qui est le deuxième élément de la liaison. Cette dernière est terminée par le « récepteur » qui reçoit le signal et le convertit en information utile.

Le nombre grandissant d'utilisateurs et d'applications impose de trouver de nouvelles solutions pour améliorer les performances des modules émission-réception de la liaison, notamment les contraintes en termes d'encombrement et de spécifications électriques qui sont en général très contraignantes. L'évolution des télécommunications mène à une montée en fréquence de fonctionnement, donc à une naissance de nouveaux composants, nouvelles fonctions et contraintes d'intégration.

Les dispositifs de filtrage constituent un des principaux éléments de base de toute chaîne d'émission-réception hyperfréquence. De façon générale, les concepteurs cherchent à réduire leur encombrement et leur masse tout en maintenant de bonnes performances électriques. Satisfaire ces spécifications est particulièrement contraignant pour des dispositifs de filtrage pour lesquels les spécifications en terme de bande passante peuvent être très sélectives en fréquence, par exemple. Dans ce cas, l'utilisation de structures volumiques ou quasi-volumiques s'avère indispensable.

Les cavités électromagnétiques et résonateurs diélectriques sont largement utilisés pour la réalisation de filtres 3D hyperfréquences très sélectifs en fréquence. Classiquement, l'encombrement d'une cavité résonante remplie d'air peut être diminué si on la charge partiellement par un résonateur diélectrique ou entièrement par des matériaux diélectriques. Par contre, cette réduction de l'encombrement se fera au détriment de la valeur du facteur de qualité à vide. Il faudra donc rechercher le meilleur compromis en fonction des contraintes d'utilisation.

Les matériaux céramiques sont caractérisées 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 et par conséquent contribuer à une meilleure sélectivité de la bande passante des filtres passe bande; § et une

stabilité thermique autour de la fréquence de travail (importante pour l'utilisation du composant dans différents environnements sans altération de ses performances).

Comme nous le verrons par la suite, ces matériaux seront utilisés pour concevoir les résonateurs et cavités diélectriques des filtres optimisées au cours de ce travail de thèse.

Plusieurs technologies sont utilisées pour fabriquer des composants céramiques 3D. Nous nous sommes intéressés à deux techniques en particulier: la **Stéréolithographie céramique 3D** et le **LTCC** (Low Temperature Cofired Ceramic).

La première permet de réaliser en 3D des structures céramiques complexes dédiées à différentes applications. Ce procédé a été validé pour réaliser des composants microondes lors des travaux de thèse de N. Delhote. Lors de notre travail de thèse, nous allons utiliser cette technologie pour la réalisation de filtres dans les gammes millimétriques (bande Ku) et sub-millimétriques (150 GHz).

Les performances de la technologie LTCC ont considérablement évolué ces dernières années. Nous allons, au cours de nos travaux de recherche, étudier les possibilités qu'elle offre pour la conception et la réalisation de fonctions de filtrage dans une bande de fréquence autour de 150 GHz pour des applications en radioastronomie.

Ce mémoire de thèse s'articule en quatre chapitres.

Le **premier chapitre** est consacré dans sa première partie à la présentation de la technologie de stéréolithographie 3D après avoir rapidement décrit les principes du prototypage rapide. Celui-ci nous permet de mettre en avant cette technologie développée à Limoges et de mieux cerner les avantages et contraintes associés. Plusieurs exemples d'applications sont montrés afin de visualiser les possibilités de cette technique qui permet la réalisation d'objets tridimensionnels complexes en céramique. Par la suite, deux étapes de fabrication (métallisation et gravure) associées à la stéréolithographie 3D sont décrites. La deuxième partie de ce chapitre est dédiée à la technologie LTCC. Le procédé technologique standard est présenté ainsi que les règles de conception à intégrer et à prendre en compte lors de la conception et l'optimisation des circuits. Différents filtres réalisés par cette technologie sont ensuite présentés.

Dans le **deuxième chapitre**, une vue rapide sur la théorie générale de filtrage est tout d'abord abordée. Ensuite, nous présentons le gabarit de filtrage en bande Ku imposé dans le cadre de projet ANR FILIPIX dont nous détaillerons les objectifs. Après estimation de la fonction de filtrage nécessaire, la première topologie basée sur des cavités diélectriques

rectangulaires couplées par des iris circulaires sera présentée. Une version deux pôles de ce filtre est détaillée ainsi qu'une étude de ses performances en fonction de la température de fonctionnement. Une deuxième topologie basée sur des iris rectangulaires est proposée. Des filtres deux et quatre pôles sont optimisés, fabriqués puis mesurés. La dernière topologie de ce chapitre est basée sur une vision collective de ces filtres qui permet d'en réaliser plusieurs dans une seule pièce céramique monobloc. Le deuxième chapitre est ainsi dédié à l'application de la stéréolithographie 3D en bande Ku.

La stéréolithographie céramique 3D n'a jamais été utilisée pour réaliser des composants hyperfréquences fonctionnant à des fréquences supérieures à 100 GHz. Dans le **troisième chapitre**, nous allons présenter des composants céramiques pour des applications de radioastronomie autour de la fréquence de 150 GHz. Le gabarit de filtrage à 150 GHz sur lequel cette étude se concentre provient d'une action R&T CNES dédiée aux « Dispositifs de filtrage innovants par stéréolithographie 3D (SLA) : application aux contraintes du spatial ». Ce travail est une étude de faisabilité pour réaliser des structures à de telles fréquences. Deux types de résonateurs basés sur des cavités d'air insérées dans des structures périodiques BIE (Bande Interdite Electromagnétique) seront étudiés. Un filtre deux pôles est aussi optimisé en appliquant l'approche des miroirs de Bragg. Les essais de fabrication et les problèmes rencontrés sont aussi détaillés.

Le **quatrième chapitre** est dédié à l'application de la technologie LTCC pour une fonction de filtrage à 150 GHz. Pour valider les performances du LTCC à cette haute fréquence, nous avons conçu un filtre deux pôles dans un premier temps. Des filtres quatre pôles à deux zéros de transmission et cinq pôles Chebyshev sont ensuite optimisés et réalisés afin de répondre spécifiquement aux performances demandées. Les résultats expérimentaux sont très proches des résultats théoriques et valident l'utilisation du LTCC à cette haute fréquence.

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 (TAS). Deux projets de recherche ont servi de support à ces travaux : le projet ANR FILIPIX et l'action R&T CNES n° R-S07 OT-0002-031 (2007-2010).

CHAPITRE I

Technologies multicouches céramiques

I. Introduction du chapitre I

Les céramiques sont des matériaux qui offrent de multiples qualités pour des secteurs d'application aussi différents que l'industrie chimique, l'électronique, l'optique, la micromécanique, le design, la santé et l'environnement. Les technologies multicouches céramiques sont une des applications possibles dans le monde de la céramique.

Les objectifs du travail de thèse décrits dans ce manuscrit concernent la conception et la réalisation de filtres hyperfréquences en technologies multicouches céramiques et plus précisément les technologies Stéréolithographie 3D et LTCC. Dans ce contexte, nous allons tout d'abord présenter, ces deux technologies, leurs procédés de fabrication ainsi que plusieurs applications dans le domaine du filtrage hyperfréquences.

Le début de ce chapitre se concentrera sur la technologie de stéréolithographie 3D après avoir rapidement décrit les principes du prototypage rapide. La première partie du chapitre nous permettra de mettre en avant cette technologie développée au Centre de Transfert de Technologies Céramiques (CTTC) de Limoges, permettant la réalisation d'objets tridimensionnels complexes en céramique. Le procédé de fabrication et les différentes spécificités seront décrits afin de mieux cerner les avantages et les contraintes associés. La technologie de microstéréolithographie actuellement en développement à Limoges et qui est une évolution récente de la stéréolithographie sera aussi présentée.

La deuxième partie de ce chapitre va décrire en détails la technologie LTCC qui possède un fort potentiel de part les propriétés des matériaux utilisés et les tolérances de fabrication liées au procédé de fabrication. Nous présenterons le procédé technologique développé par VTT (Finlande) et les possibilités d'applications qu'il offre.

II. La technologie de Stéréolithographie 3D

Dans cette partie, nous présentons une technologie spécifique développée à Limoges, la stéréolithographie 3D (SLA), permettant la réalisation d'objets tridimensionnels complexes en céramique notamment. Comme nous le verrons, ce procédé peut amener des solutions technologiques innovantes pour des applications variées. La stéréolithographie 3D repose sur

la polymérisation d'une résine photosensible par un laser et la réalisation d'objets couches par couches [I-1]. Mais avant de présenter en détail la technologie de SLA, abordons les techniques dites de prototypage rapide (PR), qui sont à la base de la stéréolithographie..

II.1. Prototypage Rapide (PR)

Le prototypage rapide (PR) est un outil puissant pour réduire le temps-à-marché tout en réduisant le coût. Quand on décide de profiter des avantages du PR, le défi est de choisir le bon processus pour la tâche envisagée. Le choix entre les technologies diverses de PR peut être délicat ; pour correctement choisir la méthode de prototypage rapide pour une application spécifique, il faut bien comprendre les limitations aussi bien que les capacités de chaque technologie.

Parmi les nouveaux utilisateurs du prototypage rapide on trouve des sculpteurs, des fonderies d'art, des prothésistes dentaires, des médecins, des designers, des architectes, des infographistes, des maquettistes... Ces professions apprécient dans le prototypage rapide la précision, la rapidité d'exécution et le faible coût des modèles produits [I-2]. Le schéma de principe du PR est présenté sur la Figure I-1.

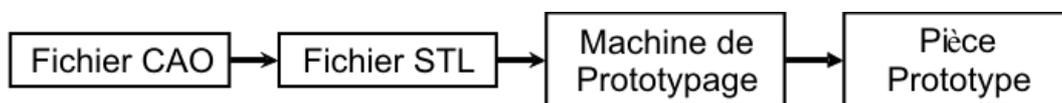


Figure I-1 : Schéma de principe de Prototypage Rapide (PR)

Avec les méthodes de prototypage rapide, il est possible de désigner différents procédés technologiques permettant de restituer physiquement des objets 3D, décrits par leurs données CAO, sans outillage spécial et dans un temps beaucoup plus court que les techniques classiques. Ces méthodes ont été tout d'abord développées, il y a vingt ans, avec des matériaux polymères [I-3]. Nous allons présenter dans les paragraphes suivants les différents procédés de prototypage rapide, les techniques, les avantages et les inconvénients [I-4], [I-5]. La technologie stéréolithographie 3D est présentée en détails parce qu'elle est utilisée pour fabriquer toutes les pièces de l'alumine dans ce manuscrit.

II.1.1. Le frittage sélectif par laser (SLS)

Le procédé SLS (Selective Laser Sintering) utilise un laser très puissant pour transformer une poudre en un objet solide par fusion ou frittage. Cette technique de fabrication couche par couche est basée sur le principe d'agglomération de poudre céramique ou métallique. Pour la poudre céramique, la méthode consiste à fusionner localement les particules à la surface d'un lit de poudre à l'aide d'un faisceau laser, aux endroits où on désire la pièce. La surface de poudre est ensuite abaissée afin de permettre le nivellement d'une nouvelle couche de poudre. Le laser balaie à nouveau la surface de la poudre pour créer une section additionnelle, superposée à la précédente. La pièce finale (poudre liée) se retrouve imbriquée dans une assise de poudre non liée.

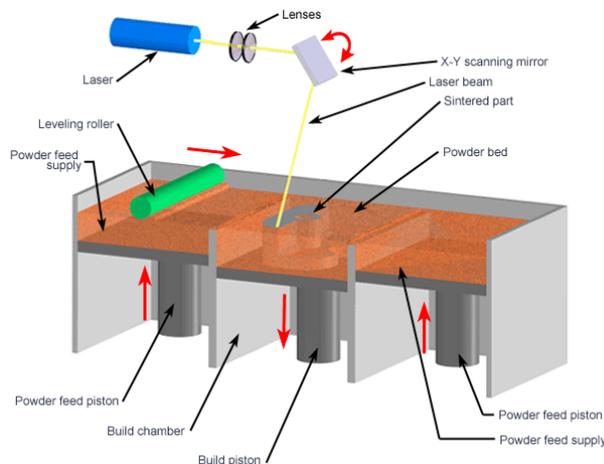


Figure I-2 : Technique du frittage sélectif par laser [I-6]

De nombreux matériaux peuvent être frittés par cette technique (thermoplastiques, métaux et céramique en poudre). Même si ce procédé a l'avantage de réaliser des pièces avec une géométrie complexe et un faible coût de fabrication, il est néanmoins lent et donne des pièces poreuses et granuleuses avec une grande rugosité obtenue ($\approx 10 \mu\text{m}$). Le frittage de poudre se fait à une température proche de la température de fusion de la poudre utilisée ; Il faut donc réaliser les pièces avec un retrait (d'environ 3 à 5%) pour qu'en refroidissant les pièces soient aux dimensions souhaitées. Les précisions de fabrication sont de l'ordre de $20 \mu\text{m}$.

II.1.2. Lamination (LOM)

La technique LOM (Laminated Object Manufacturing) procède par empilage de couches de matériaux thermocollant automatiquement découpés par un laser qui sert à découper des patrons dans une feuille de papier dont la face inférieure a préalablement été imprégnée de colle thermosable. Le papier, sous forme de rouleau, se présente sur une plate-forme contrôlée en position. Le papier est collé sur le dessus de la plate-forme à l'aide d'un rouleau chauffant et découpé selon le patron désiré. En tournant le rouleau, une nouvelle section de papier se présente, est collée sur la section de papier précédente et découpée. La pièce finale peut être de grandes dimensions et a l'apparence du bois. Ce procédé est utilisé pour la fabrication des modèles pour la fonderie ou l'évaluation de concepts. Ce procédé est plus rapide que les autres, garantit une précision de l'ordre de 10% des dimensions totales et permet de fabriquer des pièces pleines à moindre coût.

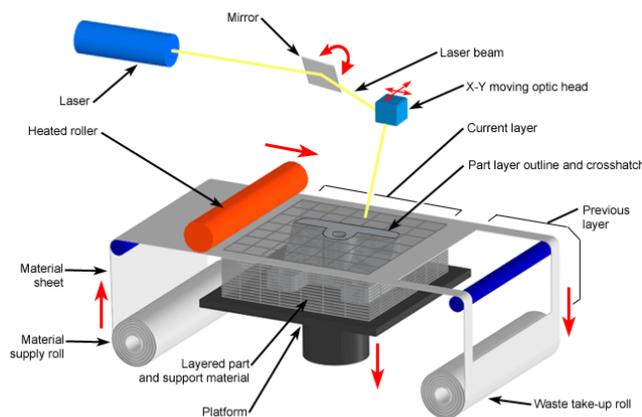


Figure I-3 : Technique de Lamination [I-6]

II.1.3. Dépôt de fil fondu (FDM)

Le système du FDM (Fused Deposition Modelling) opère dans les 3 dimensions, en construisant le modèle couche par couche. Une tête d'extrusion, dont la température est contrôlée, est alimentée avec un matériau thermoplastique qui est fondu jusqu'à un état semi-liquide. La tête extrude et dirige le matériau très précisément, en couches ultra-précises directement sur un plateau. Le résultat une fois le matériau solidifié est un modèle plastique 3D construit en un seul fil. Les avantages de procédé FDM sont la validation rapide de concept, l'utilisation directe, et la bonne résistance mécanique. Par contre, les inconvénients

II.1.5. Impression à jet d'encre

Cette technologie (Inkjet Printing) utilise des gouttelettes de céramique pour former couche à couche un modèle de 3D. Cette technique passe par des différentes étapes avant la création de la pièce finale : une tête d'une impression jet d'encre se déplace dans le plan XY puis émet des petites gouttelettes à des endroits précis pour former la première couche. Quand la première couche est achevée, une tête de fraisage se déplace sur cette couche pour lisser la surface. La plate-forme soutenant la pièce descend ensuite pour que la couche suivante puisse être construite. Cette opération est ensuite répétée pour chaque couche jusqu'à l'obtention de la pièce finale. Une étape de cuisson est ensuite nécessaire pour éliminer certains produits présents dans les encres.

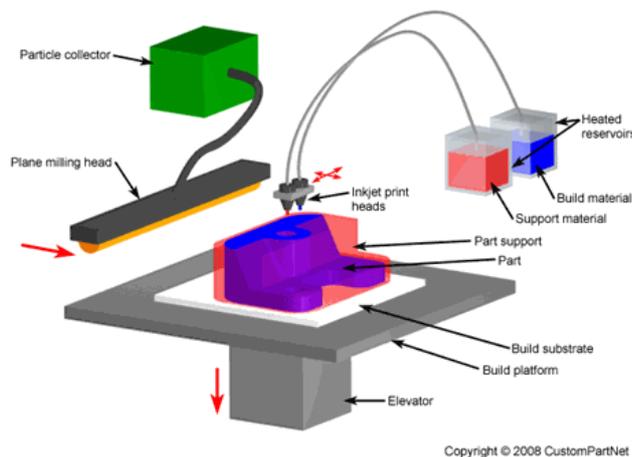


Figure I-6 : Technique d'impression à jet d'encre [I-6]

Cette technologie est performante grâce à son excellente précision de réalisation : dimensions des gouttelettes (5 à 10 microns) et l'état de surface finale, tandis qu'elle est limitée par la vitesse de construction, une nécessité de développement supplémentaire pour élargir le nombre des matériaux compatibles, des pièces relativement fragiles et l'impossibilité de réaliser des cavités internes. Les tolérances de fabrication sont de l'ordre de 10 μm .

II.1.6. Stéréolithographie 3D (SLA)

Développé en premier lieu par J.C. André au laboratoire du DCPR, à l'ENSIC [I-7] puis par Hull [I-1], la stéréolithographie 3D est l'un des premiers procédés de prototypage rapide à avoir été commercialisé [I-8]. Le principe 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 [I-9].

Serge Monneret présente dans son papier [I-10] les différentes étapes de fabrication de la technologie de stéréolithographie. Le processus, illustré sur la Figure I-7, commence par la réplique exacte de l'objet 3D dessiné sur ordinateur à partir du fichier CAO. Le tranchage numérique de cet objet permet de définir les formes à réaliser couche par couche, puis la mise en forme effective par la machine de fabrication.

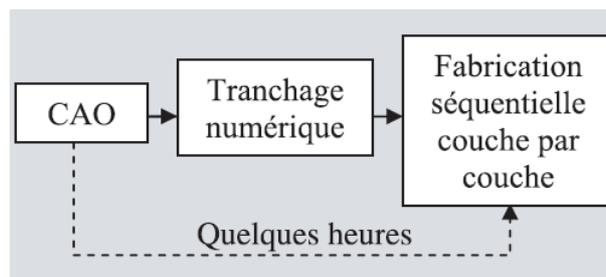


Figure I-7 : Les étapes principales de la stéréolithographie [I-10]

Une résine d'aspect liquide, composée d'un monomère et d'un photo-initiateur qui déclenchera la réaction de polymérisation, est déposée sur le support de la pièce visible sur la Figure I-8.

L'épaisseur de la couche déposée peut être contrôlée par le réglage vertical de la profondeur du support. Selon les concepteurs, l'étape de fabrication suivante résulte d'un choix entre deux grandes familles de techniques consistant à illuminer sélectivement la couche déposée avec un laser.

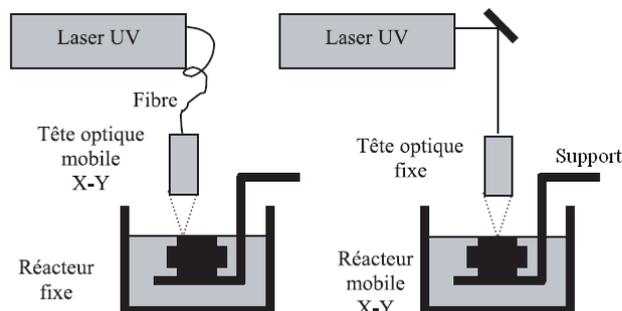


Figure I-8 : Les deux grandes techniques de SLA 3D dans le cas de systèmes d'illuminations vectoriels

La première famille est basée sur une écriture dite vectorielle (Figure I-8). Ainsi, soit un laser UV est envoyé sur un miroir galvanométrique dont l'inclinaison sur les axes x et y de la

Figure I-8 (droite) est pilotée par ordinateur, soit c'est la tête du système optique qui est mobile sur ces deux même axes (Figure I-8 (gauche)).

L'objet est construit sur une plate-forme baignant dans le monomère qui descend à chaque fois d'une épaisseur de couche grâce à un élévateur (direction z) pour permettre leur superposition. Il est très important que l'épaisseur polymérisée soit supérieure à l'épaisseur de couche déposée (distance entre la précédente couche et la surface du monomère) pour assurer une bonne adhérence entre celles-ci.

Le laser balaye la couche selon la surface définie par le modèle informatique de la tranche à réaliser. Cette surface de la résine recevant l'énergie transmise par le rayon laser se polymérise et se solidifie ainsi, le reste de la résine restant liquide. Il faut environ une minute pour fabriquer une couche, cela dépendant de la surface à polymériser et de la vitesse de balayage.

A la fin de la fabrication, la pièce est désolidarisée de la plate-forme, rincée et placée dans un four UV afin d'achever la polymérisation. La résolution de l'objet réalisé dépend bien entendu de la taille du faisceau laser à la surface de la résine et les résolutions obtenues sont l'ordre de $5 \mu\text{m}$.

La deuxième famille qui consiste à illuminer sélectivement la couche déposée, a subi quelques changements par rapport au procédé de la première famille [I-11]. En effet, la polymérisation des couches ne se fait plus par balayage vectoriel d'un faisceau laser, mais en projetant une image bidimensionnelle sur la surface de la résine à l'aide d'un masque qui cache les zones de la résine qui ne doivent pas être exposées. Ce masque à cristaux liquide est dynamique et reconfigurable à volonté. Cela permet de pallier le problème d'utiliser un grand nombre de masques si la pièce à réaliser est très complexe [I-10].

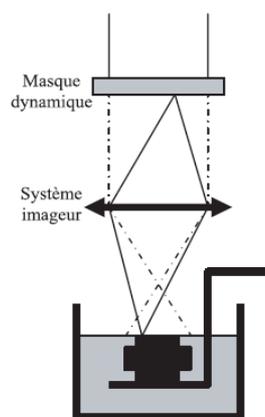


Figure I-9 : Stéréolithographie 3D par masque dynamique

Le procédé de la deuxième famille est schématisé dans la Figure I-9 dont le motif présenté peut être reconfigurable à volonté. L'illumination par masques permet de diminuer nettement les temps de fabrication. De plus, la taille des objets fabriqués peut être de l'ordre de quelques millimètres, avec une résolution latérale pouvant dans certains cas atteindre 5 μm .

Par contre, la résolution longitudinale obtenue avec ces procédés est nettement moins bonne que celle démontrée avec les procédés à écriture vectorielle, puisque seule l'absorption du matériau permet son contrôle : la profondeur de champ au niveau des images projetées est généralement nettement supérieure aux épaisseurs de couches [I-10].

Sur le Tableau I-1, nous présentons une comparaison entre les différentes techniques de prototypage rapide, les avantages et les inconvénients, et les tolérances de fabrication.

Technologie	Avantages	Inconvénients	Tolérances de fabrication
SLS	- géométrie complexe de pièces - faible coût	- très lente - pièces poreuses et granuleuses - rugosité (10 μm)	$\approx 20 \mu\text{m}$
LOM	- très rapide - moindre coût	- précision - finition	$\approx 10\%$
FDM	- bonne résistance mécanique - rapide	- surface granuleuse - reproduction des petits détails	$\approx 100 \mu\text{m}$
3DP	- fabrication rapide - faible prix de matériaux	- solidité des pièces - compatibilité avec quelques matériaux céramique	$\approx 50 \mu\text{m}$
Jet d'encre impression	- précision excellente - bonne état de surface	- pièces relativement fragiles - compatibilité avec les matériaux - lente	$\approx 10 \mu\text{m}$
SLA 3D	- réalisation de structures complexes - plusieurs matériaux céramiques disponibles (notamment faibles pertes) - faible rugosité (< 1 μm)	- difficultés pour fabriquer des volumes fermés	$\approx 50 \mu\text{m}$

Tableau I-1 : Les différentes techniques de prototypage rapide

La précision de fabrication, la transparence des polymères et l'aspect visuel sont des avantages présentés par la SLA qui permettent de détecter rapidement des anomalies de style ou de fonctionnalité et de tester différentes solutions en parallèle. Cette technologie peut montrer très rapidement une ébauche du produit et présenter aux outilleurs les différents composants du produit pour étude et chiffrage des outils [I-2].

II.2. La stéréolithographie céramique 3D

Les procédés de prototypage rapide sont en premier lieu dédiés à la fabrication d'objets en polymère mais la fabrication d'objets en céramique est toutefois possible en incorporant de la poudre céramique à la résine. Impression 3D [I-12], Selective Laser Sintering (SLS) [I-13], et Stéréolithographie (SLA) [I-14] sont des exemples de plusieurs procédés de prototypage rapide qui ont été développés pour produire des objets céramiques depuis environ vingt ans [I-3].

En considérant les descriptions, les avantages, et les inconvénients de différents procédés du PR (voir paragraphe II.1), 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. De plus, la grande force du procédé de SLA est de permettre la fabrication 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 [I-10]. La fabrication de pièces céramiques (alumina, zircone, ...) 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 [I-15]. Plusieurs exemples sur ces applications sont présentés dans le paragraphe II.4.

II.2.1. Procédé de fabrication

Le principe de la SLA céramique 3D est de reprendre la même démarche de dépôt de couches présentée dans la partie II.1.6. Ce procédé qui est montré sur la Figure I-10, est utilisé

par le CTTC de Limoges (Centre de Transfert de Technologies Céramiques). Toutes les pièces céramiques optimisées pour être réalisées par SLA 3D lors des travaux de cette thèse sont fabriquées par le CTTC afin de mettre en place et de valider nos approches de conception.

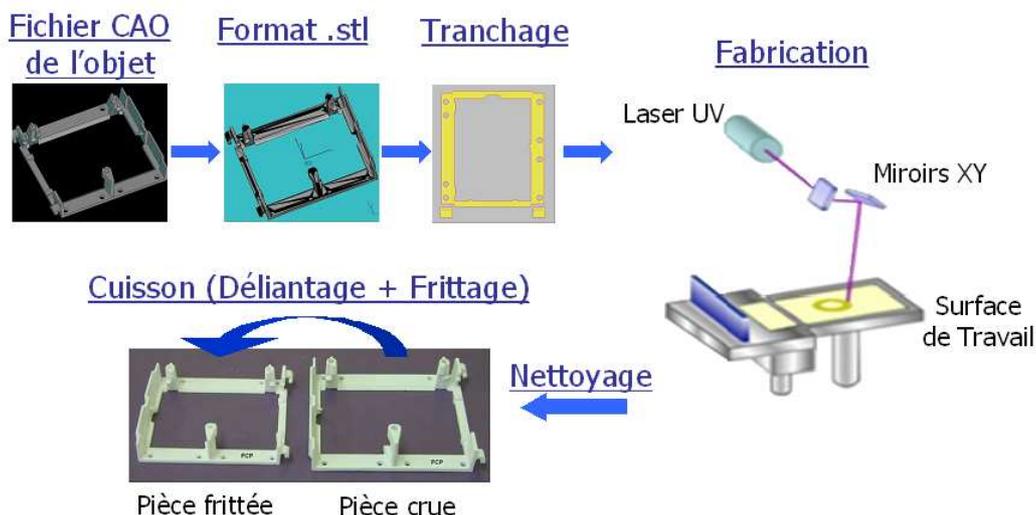


Figure I-10 : Principe de la fabrication d'objets 3D céramiques par SLA 3D [I-16]

N. Delhote, lors de ses travaux de thèse [I-17], a présenté en détail les différentes étapes pour fabriquer une pièce céramique en stéréolithographie 3D. Un laser Ultra Violet (UV) à l'Argon ($\lambda=351$ nm) dont le faisceau vient se réfléchir sur un miroir galvanométrique est utilisé pour la polymérisation sélective de multiples couches. La résine photosensible qui est utilisée est composée de monomères photoréactifs. Ces monomères très particuliers se polymérisent sous l'action du laser UV qui fournit l'énergie nécessaire au déclenchement de la réaction.

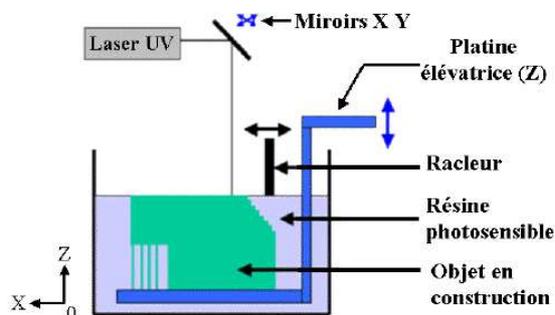


Figure I-11 : Schéma de la fabrication de structures 3D par SLA [I-17]

Suivant l'axe z dans la Figure I-11, la position en profondeur de la platine élévatrice est contrôlée par ordinateur avec une grande précision. 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. Pour un mouvement longitudinal suivant axes x, un racleur piloté par ordinateur vient aplanir cette première couche de résine.

Le laser vient par la suite dessiner la première tranche à réaliser. Le plan de travail de la machine de CTTC occupe une surface de 25 cm par 25 cm. Pour la réalisation de la deuxième tranche, la platine élévatrice descend d'une profondeur correspondant à l'épaisseur de cette tranche numérique et le protocole continu ainsi de suite jusqu'à ce que toutes les couches soient réalisées. Les épaisseurs typiquement atteignables vont de 10 à plusieurs centaines de micromètres.

Puisque la profondeur de polymérisation dépend directement de l'énergie apportée par le faisceau laser [I-18], 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.

La dernière étape dans le processus de fabrication est de sortir la pièce polymérisée solide de la matrice de monomères liquides. L'objet final peut présenter une hauteur de 25 cm. Pour une pièce haute de 1 cm, le temps de fabrication moyen est d'une heure. Les différents cycles de cuisson (déliantage et frittage) concernant les pièces céramiques une fois retirées de la matrice de monomères seront expliqués plus tard dans ce chapitre [I-17]. Des informations sur les précisions de fabrication sont données au cours de la conception des pièces optimisées lors des travaux de cette thèse.

II.2.2. Particules céramiques et suspensions

Un paramètre très important pour obtenir des pièces céramiques rigides avec de bonnes densités de matériaux est le haut pourcentage de particules céramiques dans la résine photosensible initiale [I-19]. Ce pourcentage maîtrisé permet de réaliser les pièces très denses directement par stéréolithographie sans l'utilisation d'un moule en polymère qui est pyrolysé aux cours de cycles de cuisson.

Afin d'avoir des caractéristiques de la pièce céramique satisfaisantes en termes de forme et de tenue mécanique, il faut que le pourcentage volumique de particules céramiques soit au

moins de 50% [I-19]. Les suspensions de SLA et μ SLA exigent deux propriétés contradictoires [I-15]. La première est le besoin d'un grand pourcentage (>50 vol %) de particules céramiques dans la résine pour conférer la cohésion suffisante à la partie crue pendant et après cuisson et assurer une densification correcte. La deuxième propriété est une faible viscosité pour déposer des couches homogènes [I-17]. Le problème est qu'un fort pourcentage de particules céramiques augmente la viscosité des suspensions.

Le laboratoire Sciences des Procédés Céramiques et de Traitements de Surface (SPCTS) de Limoges, en collaboration avec le centre de Transfert de Technologies Céramiques (CTTC) de Limoges proposa de développer des suspensions pour la SLA présentant de très forts pourcentages en particules céramique ($\approx 65\%$ volumique) assez visqueuses mais suffisamment réactives au laser UV pour fonctionner correctement avec la SLA [I-20]. Le résultat donne alors une suspension dont l'aspect se rapproche plus d'une pâte que d'un liquide. Pour la μ SLA qui a besoin d'une suspension plus liquide, un pourcentage de 50% vol. a été développé par le SPCTS [I-15].

La qualité de la suspension dépend en tout premier lieu de la répartition homogène de ses différents composants. Lors de sa préparation, la première étape consiste à tamiser la poudre céramique que nous souhaitons utiliser pour ne conserver que les particules de poudre les plus fines (de plusieurs centaines à quelques dizaines de micromètres). Cette poudre est alors mélangée dans un mortier à d'autres éléments qui sont : la résine photosensible (constituée de monomères réactifs aux UV, elle nécessite un rapport d'énergie pour déclencher la polymérisation de constituants), le photo-initiateur (absorbe les émissions laser dans le domaine de l'UV, aide ainsi la résine à récupérer l'énergie nécessaire à sa polymérisation), le liant (monomères réactifs), le plastifiant, le fluidifiant, et le mouillant. Cette suspension subit un passage entre des rouleaux qui ont pour but de caser les agglomérats de particules pouvant subsister. Après un dégazage qui consiste à laisser se reposer la pâte pendant quelques heures, la suspension, présentant un aspect assez visqueux, est prête à être utilisée [I-17].

II.2.3. Retrait à la cuisson [I-17]

Après l'étape de polymérisation, la pièce polymérisée est immergée dans la pâte non-polymérisée. Il faut alors une étape de nettoyage par des bains successifs dans différents solvants; la pièce obtenue est appelée pièce crue car elle nécessite des cycles de cuisson afin d'obtenir ses dimensions et ses propriétés finales.

La première étape de cuisson qui permettra d'obtenir une pièce en céramique s'appelle le déliantage : elle permet de retirer tous les éléments organiques dans la pâte comme les polymères. Ces éléments migrent de l'intérieur vers l'extérieur de la pièce puis s'évaporent dans une température de 500 à 600 °C. Lors de cette phase, il faut que la température monte lentement car des déformations importantes de la pièce peuvent apparaître si la montée en température est trop importante.

La deuxième phase de la cuisson est le frittage. La température est montée jusqu'à près de 1700 °C et la pièce se densifie jusqu'à des valeurs typiques supérieures à 97% de densité. Elle prend alors sa forme et sa taille définitive.

Le pourcentage de retrait est directement lié au taux de charge dans la suspension. L'utilisation de faibles taux volumiques de particules peut engendrer d'importants retraits de plus 25%, entraînant de fortes déformations sur les pièces céramiques. Dans ces cas, des fissures voire des cassures peuvent apparaître. Il faut alors, en fonction de la suspension choisie, connaître très précisément le retrait subi par la pièce crue au cours de ces cycles de cuisson.

Les deux dernières photos sur la Figure I-10 montrent une pièce en céramique réalisée par le CTTC avant et après cuisson avec des taux de charges supérieurs à 65%. Cette pièce frittée ne présente pas de déformation structurelle. En effet ces taux de charge semblent d'être suffisantes pour construire des pièces sans des cassures, ni fêlures, ni déformations importantes.

Par rapport à nos applications, le retrait anisotrope à la cuisson peut donner une forme non homogène de la structure. Cela peut aboutir à une variation sur les dimensions différentes de la pièce fabriquée. Plus d'informations sur les dimensions finales sont données pour chaque structure réalisée.

II.3. La microStéréolithographie (μ SLA)

La microstéréolithographie (μ SLA) est une évolution récente de la stéréolithographie 3D (SLA). Le système développé par le SPCTS en collaboration avec XLIM fait appel quasiment au même procédé que cette dernière.

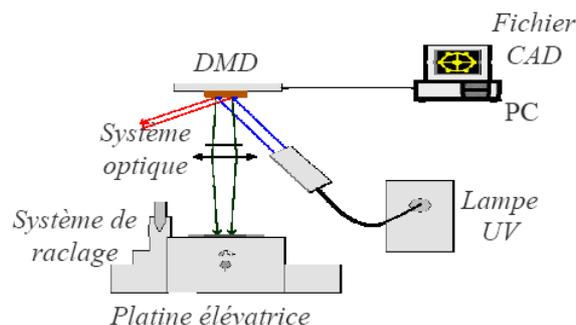


Figure I-12 : Principe de la μ SLA

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 μm 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 I-12. Un tel système amène des précisions de fabrication inférieures à 10 μm , tolérances de fabrication qui permettront la fabrication de structures fonctionnant à 100 GHz et au-delà [I-17].

Les industries micro-électroniques font face aux demandes croissantes de miniaturisation et d'intégration dans la fabrication de micro dispositifs. La technologie μ SLA donne une solution alternative à de tels défis, en raison de ses caractéristiques uniques concernant sa haute résolution de fabrication et bas coût. Avec la μ SLA, une structure complexe peut être fabriquée dans un seul processus, évitant ainsi les procédures d'assemblage souvent coûteuse, tout en améliorant la fiabilité industrielle [I-21].

II.4. Exemples d'applications

Les divers objets céramiques élaborés par stéréolithographie 3D ont prouvé leur importance dans des secteurs d'activité majeurs [I-3]. Dans cette partie, nous allons présenter quelques exemples décrivant la fabrication de structures très complexes sans limite concernant leur forme 3D. Quelques applications seront présentées puis enfin nous donnerons quelques exemples particuliers dans le domaine des télécommunications.

II.4.1. Applications diverses

II.4.1.1. 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 [I-22]. Le secteur médical utilise les céramiques en chirurgie réparatrice et dans le milieu dentaire pour leur biocompatibilité, résistance à l'usure et à la fatigue et leur résistance élevée à la corrosion [I-16].

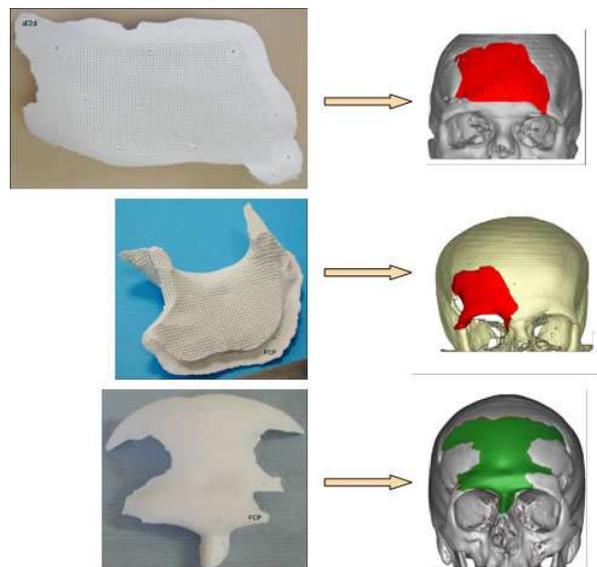


Figure I-13 : Pièces céramiques pour remplacer des parties osseuses cassées [I-3]

II.4.1.2. Electroniques

La SLA est aussi appliquée dans le domaine de l'électronique puisque les matériaux céramiques ont une diversité de propriétés électriques et thermiques remarquable [I-16]. Ils sont utilisés comme isolantes, diélectriques, semi-conducteurs,...



Figure I-14 : Un connecteur fabriqué en alumine par SLA [I-3]

II.4.1.3. Aérospatiales et aéronautiques

Les céramiques sont utilisées dans le secteur de l'aéronautique et du spatial pour leurs propriétés thermo-structurales : une résistance à des températures >1000 °C et aux atmosphères différents et une forte résistance mécaniques [I-16].



Figure I-15 : Un « core » d'une turbine fabriqué en zircone par SLA 3D [I-3]

II.4.2. Applications en 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.

II.4.2.1. Résonateur diélectrique à fort facteur de qualité à vide Q_0

Ce résonateur diélectrique (RD) est présenté par N. Delhote [I-23]. Comme montré sur la Figure I-16, le RD est en une pièce monobloc (résonateur + support + cavité) réalisé en céramique faibles pertes. La forme du support est compatible avec la technologie de fabrication SLA, entraîne le moins de perturbations possibles, et la cavité céramique est métallisée sur ses faces extérieures. 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.

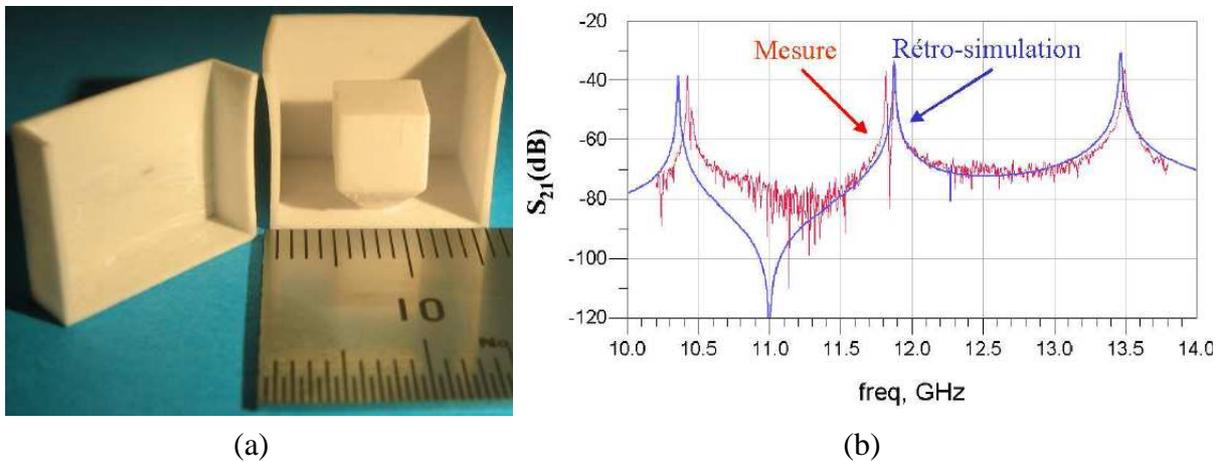


Figure I-16 : (a) Structure monobloc après découpe; (b) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-23]

Le facteur de qualité mesuré est de 3900 à 11,88 GHz et l'isolation fréquentielle est de 3 GHz autour de la fréquence de travail du RD. Grâce à cette étude, N. Delhote a validé la fabrication d'une pièce monobloc comportant le RD, son support et la cavité environnante par stéréolithographie.

II.4.2.2. Guide d'onde BIE en céramique

Le terme bande interdite électromagnétique BIE est présenté en détails dans le troisième chapitre de ce manuscrit. Basé sur des cristaux en « tas de bois » [I-24], N. Delhote a présenté un guide d'onde à BIE fabriqué en zircone par SLA [I-25]. 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.

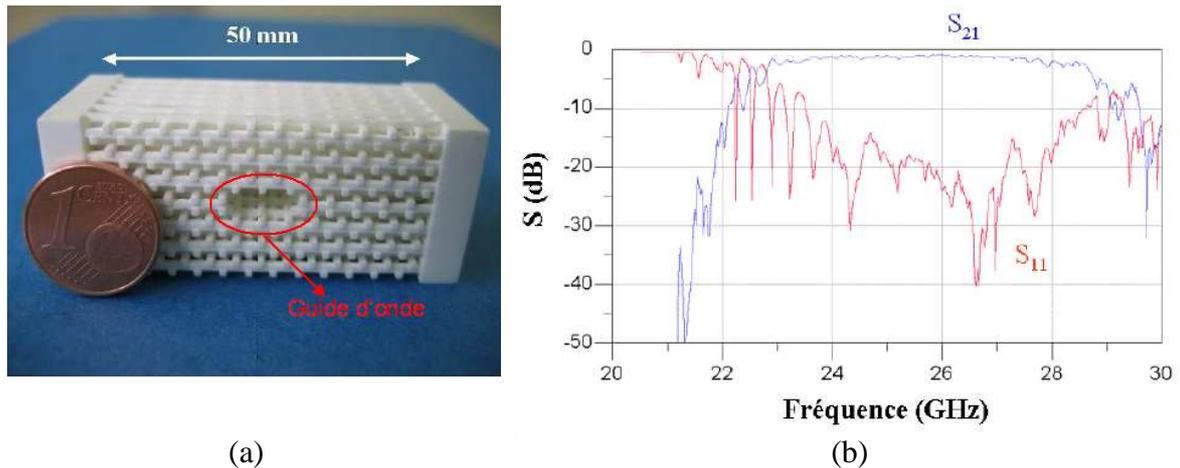


Figure I-17 : (a) Photographie de guide BIE réalisé par SLA; (b) Réponse mesurée correspondante [I-25]

Comme montré sur la Figure I-17, une bande passante de 5,1 GHz est obtenue expérimentalement autour de 26 GHz sur laquelle le coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB. Ce résultat permet de valider la fabrication par stéréolithographie pour une structure complexe qui ne demande aucun assemblage ou autres manipulations pour être fonctionnel.

II.4.2.3. BIE dans la bande D

En coopération avec N. Delhote, C. Duterte a présenté un cristal 2D à bande interdite électromagnétique fabriqué par microstéréolithographie céramique μ SLA [I-26]. Cette structure qui est réalisée et testée pour une bande de 110 à 180 GHz, contient un réseau de tiges cylindriques d'alumine comme présenté sur la Figure I-18.

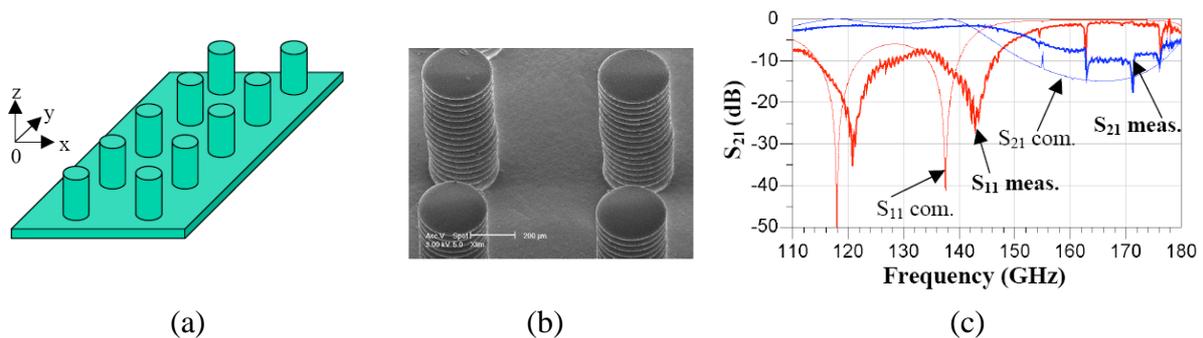


Figure I-18 : (a) Vue 3D du cristal; (b) Photographie SEM de quatre cylindres; (c) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-26]

La pièce est insérée dans un guide d'onde WR6 pour valider sa capacité à présenter une bande interdite dans la gamme submillimétrique. Le bon accord qui est observé entre les

réponses de mesures et de simulations EM, comme montrées sur la Figure I-18, a validé l'utilisation de telle technologie pour fabriquer des microstructures au dessus de 100 GHz.

II.4.2.4. Cristal BIE pour des applications en THz

Un autre exemple de structure BIE est présenté par S. Kirihara pour le control d'ondes en fréquences THz [I-27]. Cette structure de cristal photonique, montrée sur la Figure I-19, est fabriquée en alumine par μ SLA. Les mesures donnent une bande interdite entre 0,37 et 0,52 THz.

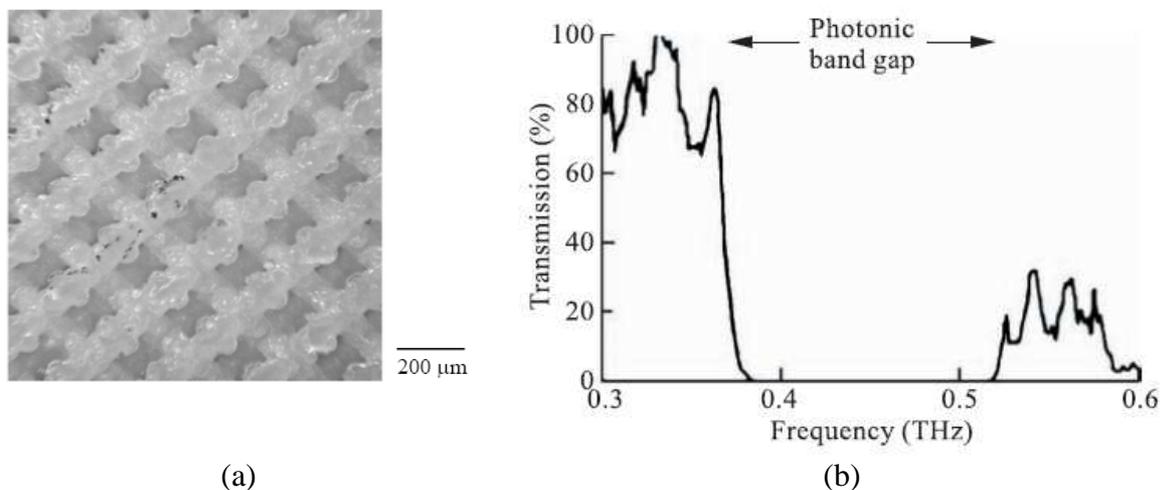


Figure I-19 : (a) Photographie de cristal photonique en alumine; (b) Le spectre de transmission d'onde THz [I-27]

II.4.2.5. Antenne lentille à 60 GHz

Des antennes lentilles pourraient être réalisées par SLA céramique 3D [I-28]. La surface de cette antenne, fabriquée en alumine, est linéairement corruguée afin de réduire les effets de réflexions internes et d'améliorer la performance de l'antenne. Les mesures expérimentales sont effectuées autour 60 GHz tandis que l'excitation de l'antenne est effectuée par un guide d'onde WR-15 remplis par l'alumine.

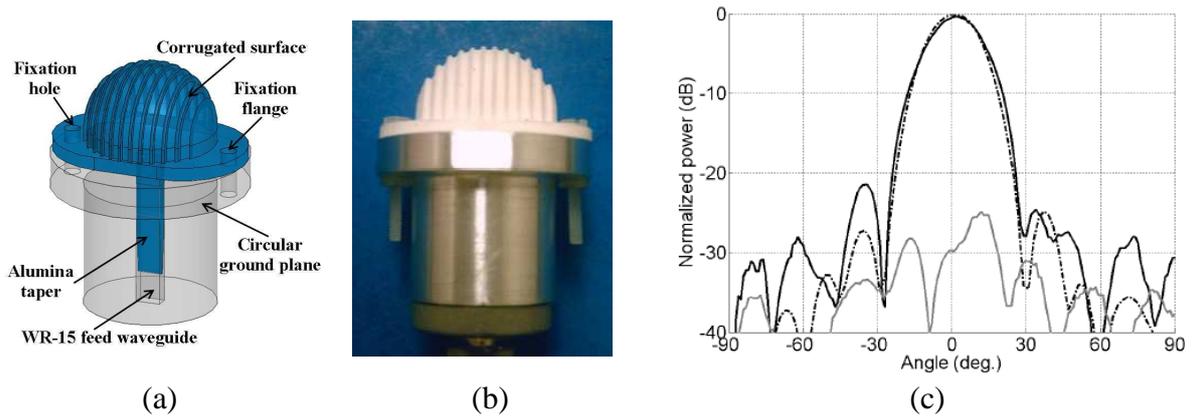


Figure I-20 : (a) Vue 3D de l'antenne ; (b) La photographie ; (c) Diagramme du rayonnement

Une vue 3D globale de l'antenne est montrée sur la Figure I-20 avec une photographie du modèle après la fabrication. Le diagramme du rayonnement dans le plan-H présente un bon accord avec les résultats d'optimisation EM à 60,5 GHz. Cet exemple valide la capacité de la technologie SLA 3D céramique de fabriquer des composants complexes pour des applications différentes.

II.4.2.6. Filtre à deux pôles optimisé

La stéréolithographie céramique 3D est aussi appliquée pour construire des structures complexes optimisées à partir d'outils d'optimisation de forme 3D développés à XLIM. H. Khalil a présenté, lors de ses travaux de thèse [I-29], plusieurs pièces qui sont optimisées par gradient topologique et fabriquées par SLA. Cette technique logicielle d'optimisation est appliquée afin de converger vers le comportement fréquentiel de référence exprimé en début du cycle d'optimisation.

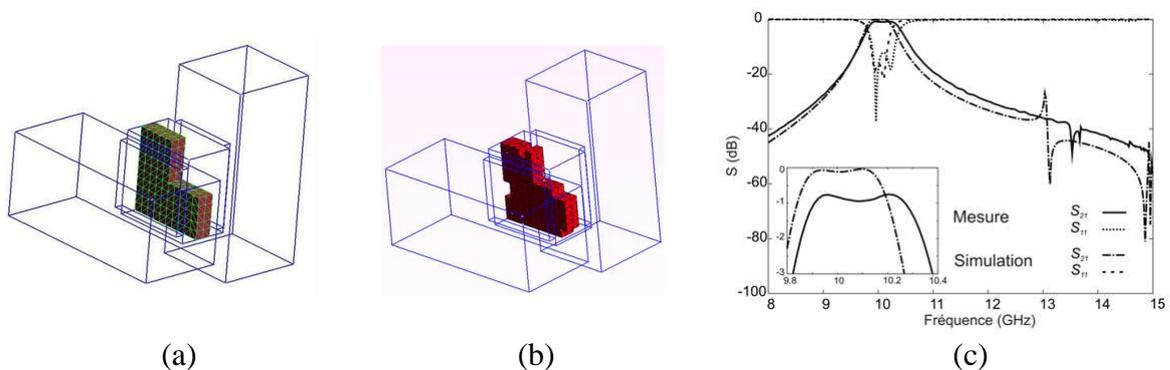


Figure I-21 : (a) Filtre de référence; (b) Filtre optimisé (pièce céramique en rouge); (c) Réponses simulées et mesurées du filtre optimisé [I-29]

Le filtre à 2 pôles est constitué d'un résonateur diélectrique coupé en un coin pour coupler les deux polarisations du mode de résonance qui sont excitées par des iris rectangulaires connectés à des guides d'onde standard. La Figure I-21 montre le filtre de base sans optimisation (à gauche), la configuration de filtre après optimisation (centre) et ses réponses EM et expérimentales.

II.5. Techniques de fabrication associées avec la SLA 3D

La plupart des pièces céramiques traitées dans ce manuscrit et fabriquées par la SLA 3D ont besoin d'être métallisées partialement ou complètement. Ce blindage est nécessaire pour assurer le confinement du champ électromagnétique dans la pièce céramique d'un côté, et pour graver les accès d'entrée/sortie de l'autre. Nous allons dans cette partie présenter deux techniques de fabrication associées avec la SLA 3D et utilisées au laboratoire Xlim. La pulvérisation magnétron est une technique de métallisation et la lithographie est une technique de gravure.

II.5.1. La pulvérisation magnétron [I-30]

La pulvérisation cathodique magnétron continue est largement utilisée industriellement pour déposer des couches minces conductrices par pulvérisation d'une cible. Elle présente l'avantage d'autoriser des dépôts de couches minces en grande surface, à basse et à haute température, à des vitesses de dépôt élevées et avec une bonne adhérence.

Un grand nombre d'appareils de pulvérisation reprennent le schéma de base de la Figure I-22. Nous décrivons plus particulièrement ici le fonctionnement de la machine utilisée lors de notre travail. Le matériau à déposer que l'on désignera sous le terme : cible (Au) est introduit dans une enceinte sous vide primaire et se présente sous la forme d'une plaque circulaire de quelques millimètres d'épaisseur. Cette cible est fixée sur une électrode refroidie portée à un potentiel négatif de 3 à 5KV (la cathode). Cette électrode crée de plus, un champ magnétique continu parallèle à la cible. Une deuxième électrode (l'anode) est placée à quelques centimètres sous la cible (6 cm). Dans notre cas l'anode sert de porte substrat, elle est maintenue à la masse. Il est possible de réguler sa température.

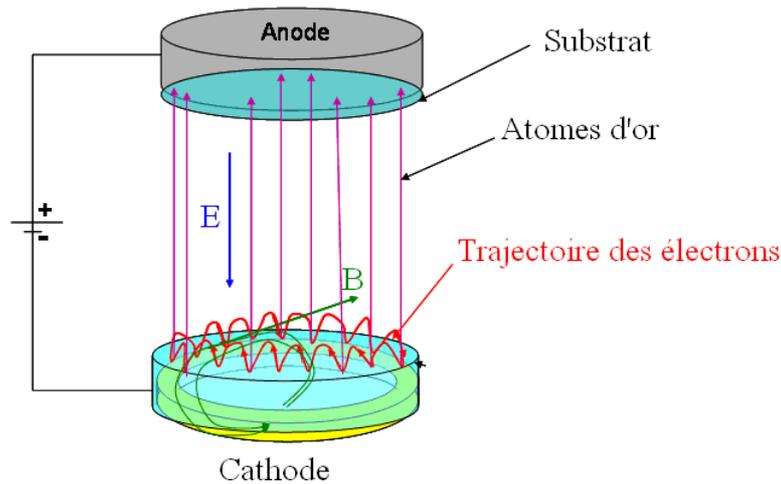


Figure I-22 : Configuration de la technologie pulvérisation cathodique

Après avoir assuré un vide secondaire de l'ordre de 10^{-4} Pa dans l'enceinte, des gaz résiduels argons éventuellement additionnés d'oxygène sont introduits selon les matériaux (Au). Quand la pression dans l'enceinte est voisine de 0,4 Pa (3 mTorr) et que la différence de potentiel entre les électrodes est supérieure à quelques centaines de volts (400V) le champ électrique créé entre les deux électrodes provoque l'ionisation du gaz résiduel et l'établissement d'un plasma dans lequel les électrons sont attirés par l'anode et les ions par la cible (établissement d'un courant). L'ionisation est particulièrement intense dans la zone où règne le champ magnétique. Dans cette zone la trajectoire des électrons est cycloïdale augmentant ainsi considérablement la possibilité de collision avec les atomes d'argon, et en conséquence la quantité d'ions argon produits Ar^+ . Il en résulte une augmentation locale de la densité de courant ionique sur la cathode. De grands taux de pulvérisation peuvent être ainsi obtenus.

Cette technologie présente les avantages suivants :

- technique assez simple à mettre en œuvre,
- dépôts de tous types de matériaux,
- bonne adhérence des dépôts,
- bon pouvoir de recouvrement,
- faible porosité de la couche,
- homogénéité de la couche.

En effet, cette technique de métallisation est dédiée pour des structures planaires parce que le dépôt est quasiment uniforme sur toute la surface de l'anode. Six phases de métallisation sont nécessaires pour métalliser entièrement une pièce 3D. De plus, une pièce céramique est normalement métallisée en utilisant une couche d'accroche avant de déposer le métal souhaité. Autrement dit, une pièce céramique 3D aurait besoin de douze dépôts (métal + sous-couche d'accroche) pour assurer sa métallisation.

Afin de diminuer le nombre de ces dépôts, nous avons essayé de faire les métallisations sans une couche d'accroche. Un test d'adhérence a été effectué afin de détecter la qualité de la métallisation sans cette couche. Pour cela, nous avons métallisé une plaque d'alumine portée à une température très élevée (480 °C). L'adhérence a été mesurée avec le test du scotch. Nous effectuons des rayures sur le dépôt et ceci dans les deux sens. Ensuite, nous appliquons fortement un morceau de ruban adhésif (réf. 25 25 de chez 3M) puis nous tirons sur le scotch perpendiculairement à la surface de l'échantillon. Nous avons constaté une très bonne adhérence puisqu'aucun décollement de couches n'a été observé. Grâce à ce résultat, la métallisation de toutes les pièces céramiques à Xlim pendant ma thèse a été effectuée sans une couche d'accroche.

L'épaisseur du métal déposé est contrôlée par la vitesse de dépôt. Cette dernière est variable en fonction des paramètres de pulvérisation. Pour une puissance de 50 W, un flux d'argon de 8 SCCM (Standard Cubic Centimeters per Minute), une pression de 0,4 Pa, la vitesse moyenne de dépôt est de l'ordre de 100 nm/min. Pour les métallisations effectuées lors de ma thèse, nous avons choisi de déposer une épaisseur de 200 nm (2 minutes de dépôt) et d'augmenter cette épaisseur jusqu'à 5 µm par la technique de l'électrolyse.

II.5.2. La lithographie [I-31]

La lithographie est une technique qui permet de créer des motifs dans une couche de circuit. La lithographie consiste en l'exposition à la lumière ultra-violette, à travers un masque, d'une fine couche de résine photosensible, étalée à la surface du wafer. C'est le masque qui, en servant d'écran aux rayons ultra-violet focalisés va permettre de sélectionner les parties du substrat à insoler. La Figure I-23 présente le comportement d'un masque vis à vis de la lumière.

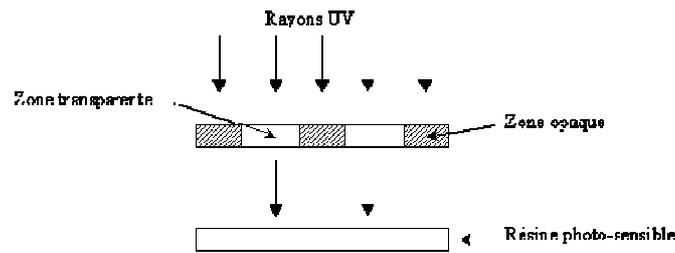


Figure I-23 : Filtrage spatial de la lumière par le masque

La lumière traverse uniquement les zones transparentes et est stoppée par les zones opaques. Elle viendra donc insoler ponctuellement la résine photosensible. Ces zones opaques sont généralement obtenues avec des dépôts de chrome ou des sels d'argent, imperméables aux rayons ultra-violet émis par l'aligneur de masques. Il existe deux types de résines photosensibles : les résines positives et les résines négatives. Pour des résines positives, les rayons ultra-violet (UV) brisent les chaînes carbonées aux endroits exposés, permettant ainsi de dissoudre ces zones et de les éliminer dans un développeur.

Pour les résines négatives, les UV polymérisent la résine aux endroits exposés, la rendant ainsi résistante au développeur. Les zones non exposées seront alors dissoutes. La Figure I-24 présente les différentes étapes d'une lithographie pour une résine positive et négative.

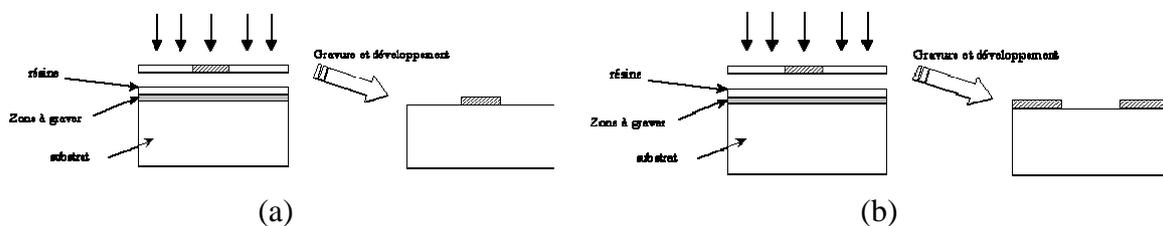


Figure I-24 : (a) Motif avec une résine positive; (b) motif avec une résine négative

Nous présenterons au cours de manuscrit d'autres exemples d'applications de la SLA, qui ont été réalisés au cours de travail de thèse. Les étapes de conception, de réalisation et tests de ces dispositifs de filtrage seront décrites en détail dans les prochains chapitres. Cela nous permettra notamment de mettre en évidence les avantages et inconvénients présentés par la SLA pour la réalisation de composants RF (tolérances de fabrication, matériaux céramiques utilisés, limitation des dimensions ...)

Comme nous l'avons énoncé précédemment, au cours de ce travail de thèse, nous nous sommes également intéressés à l'utilisation de la technologie de Low Temperature Cofired

Ceramic pour la fabrication de dispositifs de filtrage millimétriques et sub-millimétriques. Le paragraphe suivant est dédié à la présentation de cette technologie.

III. Technologie LTCC

Les procédés de technologies multicouches « Temperature Cofired Ceramic » sont apparus vers le début des années 1990. Ils consistent à empiler des plaques diélectriques (céramique), préalablement munis des motifs conducteurs, résistances, capacités, et de trous métallisés (vias) pour les connexions entre plaques. Après laminage, elles subissent un traitement thermique sous atmosphère pour la soudure aux interfaces. Les étapes de fabrication différentes sont présentées en détails dans la partie suivante.

Pour une température de cuisson au-dessus de 1000°C on parle de procédé céramique à haute température (High Temperature Cofired Ceramic HTCC) et de procédé céramique à basse température (Low Temperature Cofired Ceramic LTCC) pour des températures inférieures à 1000°C (typiquement 850°C) [I-32].

La technologie LTCC ou HTCC utilise un procédé MHMIC couche épaisse. Ces nouveaux procédés ont été développés pour répondre aux exigences de coût, de performances et de complexité [I-33] pour les applications en fréquences basses (bande L) [I-34]. Ces dernières années, La technologie LTCC a largement attiré l'attention des ingénieurs des chaînes micro-ondes et millimétriques pour leurs avantages supérieurs sur des autres technologies de substrat [I-35].

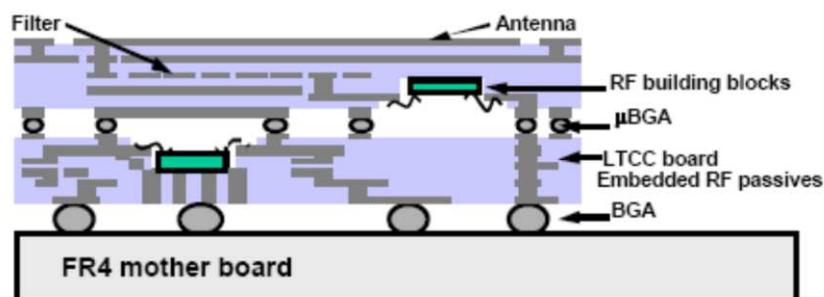


Figure I-25 : Concept de module intégré 3D [I-36]

En effet, 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 option très bonne pour augmenter la densité des composants diminuant ainsi la taille globale des structures et les coûts de design [I-35]. Donc, il est possible de réaliser, par exemple, des

modules fortement intégré [I-36] (montré sur la Figure I-25) et des filtres millimétriques qui présentent de grandes performances électriques [I-37], [I-38].

III.1. Procédé de fabrication [I-39]

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

Les paragraphes suivants vont être consacrés à la description plus détaillée de la technologie LTCC utilisée. Nous allons décrire les différents substrats et matériaux conducteurs employés, ainsi que les différentes méthodes de fabrication qui ont été mises en œuvre. Ceci afin d'intégrer et de prendre en compte dès la conception, la façon dont sera fabriqué le circuit et ainsi anticiper les points sensibles auxquels il faudra porter attention lors de l'optimisation des dimensions du circuit.

III.1.1. Conception

La technologie Low Temperature Cofired Ceramic permet de produire des circuits multicouches à partir de simples feuilles de céramique laminées ensemble et cuites en une seule étape. La mise au point des matériaux LTCC ayant une température de cuisson inférieure à 1000°C a permis l'utilisation de métaux faiblement résistifs comme l'or, le cuivre et l'argent et donc d'améliorer les performances des circuits réalisés.

Avec la technologie LTCC, l'intégration des composants se fait aussi bien horizontalement que verticalement et permet ainsi la conception de circuits utilisant les trois dimensions. Grâce à cette approche multicouches et à la possibilité d'enterrer des composants passifs, ce procédé correspond à la demande actuelle concernant l'augmentation de la densité d'intégration des circuits avec des réductions de dimensions pouvant aller jusqu'à 50% comparé à un Printed Circuit Board (PCB).

III.1.2. Propriétés des différents matériaux

Les céramiques LTCC sont fabriquées à partir d'un mélange de verre, d'alumine, de composés organiques et de solvant. Bien sûr un large choix sur les différentes contraintes physiques et mécaniques est proposé suivant les différentes proportions des éléments qui sont introduits.

Le premier critère à considérer avant d'entreprendre toute conception concerne le choix des matériaux à utiliser. Plusieurs industriels sont sur le marché (Dupont, Ferro, Heraeus, Kyocera...) et proposent leur propre matériau LTCC.

Selon les proportions des différents composants, les fabricants proposent des céramiques dont les propriétés physiques varient : permittivité, pertes diélectriques, épaisseur des couches, conductivité thermique, résistance mécanique,... Nous présentons, sur le Tableau I-2, les principales caractéristiques de quelques exemples de matériaux proposés par les industriels et disponibles par VTT.

Propriétés physiques	Dupont 951	Dupont 943	Ferro A6S	Ferro A6M	Heraeus CT2000	Heraeus CT765
Constante diélectrique	7,8 (10 MHz)	7,4 (40 GHz)	5,9 (1 – 100 GHz)	5,9	9,1 (2,5 GHz)	68,7 (2,5 GHz)
Tangente de pertes ($\times 10^{-3}$)	1,5	1	1,3	1,65 (30 GHz)	2,27	1,73
Épaisseur des couches après cuisson (μm)	130	114	99	96 ($\pm 1\%$) 196 ($\pm 2,5\%$)	106	80
Rétrécissement des couches						
X – Y (%)	13	10	16	15	10	16
Z (%)	20	15	22	24	21	23

Tableau I-2 : Caractéristiques principales de quelques matériaux LTCC

Les technologues doivent considérer le rétrécissement des couches qui se produit lors de la cuisson, variant d'un matériau à un autre. Nous présentons aussi ces variations pour différents matériaux dans le même Tableau I-2 au dessus. En pratique, chaque structure individuelle sur le substrat devrait avoir la même déviation des dimensions nominales, mais la quantité de métallisation peut affecter ce pourcentage.

Par contre, le rétrécissement n'est pas tout à fait le même au centre des circuits fabriqués ou sur les bords. Ceci est causé par la différence dans la distribution des éléments métalliques (vias, lignes,...) dans la structure et aussi par la différence dans la force de friction entre les couches quand celles-ci contractent à la cuisson. De plus la force de friction est affectée par l'épaisseur de laminage. Le rétrécissement en x et y devrait être identiques si les couches de métal sont symétriques, ce qui n'est que peu souvent le cas.

Afin de comparer les tolérances de fabrication pour des différents fabricants, nous présentons les pourcentages de rétrécissement de Ferro A6-M suivant les trois dimensions (voir Tableau I-3). A noter que le pourcentage de rétrécissement fourni par Ferro Electronic Material Systems [I-40] est de $15,2 \pm 0,3\%$ suivant les axes x et y, et de $24 \pm 0,3\%$ suivant l'axe z. On peut noter que les valeurs présentées tableau ci-dessous sont très proches.

	VTT [I-39]	Anaren Microwave [I-41]	DT microcircuits [I-42]	CTS Microelectronics [I-43]
X – Y (%)	$15 \pm 0,3\%$	$14,85 \pm 0,3\%$	$15,3 \pm 0,2\%$	$15,2 \pm 0,3\%$
Z (%)	$24 \pm 0,3\%$	$25 \pm 0,5\%$	$24 \pm 0,2\%$	$26 \pm 0,5\%$

Tableau I-3 : Pourcentages de rétrécissement de Ferro A6-M fournis par des différents fabricants

Nous avons eu, au cours de nos travaux, l'occasion de nous servir des deux matériaux suivant : le FerroA6-S et le Ferro A6-M, et de tester, comme nous le verrons, leurs performances à différentes fréquences et pour différentes configurations. Dans le cadre de notre étude, les maquettes LTCC sont définies selon les règles de conception imposées par VTT qui s'est chargé de toutes les réalisations.

III.1.3. Règles de conception

La conception de structures multicouches nécessite le respect de règles de dessin adaptées aux contraintes de la technologie. Alors chaque fabricant fait connaître ses propres règles de dessin suivant le type de céramique qui est utilisé. Le respect de toutes les recommandations durant la phase de conception contribue de la sorte à la minimisation du coût de production et des erreurs de fabrication. Nous présentons ici une liste non exhaustive de règles de dessin à respecter lors du processus technologique standard [I-44].

III.1.3.1. Vias métalliques :

Il existe trois dimensions différentes de diamètres de vias : 100, 150 et 200 μm . Il est recommandé de n'utiliser qu'un seul diamètre de vias sur une même couche. Les empilements de vias sont possibles à travers plusieurs couches de LTCC. Quelques règles sont également à observer quant à l'écartement minimal entre vias :

- La distance minimale entre deux vias (centre à centre) à l'intérieur d'une même couche doit être au moins égale à 2,5 fois le diamètre du via.
- La distance minimale entre deux vias (centre à centre) sur deux couches différentes doit être égale à au moins 2 fois le diamètre du via utilisé.
- La distance minimale entre le centre d'un via et le bord de la structure doit être égale à 3 fois le diamètre du via.

Durant notre travail, les vias de 100 μm diamètre seront expérimentés parce que les structures réalisées en LTCC seront dédiées à des applications à 150 GHz, qui comme nous l'expliquerons nécessitent des vias à très faible diamètre.

III.1.3.2. Lignes conductrices :

La largeur minimale d'une ligne doit être de 150 μm , sa largeur maximale doit être de 1.5 mm. L'espace minimal entre deux lignes est de 150 μm et l'espace minimal entre une ligne et un via non connecté à cette ligne est de 125 μm .

III.2. Les étapes de fabrication

Les procédés de fabrication de modules LTCC varient peu selon les fabricants. Nous présentons ci-dessous les principales étapes de la chaîne de réalisation de VTT [I-44] (voir Figure I-26).

- **La préparation :** cette étape regroupe les phases de préparation du matériau. Les feuilles de céramique sont déroulées et découpées au format du circuit avec une lame, un poinçon ou un laser. Pour certains matériaux, les feuilles doivent subir une cuisson. Des marques de repérage sont ensuite appliquées pour permettre l'alignement des couches entre elles en fin de processus.

- **Le perçage** : les trous et les cavités sont ouvertes dans les couches concernées. Cette étape est réalisée par poinçonnage ou usinage laser.
- **Le remplissage** : Les trous percés à l'étape précédente sont remplis avec une encre conductrice en utilisant un pochoir, dans notre cas avec de l'argent. Pour faciliter le remplissage des trous par l'encre, le diamètre des vias doit être supérieur à l'épaisseur de la couche de céramique. Dans certains cas, une pompe peut être placée sous la couche pour faciliter le remplissage. Les vias formés vont permettre de connecter les couches électriquement entre elles.

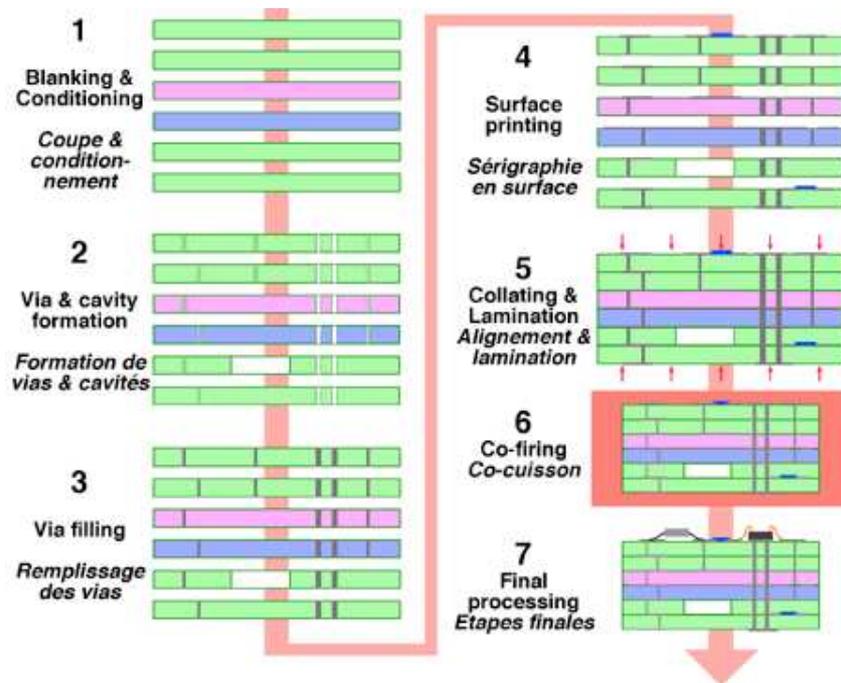


Figure I-26 : Description des étapes de la chaîne de fabrication [I-45]

- **L'impression** : les lignes conductrices, les composants passifs et les plans de masse sont imprimés sur chaque feuille avec le même procédé que pour le remplissage des trous. Les feuilles sont ensuite séchées dans une étuve. A ce stade, toutes les couches peuvent être contrôlées visuellement et électriquement avant de passer à l'étape suivante.
- **L'alignement et le laminage des couches**: les couches de LTCC qui vont composer le module final sont empilées et alignées à l'aide des repères posés lors de la première étape puis elles sont placées dix minutes sous pression à une température de 70 °C.
- **La cuisson**: une seule cuisson est nécessaire pour toutes les couches, les matières organiques contenues dans le matériau LTCC sont brûlées à une température de

900°C. A cette étape, les couches de LTCC forment un bloc compact et rigide. Une cuisson unique pour toutes les couches permet un meilleur contrôle de la valeur finale des composants passifs.

- **Les préparations finales :** la surface supérieure peut recevoir l'impression d'un réseau de lignes conductrices pour y fixer des circuits passifs ou actifs. La face inférieure peut recevoir une connectique permettant le report sur une carte mère. Des tests sur la géométrie et les caractéristiques électriques sont effectués afin de valider le module.

III.3. Exemples d'applications

A ce jour, la technologie LTCC peut être appliquée dans les systèmes de radar, la communication médicale sans fil haute fréquence, les circuits numérique/analogique, les satellites et des applications militaires diverses [I-46]. Cette technologie est largement utilisée dans la fabrication de dispositifs haute fréquence comme le bluetooth LTCC, les modules d'antenne, des émetteurs, des amplificateurs de puissance [I-47], des filtres, commutateurs de duplexeurs et d'autres applications.

Au début, la technologie LTCC a surtout été utilisée pour la production de grand volume des dispositifs micro-ondes. Utilisant cette technologie, il est aussi possible de produire des MEMS et MOEMS [I-48]. Sur la Figure Figure I-27, on présente un filtre passe-bande accordable fabriqué sur un wafer LTCC en utilisant une technique de « MEMS-on-LTCC » [I-49]. Le filtre fonctionne dans la bande Ku et il est constitué de trois résonateurs microrubans MEMS chargés par des varicaps. Les dimensions globales du filtre sont de 3,3 mm par 1,7 mm tandis que la bande passante accordable est de 36%. Les réponses de paramètres S en transmission sont présentées sur la même Figure I-27.

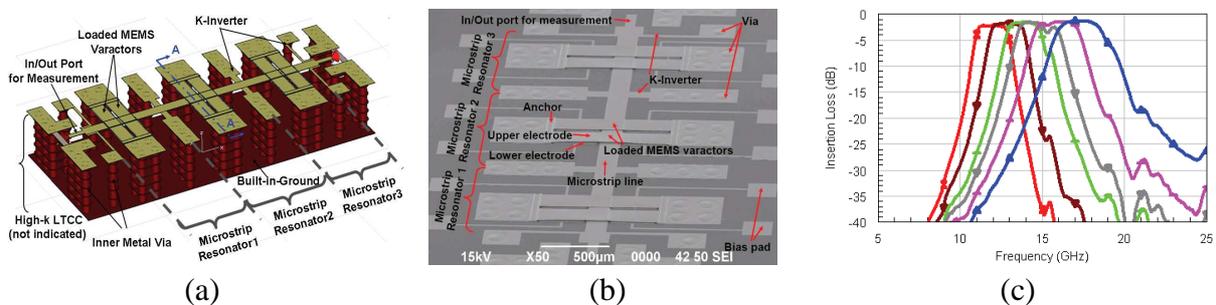


Figure I-27 : (a) Modèle 3D du filtre accordable; (b) Une Photographie SEM; (c) Réponses EM en transmission entre 12 GHz et 17,3 GHz [I-49]

Récemment, le LTCC a été aussi appliqué pour la production de capteurs et des déclencheurs. La première application de tels capteurs en technologie LTCC a été présentée par Bansky [I-50]. Un autre capteur de force fabriqué en Dupont 951 est présenté dans [I-51]. C. W. Tang présente un diplexeur et un triplexeur conçu par cette technologie pour des bandes de fréquences autour 1,2 et 2,4 GHz [I-52]. Ils sont connectés avec un filtre passe bande et réalisés dans la même structure avec le substrat Dupont 951.

Le nombre de modules LTCC hyperfréquences développés ces dernières années est très important, que ce soit pour des applications GPRS (Global Packet Radio Service) [I-53], WLAN [I-54], des communications satellites [I-55] ou des applications en bande V [I-56].

III.3.1. Filtrage en bandes C, X

Des techniques diverses ont été récemment utilisées pour réaliser des filtres aux hautes fréquences. Un effort spécial a été effectué sur les filtres passe bande. Ce type de filtre est considéré comme un des composants les plus importants dans les chaînes RF/ millimétriques/ submillimétriques, avec un grand intérêt pour la miniaturisation des designs 3D. En plus des technologies classiques planaires et des guides d'ondes, plusieurs autres technologies ont été utilisées pour fabriquer des filtres passe-bande : LCP [I-57], PCB-Si multicouches [I-58], CMOS [I-59] et MMIC [I-60].

La technologie LTCC est une solution technologique appropriée pour la réalisation de filtres passe-bande. Pour satisfaire des spécificités électriques particulières, le LTCC est une alternative prometteuse et qui a déjà largement démontré ses atouts face aux autres technologies multicouches à en juger par l'engouement de ces dernières années porté sur le développement des filtres microondes.

Le caractère multicouche permet l'utilisation et l'interaction de plusieurs composants afin de créer des mécanismes de couplage et de rétroactions, créant ainsi des fonctions de transfert complexes dans un espace limité [I-61], [I-62], [I-63]. De tels filtres LTCC sont mis en application dans les systèmes sans fil de multimédia [I-64], les chaînes d'émission/réception [I-65], les duplexeurs et les triplexeurs [I-66].

Plusieurs approches peuvent être appliquées à la conception du filtre LTCC. Cela dépend du type de résonateurs, les types de couplages, processus technologique et cetera. La structure pourrait être basée sur des éléments localisés [I-67] ou sur des cavités résonantes. Il pourrait être aussi basé sur des résonateurs de type ridge [I-68].

J. Chen présente dans [I-65] un récepteur fabriqué par LTCC qui fonctionne dans la bande X. Le filtre installé dans ce récepteur est de type quasi-elliptique. Il contient deux cavités résonantes sur le mode TE_{101} et superposées sur une autre plus grande. Ces deux cavités sont couplées entre elles par un iris et par des petites fentes avec l'autre cavité plus grande qui résonne sur le mode TE_{201} . La simulation donne une réponse de filtre 3-pôle centrée à 10,2 GHz avec un zéro de transmission vers les basses fréquences.

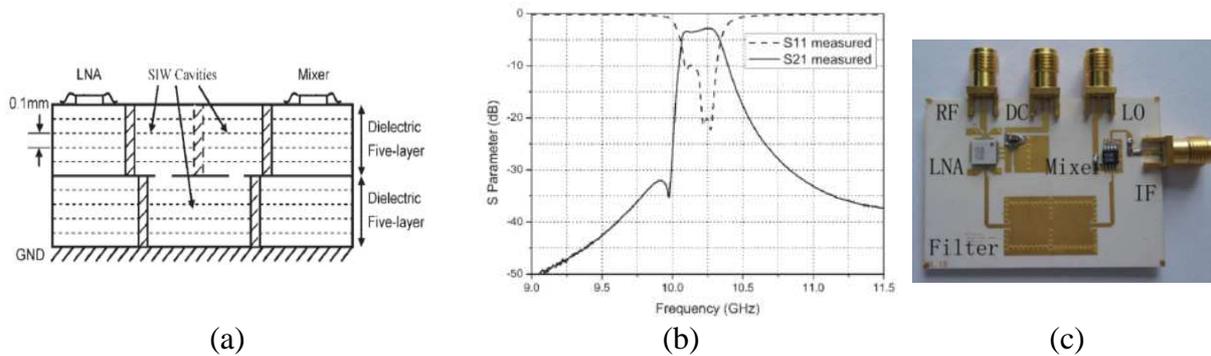


Figure I-28 : (a) Vue en coupe du filtre; (b) Réponse mesurée correspondante; (c) Photographie du récepteur entière [I-65]

La connexion du filtre avec les autres composants du récepteur est assurée par des lignes micro-ruban. Sur la Figure I-28, nous observons la vue en coupe du filtre avec sa réponse en fréquence et une photo du récepteur en bande X fabriqué par la technologie LTCC en utilisant le Ferro A6M de permittivité 5,9 et de tangente de pertes de 0,002. La taille totale du récepteur est de $3 \times 4 \text{ cm}^2$.

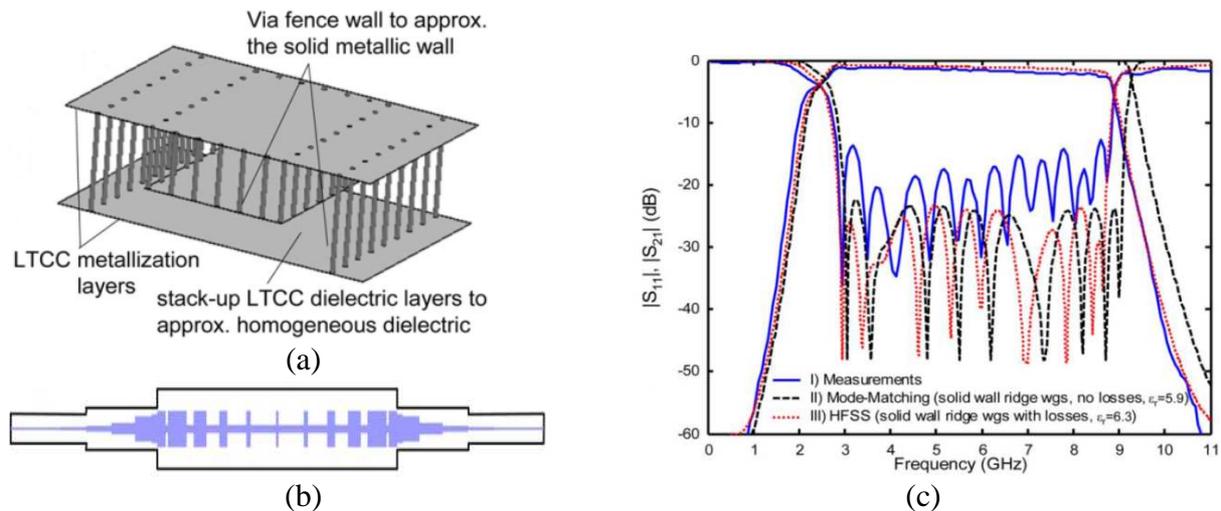


Figure I-29 : (a) Résonateur de type "ridge"; (b) Layout du filtre; (c) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-69]

Un filtre de très large bande passante (UWB) est fabriqué par LTCC à base de résonateurs de type ridge et présenté par J.A. Ruiz-Cruz [I-69]. La Figure I-29 montre un résonateur diélectrique de type ridge implanté dans un guide d'onde et entouré par des rangées de vias alignés verticalement. Les murs horizontaux supérieurs et inférieurs du guide d'onde sont réalisés par des plans parallèles métalliques. Les dimensions globales de ce filtre sont de 1,02cm × 6,9cm.

Le filtre est constitué de neuf pôles et sa bande passante est située entre 3 et 9 GHz. Avec une transition ligne micro-ruban/ ridge guide d'onde, ce filtre est fabriqué dans un seul bloc par LTCC. Le layout et la validation expérimentale de ce filtre sont montrés sur la Figure I-29.

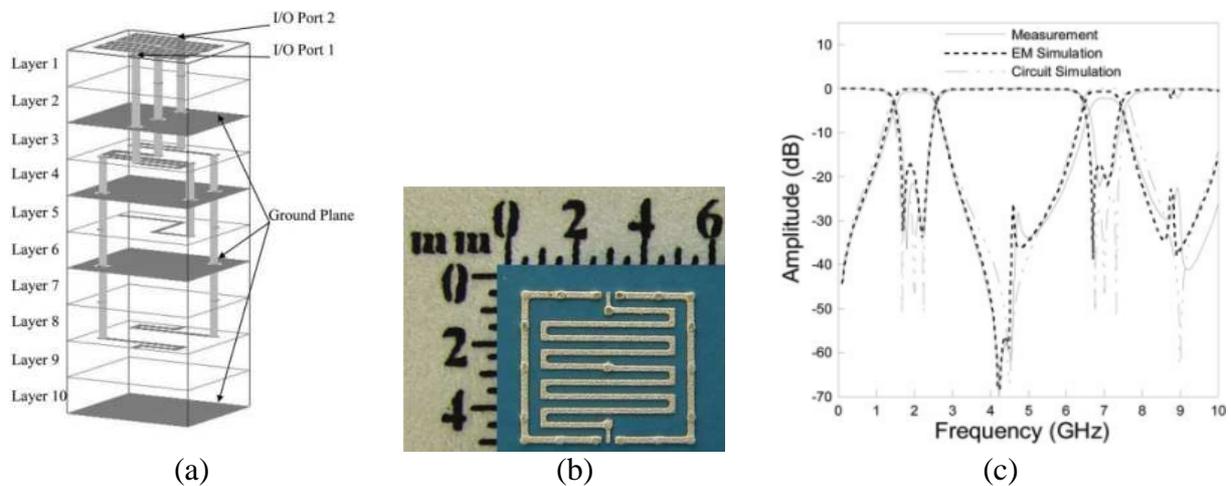


Figure I-30 : (a) Vue 3D du filtre; (b) Vue de dessus; (c) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-70]

Le LTCC est aussi employé pour les filtres bi-bande [I-70]. Afin de réduire la taille et donc le coût, deux filtres à bande passante unique peuvent être "fusionnés" pour l'obtention d'un seul filtre à double bande passante. Chacun de ces filtres opère aux fréquences 2 GHz et 7 GHz et possède la même taille que des filtres à bande passante unique.

Ce filtre à double bande passante, observé sur la Figure I-30, a été proposé et réalisé. Plusieurs résonateurs SIR (Stepped Impedance Resonator) de type $\lambda/4$ sont connectés à une ligne de transmission. Ce résonateur peut créer un zéro de transmission qui augmente l'isolation entre les deux bandes passantes et réduire le bruit du signal sur la liaison du récepteur.

III.3.2. Filtrage en bande millimétrique

La technologie LTCC s'illustre également dans la conception de filtres en bande millimétrique. Dans cette partie, nous essaierons de montrer les filtres LTCC actuels fonctionnant dans des gammes de fréquences très élevées.

Le procédé LTCC ne permet pas la réalisation de blindage vertical et donc il nécessite la réalisation de murs verticaux par l'utilisation de rangées de vias métalliques séparés par une très petite distance devant la longueur d'onde d'utilisation. Les vias permettent alors de blinder entièrement la structure. Cette idée a été retenue de nombreuses fois pour la réalisation de filtres en cavités avec de très bonnes performances électriques. L'idée d'utiliser des rangées de vias comme murs métalliques a été appliquée pour la réalisation de résonateurs en cavité [I-65].

Le filtre 4-pôles quasi-elliptique proposé par T-M Shen [I-71] est un exemple de tels résonateurs en cavité qui sont blindés par des vias métalliques pour assurer les murs verticaux. L'avantage de la fonction quasi-elliptique est que le filtre occupe une petite surface et a une très bonne sélectivité autour de la bande passante du filtre. Les cavités adjacentes sont couplées par une fente étroite au bord du mur commun ou par une fente inductive sur le mur latéral.

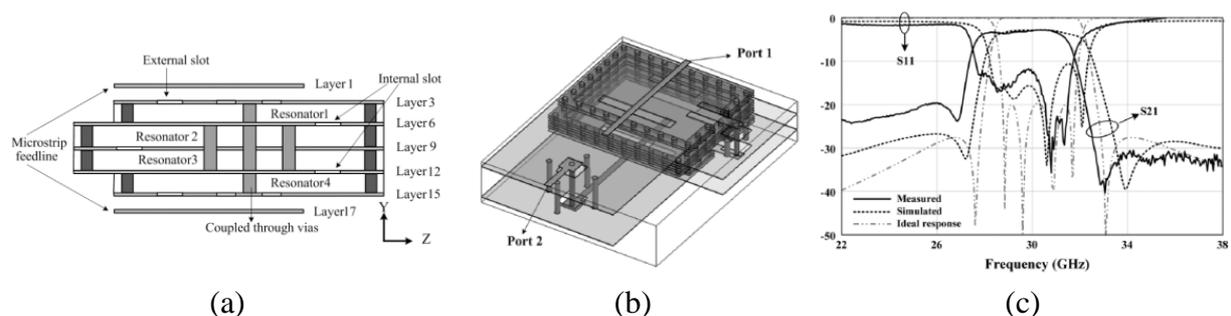


Figure I-31 : (a) Vue en coupe du filtre; (b) Vue 3D avec les accès; (c) Comparaison simulation/mesures [I-71]

Sur la Figure I-31, on peut voir une vue 3D du filtre et les courbes théoriques et expérimentales de sa réponse en fréquence. La fréquence centrale mesurée est 29,5 GHz et la bande passante à -3 dB est 3,93 GHz. Les pertes d'insertion dans la bande sont environ 2,8 dB et le coefficient de réflexion est supérieure à -12 dB. Un décalage d'environ 2% vers les basses fréquences est trouvé dans la réponse mesurée en comparaison avec les simulations.

Les auteurs ont expliqué ce décalage par un petit rétrécissement moins un important que prévu pendant la phase de fabrication.

L. Rigaudeau [I-35] a présenté deux types de cavités résonantes autour de 35 et 45 GHz et deux filtres 2-pôle et 3-pôle autour 39 et 38 GHz respectivement. La première cavité est basée sur un résonateur de type U. Ce résonateur est constitué d'une ligne métallique composant la base du U et deux vias métallisés, comme indiqué sur Figure I-32(a). La longueur totale du résonateur, c'est-à-dire la hauteur des deux vias et la longueur de la ligne, est proche de celle d'un résonateur planaire classique en $\lambda_g/2$ (où λ_g est la longueur d'onde guidée).

Les deux extrémités des vias métalliques ne sont connectées à aucun des deux plans de masse, pour cette raison ce résonateur est nommé « résonateur en circuit ouvert ». Ce dernier, noyé dans un substrat LTCC de huit couches, est complètement blindé par trois rangées périodiques de vias métalliques. Le résonateur résonne à 45,5 GHz et présente une valeur expérimentale de facteur de qualité à vide égale à 230 (250 en théorie).

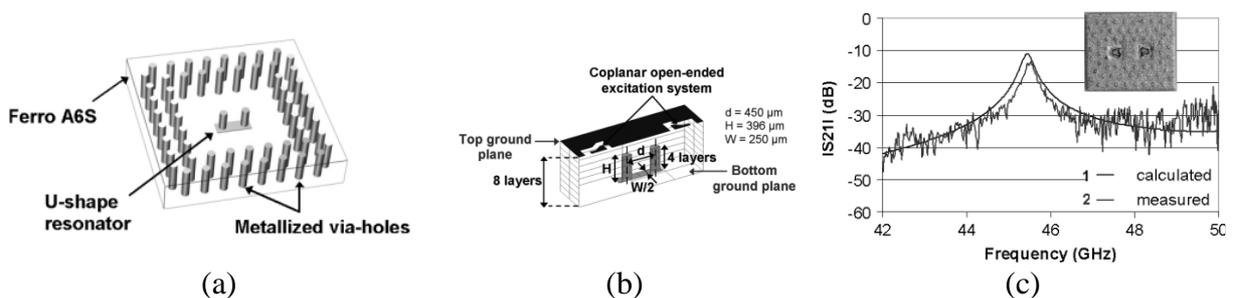


Figure I-32 : (a) Vue 3D du résonateur en circuit ouvert; (b) Vue en coupe; (c) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-35]

La structure suivante est aussi constituée d'un résonateur de type U. Les extrémités de ses vias métalliques sont connectées au plan de masse supérieur, amenant alors la dénomination « résonateur en court circuit ». La réponse mesurée, indiquée sur la Figure I-33, est satisfaisante et le facteur de qualité Q_0 expérimental est estimé à 330 à 34,5 GHz, il est en accord avec la valeur théorique (350) et valide les caractéristiques de ce résonateur 3D.

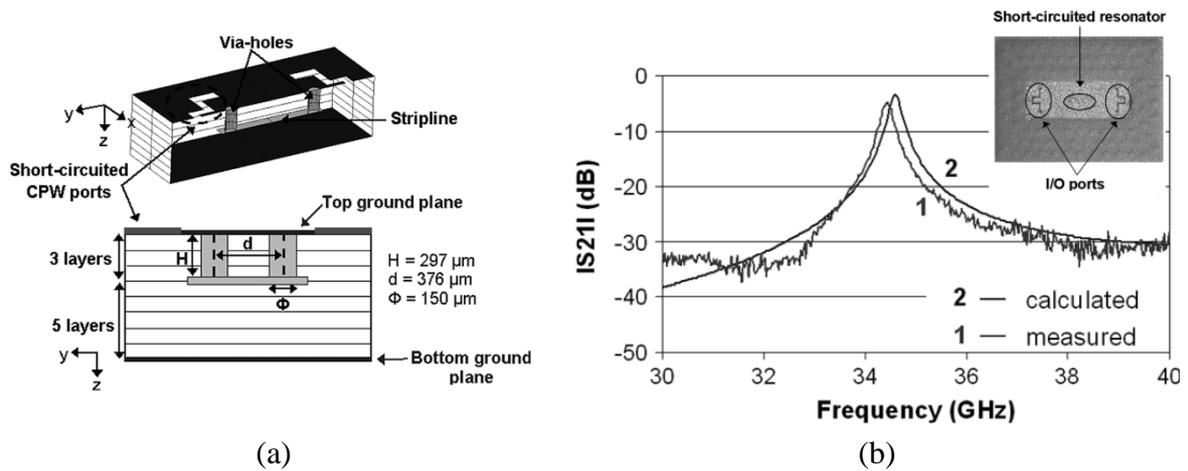


Figure I-33 : (a) Vues en coupe du résonateur en court circuit; (b) Comparaison simulation/mesures [I-35]

Le filtre suivant présente deux résonateurs en court circuit. Ils sont couplés par un iris formé par un espacement entre deux vias pour obtenir un filtre 2-pôle. Ce couplage magnétique est contrôlé par la largeur de cet iris. Comme l'indique la Figure I-34, les réponses simulées et mesurées sont en bon accord. La fréquence centrale mesurée du filtre est 39,4 GHz et la largeur de sa bande passante est de 10,8% avec 0,7 dB de pertes d'insertion.

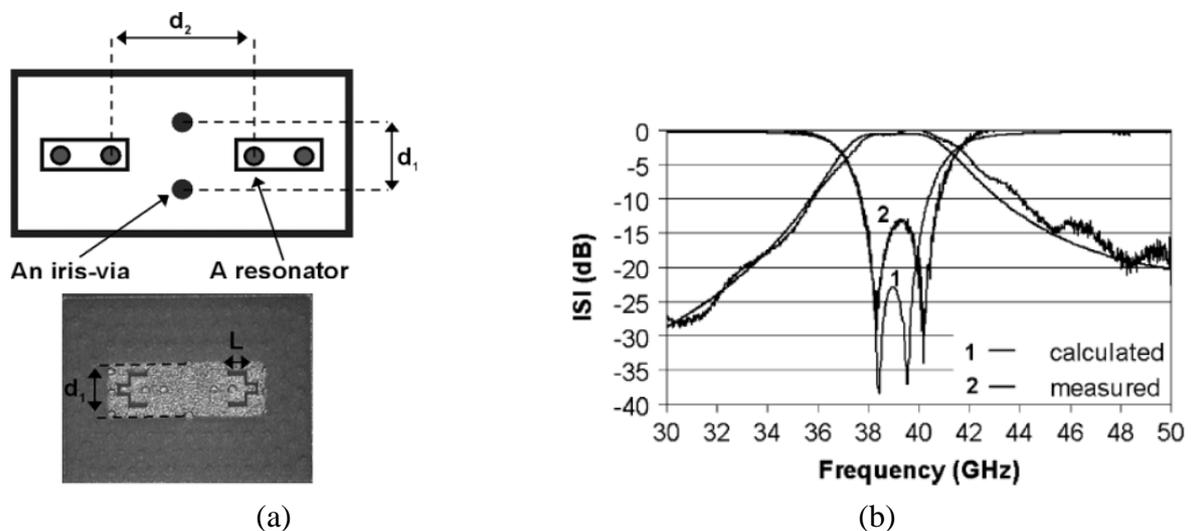


Figure I-34 : (a) Vue de dessus et photographie du filtre à deux pôles; (b) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-35]

Un autre filtre présenté par L. Rigaudeau est un filtre passe bande trois pôles. Il est réalisé par l'association de trois résonateurs en court circuit avec un couplage négative pour créer un zéro transmission. Les spécifications de filtrage sont une fréquence centrale de 38 GHz avec 7,4% bande passante et un zéro de transmission à 39,7 GHz.

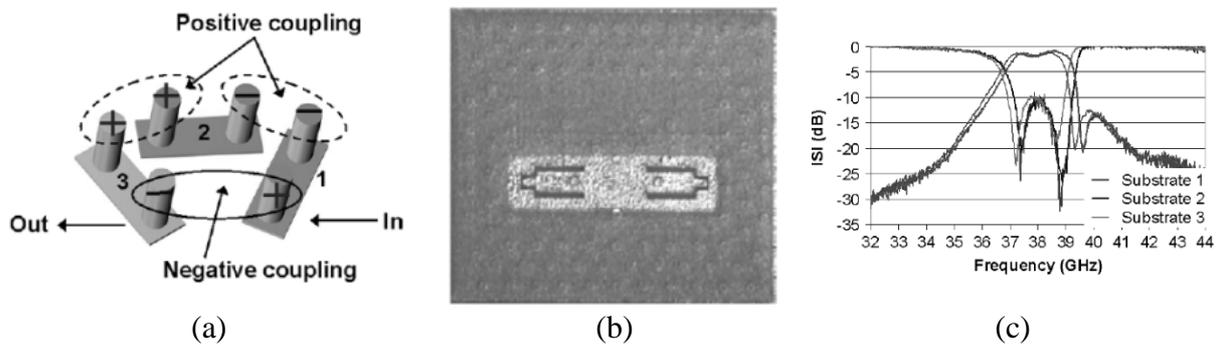


Figure I-35 : (a) Types de couplages entre les résonateurs; (b) Photographie du filtre; (c) Comparaison simulations/ mesures [I-35]

Une comparaison entre les réponses simulées et mesurées est montrée sur la Figure I-35. Le filtre présente une fréquence centrale $f_0 = 38,2$ GHz, une largeur de bande passante à -3 dB de 7,2% et des pertes d'insertion égales 1,7 dB à 38 GHz. Le niveau d'adaptation reste inférieur à -10 dB sur toute la bande et le zéro de transmission à 39,5 GHz permet d'obtenir une bonne réjection en bande haute.

P. Ferrand [I-37] a présenté la conception et la fabrication d'un filtre en bande Q à 42,6 GHz avec 7% de bande passante à -3 dB constitué de cavités délimitées dans le diélectrique par un réseau de vias métallisés comme indiqué sur la Figure I-36. L'intégration de plots capacitifs lui a permis de réduire l'encombrement de ces cavités.

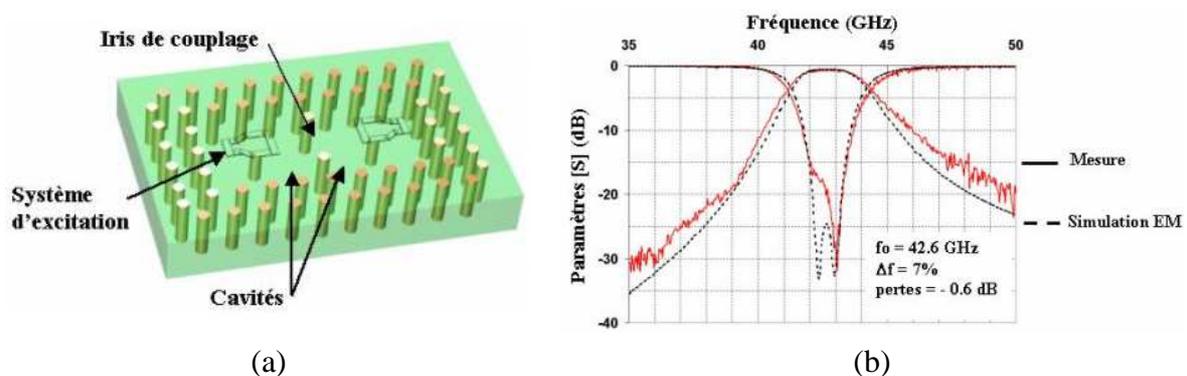


Figure I-36 : (a) Vue 3D du filtre à deux pôles; (b) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-37]

Lors de ses travaux de thèse, R. Valois a expérimenté un filtre deux pôles en guide d'onde [I-72]. Il présente des pertes d'insertion de 1,6 dB, sur une bande passante de 7,2% centré autour de 41,5 GHz.

Un filtre LTCC implémenté dans une configuration de lignes tri-plaques est proposé par Y. H. Cho [I-73] pour un 40 GHz MWS (Système de multimédia sans fils) radio. La Figure

I-37 expose une vue en coupe de layout du filtre passe bande centré à 41.8 GHz (10,8% bande passante) et connecté avec d'autres circuits MMIC actifs (Monolithic Microwave Integrated Circuits). En incluant les murs de vias et une transition ligne tri-plaque/ ligne coplanaire, la taille complète du filtre est de 5.5mm × 2.3mm × 0.6mm.

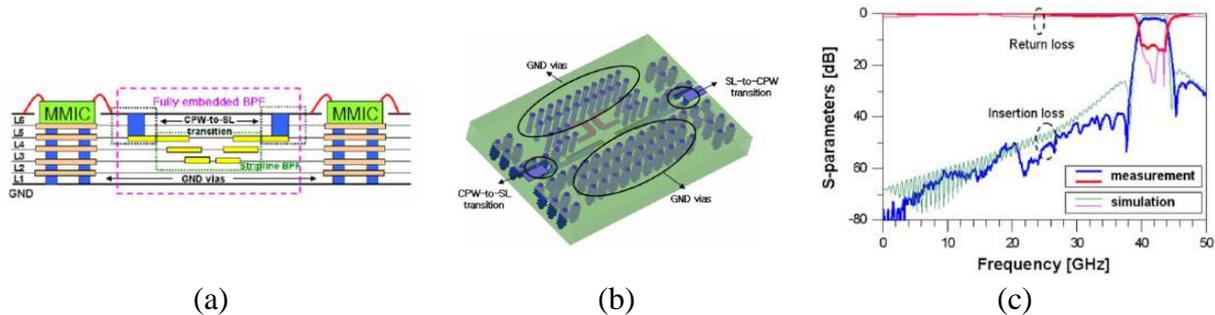


Figure I-37 : (a) Vue en coupe; (b) Vue 3D correspondante; (c) Comparaison simulation/ mesures [I-73]

Si nous voulons aller plus loin en fréquence concernant les filtres LTCC, nous présentons un filtre de type SIW (Substrate Integrated Waveguide) fabriqué par le LTCC pour des applications à 60 GHz [I-74]. Basé sur un résonateur de 224,5 de facteur de qualité, ce filtre a 1,77 dB de pertes d'insertion à 60,8 GHz avec une bande passante de 11%. Le schéma de la structure et les réponses en fréquence du filtre sont montrés sur la Figure I-38.

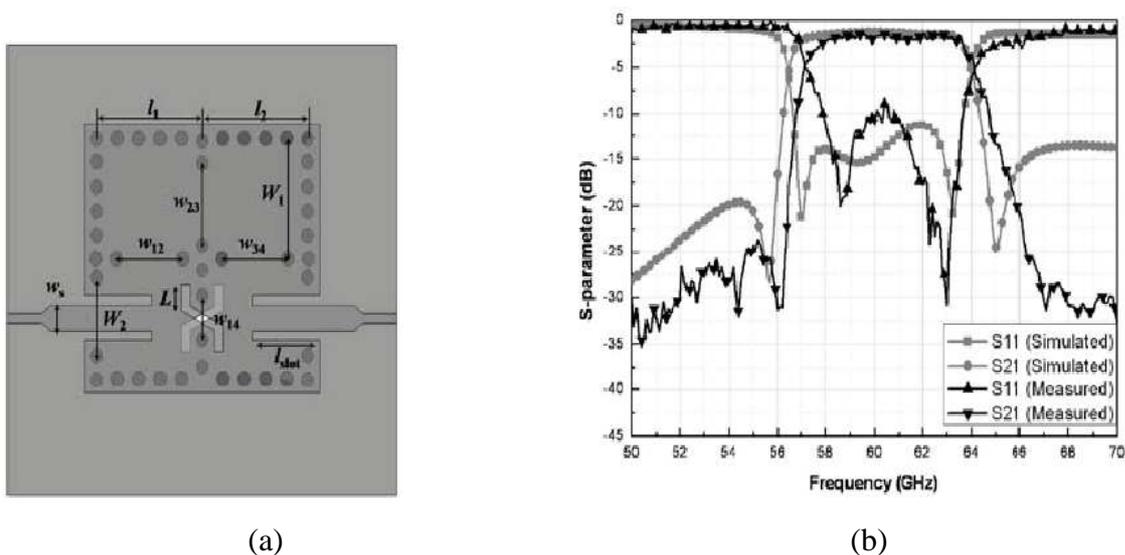


Figure I-38 : (a) Vue de dessus du filtre; (b) Réponses simulées et mesurées correspondantes [I-74]

Plusieurs filtres sont fabriqués en utilisant la technologie LTCC pour des applications autour 60 GHz [I-75], [I-76], [I-77]. A notre connaissance, il n'y a pas à ces jours de travaux

utilisant la technologie LTCC au delà de 60 GHz. Le travail que nous décrirons par la suite est en ce sens original, puisque nous proposons une application autour de 150 GHz.

IV. Conclusion du chapitre I

Ce premier chapitre nous a permis de nous focaliser sur deux technologies multicouches céramiques, la stéréolithographie 3D et la LTCC. Ces techniques sont apparues comme des solutions alternatives au cours de ces dernières années pour la conception de composants hyperfréquences. Nous avons présenté les procédés de fabrication, les contraintes technologiques ainsi que les règles de conception essentielles à connaître et à respecter durant les phases de conception et optimisation.

Comme nous le verrons, le choix de la technologie SLA céramique 3D et du CTTC de Limoges se révèle être très intéressant pour la réalisation de pièces 3D complexes. Néanmoins, ces pièces présentent un bon facteur de qualité à vide à cause de la haute densité de composants céramiques. Ce facteur est de l'ordre de 2000 à 9 GHz pour une densité de l'ordre de 90% [I-78]. Un des inconvénients de cette technologie est lié aux tolérances de fabrication qui peuvent être importantes et mal adaptées aux spécifications de filtrage hyperfréquence. Nous montrerons comment nous avons travaillé sur cet aspect dans les chapitres suivants.

Si la technologie LTCC a montré tout son potentiel pour des applications de 1 à 60 GHz, il n'existe pas à ce jour d'études relatives à des applications au delà de 100 GHz. Nous verrons qu'il est possible d'utiliser cette technologie à ces fréquences.

Dans les deux cas, suivant les spécifications de filtrages et les contraintes associées, nous chercherons à utiliser au mieux ces technologies en procédant avec rigueur dans notre démarche de conception.

V. Références du chapitre I

- [I-1] C.W. HULL
“Apparatus for production of three dimensional objects by stereolithography”
US patent, 4.475.330, 1986
- [I-2] M. BAEHREL
“Le prototypage rapide”
<http://pagesperso-orange.fr/michel.baehrel>
- [I-3] Y. ABOULIATIM, T. CHARTIER, C. CHAPUT & C. DELAGE
“Fabrication of ceramics by stereolithography”
RTejournal, Forum für Rapid Technologie, 2007
- [I-4] H. ANDREAS
“Rapid prototyping”
HANSER Publishers, 2003
- [I-5] ASSOCIATION FRANÇAISE DE PROTOTYPAGE RAPIDE
www.afpr.asso.fr
- [I-6] MANUFACTURING COST ESTIMATION
www.custompartnet.com
- [I-7] J.C. ANDRE, A. LE MEHAUTE & O. DE WITTE
“Dispositif pour réaliser un modèle de pièce industrielle”
Brevet français, 84.11.241, 1984
- [I-8] M. FURMAN
“Conception et fabrication par stéréolithographie d'un catalyseur monolithique en vue de l'intensification du procédé photocatalytique pour la dépollution de l'air”
Thèse de doctorat de l'Institut national polytechnique de Lorraine E.N.S.I.C. - NANCY, Décembre 2006
- [I-9] O. DUFAUD & S. CORBEL
“Oxygen diffusion in ceramic suspension for stereolithography”
Chemical Engineering Journal, vol. 92, n°1-3, p. 55-62, Avril 2003
- [I-10] S. MONNERET
“La microstéréolithographie et ses applications”
Mécanique et Industries, vol. 6, p. 457-462, Mai 2005
- [I-11] M. FARSARI, F. CLARET-TOURNIER, S. HUANG, C. CHATWIN, D. BUDGETT, P. BIRCH, R. YOUNG & J. RICHARDSON
“A novel highaccuracy micro-stereolithography method employing an adaptive electro-optic mask”
Journal of Materials Processing Technology, vol. 107, n°1-3, p. 167-172, 2000
- [I-12] J.E. GRAU, J. MOON, S. UHLAND, M.J. CIMA & E.M. SACHS
“High green density ceramic components fabricated by the slurry-based 3DP process”

Proceedings of the Solid Freeform Fabrication Symposium, p. 371-378, 1997, Austin, Texas, USA

[I-13] K. SUBRAMANIAN, N. VAIL, J. BARLOW & H. MARCUS
“Selective laser sintering of alumina with polymer binders”
Rapid Prototyping Journal, vol. 1, p. 24-35, 1995

[I-14] T. CHARTIER, C. CHAPUT, Y. ABOULIATIM & C. DELAGE
“Rapid prototyping: fabrication of three-dimensional complex ceramic parts by Stereolithographie”
CFI. Ceramic forum international, vol. 83, p. E12-E108, 2006

[I-15] 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, p. 2469-2474, 2008

[I-16] CENTRE DE TRANSFER DE TECHNOLOGIES CERAMIQUES
www.cttc.fr

[I-17] N. DELHOTE
“Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie. Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes”
Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, Octobre 2007

[I-18] T. CHARTIER, C. CHAPUT, F. DOREAU & M. LOISEAU
“Stereolithography of structural complex ceramic parts”
Journal of Materials Science, vol. 37, p. 3141-3147, 2002

[I-19] A. BERTSCH, S. JIGUET & P. RENAUD
“Microfabrication of ceramic components by microstereolithography”
Journal of Micromechanics and Microengineering, vol. 14, p. 197-203, 2003

[I-20] F. DOREAU, C. CHAPUT & T. CHARTIER.
“Stereolithography for manufacturing ceramic parts”
Wiley Interscience, Advanced Engineering Materials, vol. 2, n°8, p. 493-496, Juillet 2000

[I-21] H. YANG, J. SEGAL, M. TURITTO & S. RATCHEV
“Rapid manufacturing of micro fluidic devices by microstereolithography”
International Conferences on Multi-Material Micro Manufacture (4M), p. 157-160, Octobre 2009

[I-22] J.F. BOUYSSIE, S. BOUYSSIE, S. SHARROCK AND D. DURAN
“Stereolithographic models derived from x-ray computed tomography – Reproduction accuracy”
Journal of Surgical and Radiologic Anatomy, vol. 19, n°3, p. 193-199, 1997

[I-23] N. DELHOTE, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, C. DELAGE & C. CHAPUT
“Innovative shielded high Q dielectric resonator made of alumina by layer-by-layer stereolithography”
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, n° 6, p. 433-435, Juin 2007

- [I-24] H. S. SOZUER, & J. P. DOWLING
"Photonic band calculations for woodpile structure"
Journal of Modern Optics, Volume 43, pp. 231, 1994
- [I-25] 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, p. 1431-1434, Juin 2007
- [I-26] C. DUTERTE, N. DELHOTE, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, Y. ABOULIATIM & T. CHATIER
"3D ceramic microstereolithography applied to sub-millimeter devices manufacturing"
Proceedings of the 37th European Microwave Conference, p. 814-817, 8 -12 Octobre 2007, Munich, Germany
- [I-27] 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 and Technology, vol. 14, n°s1, p. 160-163, Juin 2009
- [I-28] N. T. NGUYEN, N. DELHOTE, M. ETTORRE, D. BAILLARGEAT, L. LE COQ, & R. SAULEAU
"Design and Characterization of 60-GHz Integrated Lens Antennas Fabricated Through Ceramic Stereolithography"
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Mai 2010
- [I-29] H. KHALIL
"Développement des techniques d'optimisation de forme pour la conception de composants hyperfréquences"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Septembre 2009
- [I-30] I. EL HOUTI EL JAZAIRI
"Transistors organiques transparents et imprimés à base de pentacène"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Novembre 2009
- [I-31] M. CHATRAS
"Filters micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 2003
- [I-32] O. SALMELA & P. IKALAINEN
"Ceramic packaging technologies for microwave applications"
Wireless Communications Conference, p. 162-164, 11-13 Août 1997
- [I-33] C. VASSEURE
"Les technologies"
Sommaire, 09/01/2005
- [I-34] M. J. RASARIO, F. LE-STRAT, P.F. ALLEAUME, J. CALDINHAS VAZ, J. SCHROTH, T. MULLER & J. COSTA FREIRE
"Low cost LTCC filters for a 30 GHz satellite system"
33rd European Microwave Conference, p. 817-820, Octobre 1997, Munich, Germany

[I-35] 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-36] S. PINEL, S. CHAKRABORTY, M. ROELLIG, R. KUNZE, S. MANDAL, H. LIANG, C.-H. LEE, R. LI, K. LIM, G. WHITE, M. TENTZERIS & J. LASKAR

“3D integrated LTCC module using μ BGA technology for compact C-band RF Front-End module”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, p. 1553-1556, 2-7 Juin 2002, Seattle, WA, USA

[I-37] P. FERRAND, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, J. PUECH, M. LAHTI & T. JAAKOLA

“LTCC reduced-size bandpass filters based on capacitively loaded cavities for Q band applications”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 1789-1792, 12-17 Juin 2005, Long Beach, CA, USA

[I-38] R. VALOIS, 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-39] VTT TECHNICAL RESEARCH CENTRE OF FINLAND

<http://www.vtt.fi/>

[I-40] FERRO ELECTRONIC MATERIAL SYSTEMS

<http://www.ferro.com>

[I-41] ANERAN MICROWAVE

<http://www.aneran.com>

[I-42] DT MICRO CIRCUITS CORPORATION

<http://www.dtmicrocircuits.com>

[I-43] CTS MICROELECTRONICS

<http://www.ctscorp.com>

[I-44] VTT - K. KAUTIO

“Design guidelines Low Temperature Co-fired Ceramic Modules”
<http://www.vtt.fi/>

[I-45] ECOLE POLYTECHNIQUE FEDERALE DE LAUSANNE

<http://lpm.epfl.ch/>

[I-46] C.Q. SCRANTOM & J.C. LAWSON

“LTCC technology: where we are and where we’re going-II”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p.193 -200, 1999

[I-47] W. BAKALSKI, N. ILKOV, O. DERNOVSEK, R. MATZ, W. SIMBURGER, P. WEGER, A.L. & SCHOLTZ

“5-6.5 GHz LTCC power amplifier module with 0.3 W at 2.4 V in Si-bipolar”

IEEE Electronics letters, volume 39, n° 4, p. 375-376, Mars 2003

[I-48] L.J. GOLONKA

“Technology and applications of Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) based sensors and microsystems”

Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 54, n°2, 2006

[I-49] XIAOYU MI, O. TOYODA & S. UEDA

“MEMS tunable bandpass filters on high-k LTCC”

23rd IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), p. 787-790, Janvier 2010, Wanachi, Hong Kong

[I-50] J. BANSKY, A. BROCKHAUS, J. ENGEMANN, J. ASMUSSEN, & S. SLOSARCIK

“3D-green tape planar Langmuir – sensor structures for plasma diagnostics”

Proceedings Microelectronics International Symposium, ISHM, 1993

[I-51] N. CRAQUELIN, T. MAEDER, Y. FOURNIER, & P. RYSER

“Low-cost LTCC-based sensors for low force ranges”

Proceedings of XXIII Eurosensors Conference, vol. 1, n°1, p. 899-902, Septembre 2009

[I-52] C.W. TANG & S.F. YOU

“Design methodologies of LTCC bandpass filters, diplexer, and triplexer with transmission zeros”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n°2, p. 717-723, Février 2006

[I-53] Y.S. LIN, C.C. LIU, K.M. LI & C.H. CHEN

“Design of an LTCC tri-band transceiver module for GPRS mobile applications”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 5, n°12, p. 2718-2724, Décembre 2004

[I-54] L. PERGOLA, R. GINDERA, D. JAGER & R. VAHLDIECK

“An LTCC-based wireless transceiver for radio-over-fiber applications”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n°3, p. 579-587, Mars 2007

[I-55] J.F. TRABERT, M.A. HEIN, J. MULLER, R.A. PERRONE, R. STEPHAN & H. THUST

“High functional density low-temperature co-fired ceramic modules for satellites communications”

Proceedings 35th European Microwave Conference, vol. 1, n°3, 4-6 Octobre 2005, Paris, France

[I-56] Y.C. LEE, Y.I. CHANG & C.S. PARK

“Monolithic LTCC SiP transmitter for 60 GHz wireless communication terminals”

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 12-17 Juin 2005, Long Beach, CA, USA

[I-57] R. BAIRAVASUBRAMANIAN & J. PAPAPOLYMEROU

“Fully canonical pseudo-elliptic bandpass filters on multilayer liquid crystal polymer technology”

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, n° 3, p. 190-192, Mars 2007

- [I-58] C. QUENDO, E. RIUS, Y. CLAVET, C. PERSON, F. BOUCHRIHA, L. BARY, & K. GRENIER
“Miniaturized and out-of-band improved bandpass filter in Si-BCB technology”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, p. 1475-1478, 6 -11 Juin 2004
- [I-59] S. SUN, J. SHI, L. ZHU, S.C. RUSTAGI & K. MOUTHAN
“Millimeter-wave bandpass filters by standard 0.18- μ m CMOS technology”
IEEE Electron Device Letters, vol. 28, n°3, p. 220-222, Mars 2007
- [I-60] S.-F. CHAO, C.-C. KUO, Z.-M. TSAI, K.-Y. LIN & H. WANG
“A 40 GHz MMIC SPDT Bandpass Filter Integrated Switch”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n°12, p. 2691-2699, 2007
- [I-61] L.K. YEUNG & K.-L. WU
“A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, n°2, part 1, p. 337-341, Février 2003
- [I-62] Y.-X. GUO, L.C. ONG, M.Y.W. CHIA & B. LUO
“Dual-band bandpass filter in LTCC”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 12-17 juin 2005, Long Beach, CA, USA
- [I-63] C.-F. CHANG & S.-J. CHUNG
“Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, n°7, p. 2383-2388, Juillet 2005
- [I-64] Y.H. CHO, D.Y. JUNG, Y.C. LEE, J.W. LEE, M.S. SONG, E.-S. NAM, S. KANG & C.S. PARK
“A Fully embedded LTCC multilayer BPF for 3-D integration of 40-GHz radio”
IEEE Advanced Packaging Transactions, vol. 30, pp. 521-525, 2007.
- [I-65] J. CHEN, W. HONG, X. CHEN, P. YAN, Q. LAI & K. WU
“An LTCC X-band receiver front-end using embedded multilayer substrate integrated waveguide filter”
Wiley InterScience Microwave and optical technology letters, vol. 50, p. 285-287, n° 2, Février 2008
- [I-66] C.-W. TANG & S.-F. YOU
“Design methodologies of LTCC bandpass filters, diplexer, and triplexer with transmission zeros”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, n°2, p. 717-723, Février 2006
- [I-67] V. PIATNITSA, E. JAKKU & S. LEPPAEVUORI
“Design of a 2-Pole LTCC filter for wireless communications”
IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, n°2, p. 379-381, Mars 2004
- [I-68] J.A. RUIZ-CRUZ, M.A. EL-SABBAGH, K.A. ZAKI, J.M. REBOLLAR & Y. ZHANG
“Canonical ridge waveguide filters in LTCC or metallic resonators”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, n°1, p. 174-182, Janvier 2005

[I-69] J.A. RUIZ-CRUZ, Y. ZHANG, K.A. ZAKI, A.J. PILOTO & J. TALLO
“Ultra-Wideband LTCC Ridge Waveguide Filters”

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, n° 2, p. 115-117, Février 2007

[I-70] C.-W. TANG, H.-C. HSU & I.-C. LIU

“Design of a compact dual-band bandpass filter with LTCC technology”

Wiley InterScience Microwave and optical technology letters, vol. 50, p. 462-465, n° 2, Février 2008

[I-71] T.-M SHEN, C.-F. CHEN, T.-Y. HUANG & R.-B. WU

“Design of vertically stacked waveguide filters in LTCC”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n°8, p. 1771-1779, Août 2007

[I-72] R. VALOIS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. LAHTI & T. JAAKOLA

“LTCC technology for 40 GHz bandpass waveguide filter”

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 12-17 Juin 2005, Long Beach, CA, USA

[I-73] Y.H. CHO, D.Y. JUNG, Y.C. LEE, J.W. LEE, M.S. SONG, E.-S. NAM, S. KANG & C.S. PARK

“A fully embedded LTCC multilayer BPF for 3-D integration of 40-GHz Radio”

IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 30, n°3, p. 521-525, Août 2007

[I-74] G.-H. LEE, C.-S. YOO, J.-G. YOON & J.-C. KIM

“SIW (Substrate Integrated Waveguide) quasi-elliptic filter based on LTCC for 60-GHz application”

Proceedings of the 4th European Microwave Integrated Circuits Conference, p. 204-207, 28 septembre-2 Octobre 2009, Rome, Italy.

[I-75] J.-H. LEE, N. KIDERA, S. PINEL, J. LASKAR & M.M. TENTZERIS

“A compact quasi-elliptic dual-mode cavity filter using LTCC technology for V-band WLAN Gigabit wireless systems”

Proceedings of the 36th European Microwave Conference, p. 1377-1379, 10-15 septembre 2006, Manchester, UK.

[I-76] Y.C. LEE & C.S. PARK

“A 60GHz stripline BPF for LTCC system-in-package applications”

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 12-17 Juin 2005, Long Beach, CA, USA

[I-77] T.-Y. HUANG, T.-M. SHEN, B.-J. CHEN, H.-Y. CHIEN & R.-B. WU

“Design of miniaturized vertically stacked SIW filters in LTCC”

Proceedings of the 39th European Microwave Conference, p. 413-416, 28 septembre-2 Octobre 2009, Rome, Italy.

[I-78] N. M. ALFORD & S. J. PENN

“Sintered alumina with low dielectric loss”

Journal of Applied Physics, Volume 10, p. 5895-5898, 1996

CHAPITRE II

Stéréolithographie céramique pour des applications de filtrage en bande Ku

I. Introduction du chapitre II

Les filtres hyperfréquences sont des composants très importants qui jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils sont intégrés dans de nombreuses applications puisqu'ils permettent de limiter la perturbation d'un système par rapport à un autre. Pour satisfaire une demande croissante de forte intégration, de diminution de l'encombrement,..., il est nécessaire de développer des composants tels que les filtres microondes de plus en plus compacts. De plus, il n'est pas rare que ces contraintes de miniaturisation s'accompagnent de contraintes de filtrages sévères, comme dans le cas des filtres passe bande très sélectifs en fréquence à faibles pertes d'insertion.

Les cavités électromagnétiques et résonateurs diélectriques microondes sont utilisés dans de très nombreuses applications parmi lesquelles on peut citer les filtres, les oscillateurs, les amplificateurs accordés et les capteurs microondes. De façon classique, pour diminuer l'encombrement d'une cavité résonante remplie d'air, on la charge d'un diélectrique résonant ou non ; on diminue ainsi les dimensions de l'ensemble mais dans tous les cas, on diminue le facteur de qualité à vide, même en supposant des diélectriques à très faibles pertes [II-1].

Comme nous l'avons vu, 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, elle sera utilisée pour la réalisation de filtres microondes fonctionnant dans les gammes millimétriques et sub-millimétriques.

Nous avons ainsi choisi cette technologie pour fabriquer des filtres céramiques basés sur des cavités résonantes remplies de matériaux diélectriques. Ce choix a été effectué afin de diminuer les dimensions globales du filtre (par rapport à des cavités remplies d'air) et de respecter les contraintes de fabrication et spécifications de filtrage en bande Ku demandées lors du projet ANR FILIPIX (FILtering for Innovative Payload with Improved fleXibility). Ce projet est une collaboration entre le CNES et Thales Alenia Space avec des laboratoires de recherche (Xlim, INRIA, Lab-STICC, LAAS-CNRS) et le CTTC qui réalise les pièces céramiques par la technologie stéréolithographie 3D. Le projet FILIPIX est soutenu par l'ANR et a pour but d'évaluer de nouvelles technologies permettant de répondre à la contrainte de filtrage des futures charges utiles de télécommunication. Les objectifs de ce projet sont présentés dans la partie III de ce chapitre.

Ce chapitre sera donc organisé de la manière suivante. Le premier point abordé sera dédié à la théorie générale de filtrage : les cavités microondes, le facteur de qualité et le filtre passe-bande multipôles. Ensuite, dans le cadre du projet FILIPIX, nous présentons le gabarit de filtrage en bande Ku et l'estimation du nombre de pôles nécessaires pour satisfaire ce gabarit.

La première topologie du filtre, basée sur des cavités diélectriques rectangulaires couplées par des iris circulaires, sera ensuite présentée et détaillée. Le facteur de qualité à vide de cette cavité est étudié ainsi que le système utilisé pour l'exciter. Afin de valider cette topologie, un filtre deux pôles a été optimisé et réalisé avant d'aborder un filtre quatre pôles. Pour connaître l'effet des variations en température sur le filtre et ses performances, une étude en température est montrée dans le paragraphe IV.3.3.

En considérant les étapes et les problèmes techniques de la première topologie, une autre approche est suggérée dans la partie V de ce chapitre. Cette fois le couplage entre les cavités est assuré par des iris rectangulaires. Des filtres deux et quatre pôles sont optimisés, fabriqués et puis mesurés. La topologie présentée dans la partie VI est basée sur l'idée collective, qui permet de réaliser plusieurs filtres dans une seule pièce céramique monobloc. Les filtres ont des faces inclinées et sont connectés par des contours creux de vias métallisées.

Toutes les structures exposées dans ce chapitre ont été modélisées par des simulations électromagnétiques 3D grâce au logiciel EMXD; ce logiciel est développé à Xlim par Michel Aubourg et est basé sur la méthode des éléments finis (MEF) appliquée dans le domaine fréquentiel pour résoudre les équations de Maxwell. Enfin, les différentes validations expérimentales ont été réalisées au laboratoire Xlim.

II. Vue générale sur la théorie de filtrage

Avant d'exposer le gabarit de filtrage imposé par le projet FILIPIX et les contraintes liées à ce gabarit, nous présentons une vue rapide et générale sur la théorie de filtrage pour bien comprendre les tâches principales d'un filtre microonde.

Les filtres sont classés en deux grandes familles : numérique et analogique. Les filtres numériques sont réalisés à partir de structures intégrées microprogrammable (DSP). 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 [II-2].

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 la suite de ce manuscrit, le mot « filtre » sera utilisé pour désigner un filtre passif.

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

D'un point de vue historique, plusieurs approches pour développer un filtre microonde sont données dans [II-3]. Le filtre à cavités couplées, le filtre à câble coaxial, le filtre à résonateurs diélectriques, le filtre à ligne 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 couplées en directe.

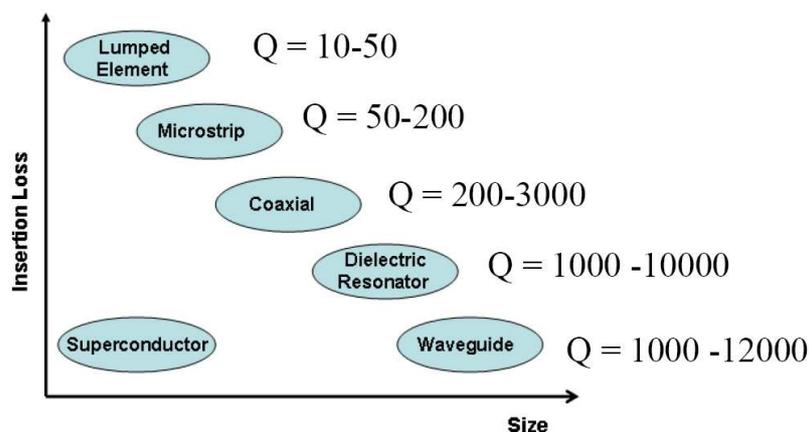


Figure II-1 : Caractéristiques de plusieurs types de résonateurs à 5 GHz [II-4]

Sur la Figure II-1, on présente les tailles, les facteurs de qualité à vide et les pertes d'insertion relatives de plusieurs types de résonateurs [II-4]. On observe qu'à fréquence de résonance donnée, une cavité résonante remplie d'air a le facteur de qualité à vide le plus

élevé mais avec un encombrement le plus important, contrairement aux résonateurs à éléments localisés ou planaires qui présentent un faible encombrement mais également de faibles facteurs de qualités à vide. Un des objectifs de ce travail est de trouver un compromis entre la taille et la valeur du facteur de qualité à vide nécessaire pour satisfaire les spécifications de filtrage.

II.1. Cavités microondes

Classiquement, pour les applications aux fréquences supérieures à 1 GHz, les résonateurs basés sur les lignes de transmission ont des valeurs de facteur de qualité à vide relativement faibles de l'ordre de 150 [II-5]. Pour limiter les pertes, il est alors plus favorable d'utiliser des cavités métalliques résonantes. On peut considérer une cavité résonante comme un volume fermé par une surface métallique où un champ électromagnétique pourrait être excité [II-6]. Elle peut être couplée avec une autre cavité ou avec un guide d'onde par un iris ou une fente. En général, deux types de cavités microondes sont utilisés, la cavité cylindrique et la cavité rectangulaire. Nous sommes tout d'abord concernés par la cavité rectangulaire qui est illustrée dans le paragraphe suivant.

II.1.1. Cavité rectangulaire

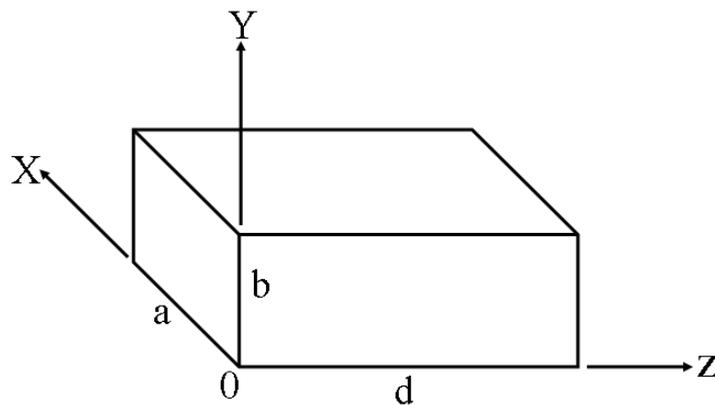


Figure II-2 : Cavité rectangulaire

La Figure II-2 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 λ_g dépend, par

l'intermédiaire de la longueur d'onde de coupure λ_c , de l'ordre (m, n) du mode TE_{mn} ou TM_{mn} qui se propage [II-7].

$$\text{Équation II-1 : } \frac{1}{\lambda} = \left[\left(\frac{1}{\lambda_c} \right)_{mn}^2 + \left(\frac{1}{\lambda_g} \right)_{mn}^2 \right]^{1/2}$$

Nous avons :

$$\text{Équation II-2 : } \lambda_{mnp} = \left[\left(\frac{1}{\lambda_c} \right)_{mn}^2 + \left(\frac{p}{2d} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

D'où:

$$\text{Équation II-3 : } f_{mnp} = v \left[\left(\frac{1}{\lambda_c} \right)_{mn}^2 + \left(\frac{p}{2d} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$\text{Avec : } v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Conformément à relation de l'Équation II-3, les fréquences propres sont données par [II-7]:

$$\text{Équation II-4 : } f_{nml} = v \left[\left(\frac{m}{2a} \right)^2 + \left(\frac{n}{2b} \right)^2 + \left(\frac{p}{2d} \right)^2 \right]^{1/2}$$

II.1.2. Etude du facteur de qualité

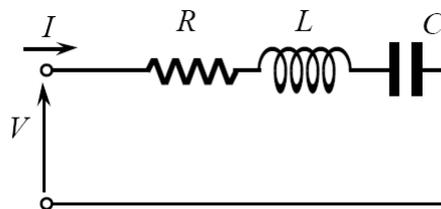


Figure II-3 : Circuit équivalent d'une cavité résonante

Le circuit équivalent d'une cavité résonante autour d'une de ses fréquences de résonance est montré sur la Figure II-3. Puisque la réactance inductive est directement proportionnelle à la fréquence de signal ($X_L = \omega L$), elle bloque le continu aux hautes fréquences du signal. 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 [II-8].

Les phases des deux réactances (X_L & X_C) sont respectivement $+90^\circ$ et -90° . 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 [II-8], dans le cas d'un filtre passe bande. La réponse en fréquence d'un circuit RLC équivalent est présentée sur la Figure II-4. L'énergie transmise normalisée est maximum à la fréquence de résonance.

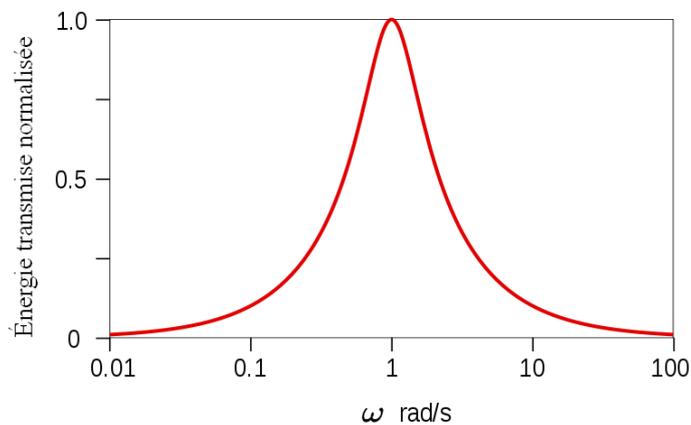


Figure II-4 : Énergie transmise en fonction de la fréquence normalisée pour $C=1$ farad, $L=1$ henry & $V=1$ volt

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 à f_0 , est défini par Équation II-5 [II-8]:

$$\text{Équation II-5 : } Q_0 = \omega_0 \frac{\text{Énergie maximale stockée}}{\text{Énergie dissipée}} = \omega_0 \frac{W}{P} = \omega_0 \frac{\frac{1}{2} LI^2}{\frac{1}{2} RI^2} = \omega_0 \frac{L}{R}$$

S'il y a dissipation d'énergie à cause d'une charge externe RL, le facteur de qualité externe Q_e est défini par l'Équation II-6 :

$$\text{Équation II-6 : } Q_e = \frac{\omega_0 L}{R_L}$$

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 II-7 :

$$\text{Équation II-7 : } \frac{1}{Q_L} = \frac{R_L + R}{w_0 L} = \frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}} + \frac{1}{Q_0}$$

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 obtenue à partir de l'Équation II-8 où f_0 et Δf_{-3dB} sont respectivement la fréquence de résonance du résonateur et la largeur de bande à -3dB par rapport au maximum de la réponse en transmission S_{21} .

$$\text{Équation II-8 : } Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}}$$

II.2. Filtre passe-bande multi-pôles

Un filtre passe bande idéal présente un affaiblissement nul dans la bande de fréquence que l'on désire conserver (bande passante), et un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer (bande atténuée) [II-6]. On catégorise 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.

Lors des travaux de cette thèse, le filtre passe-bande est celui qui répondra aux spécifications de filtrage demandées. Ce type de filtre est considéré comme un des composants les plus importants dans les chaînes RF/millimétriques/submillimétriques. En plus des technologies classiques planaires et des guides d'ondes, plusieurs autres ont été utilisées pour fabriquer des filtres passe-bande: Liquid Crystal Polymer (LCP) [II-9], Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) [II-10], BenzoCycloButene Silicon (BCB-Si) multicouches [II-11], Complementary Metal Oxide Semi-conductor (CMOS) [II-12] et Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) [II-13].

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 [II-6]. La cavité résonante, qui est illustrée dans la partie précédente, est un exemple de ces éléments pour optimiser un filtre microonde. Abordons le filtre multi-pôles 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 [II-14] 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 série est présenté sur la Figure II-5.

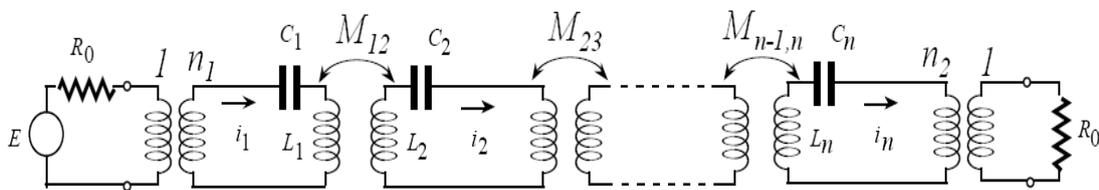


Figure II-5 : Circuit à résonateurs couplés

Le couplage inter-résonateurs 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-résonateurs, est donné par l'Équation II-9:

$$\text{Équation II-9: } K = \frac{M}{L} = \frac{f_{cc}^2 - f_{co}^2}{f_{cc}^2 + f_{co}^2}$$

f_{cc} est la fréquence de résonance du mode impair si la 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 circuit ouvert. Nous reviendrons sur la synthèse et méthodes de conception de ces filtres par la suite.

Les filtres constitués de résonateurs couplés en série sont largement utilisés dans toutes les gammes de fréquence. Aux fréquences microondes, les résonateurs sont généralement des longueurs de lignes coaxiales ou de lignes microrubans, ou bien des cavités résonantes [II-15]. Le dernier cas sera appliqué dans ce manuscrit pour optimiser des filtres basés sur des cavités 3D ayant un facteur de qualité à vide important.

III. Le projet FILIPIX

Le projet FILIPIX (FILtering for Innovative Payload with Improved fleXibility) est soutenu par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR). Les objectifs principaux du projet FILIPIX sont les suivants :

- miniaturisation des filtres à gabarits fixes en conservant les mêmes performances électriques,
- répondre aux spécifications plus sévères à iso-encombrement par l'évaluation des technologies innovantes et l'optimisation des méthodes de synthèse,
- évaluation de nouvelles technologies capables d'introduire une flexibilité du plan de fréquence et de la largeur de bande passante.

Pour les besoins des charges utiles flexibles, l'étude suivante portera sur la bande Ku qui est allouée à des applications multimédias. Nous allons, dans le paragraphe suivant, donner le gabarit de filtrage du filtre en bande Ku défini dans le projet FILIPIX. Cette étape est la première phase dans la conception du filtre.

III.1.1. Gabarit de filtrage en bande Ku

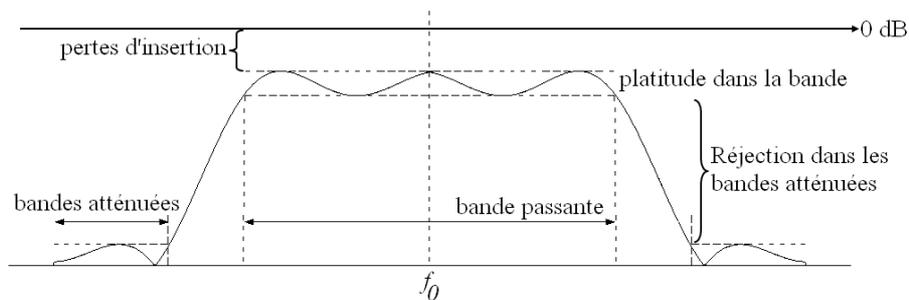


Figure II-6 : Les caractéristiques électriques d'un filtre passe-bande

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 (fréquence centrale f_0 , bande passante Δf , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau des pertes d'insertion, la platitude dans la bande). Le gabarit présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit [II-16].

Les spécifications du filtre en bande Ku demandées par TAS sont les suivantes:

- $f_0 = 17,5$ GHz,
- bande passante (équi-ondulation) = 250 MHz,
- ondulation dans la bande = 0,5 dB,
- pertes d'insertions dans la bande < 3 à 5 dB,
- réflexion dans la bande $S_{11} < -20$ dB,
- réjections hors bande: -20 dB @ $f_0 \pm 500$ MHz et -40 dB @ $f_0 \pm 750$ MHz.

Le filtre doit avoir des dimensions compatibles avec une intégration dans module macrohybride qui regroupe les divers circuits micro-ondes ainsi que les filtres et les routages d'alimentations DC dans un seul niveau de packaging.

Le but de cette étude est de remplacer la solution mécanique actuelle très performante mais aussi très encombrante par une solution de filtrage moins encombrante tout en respectant les mêmes contraintes de filtrage. Les règles conventionnelles d'intégration de TAS pour une implantation dans le module macrohybride imposent une hauteur typique de 2,5 à 3mm sans dépasser 4 mm au maximum. Les dimensions latérales maximales du filtre ont été spécifiées à 15 mm × 15 mm en incluant les accès.

III.1.2. Estimation du nombre de pôles nécessaires

La deuxième étape pour optimiser le filtre en bande Ku est de déterminer le nombre de pôles nécessaires pour respecter le cahier des charges et les contraintes présentes dans le paragraphe précédent. A partir de la théorie de S.B. Cohn [II-14], Stéphane Bila a développé le logiciel *Felo*, (sous l'application MATLAB[®]) qui détermine la réponse de filtrage objectif et la matrice de couplage idéale associée satisfaisant au cahier des charges. Nous avons utilisé cet outil pour définir les caractéristiques idéales du filtre à concevoir.

La surface maximum demandée nous oblige à utiliser un nombre de résonateurs minimums avec les plus petites dimensions possibles pour chaque résonateur. Ce critère va jouer un grand rôle pour choisir le type de résonateur à utiliser. Afin de déterminer le nombre de pôles optimum pour ce filtre, nous allons utiliser *Felo* pour comparer les réponses et choisir celle qui est la plus adaptée à la réponse demandée pour différentes valeurs de Q_0 pour les résonateurs.

	Q_0	1000	1500	2000	2500	Objectif
Pertes d'insertion (dB)	3 pôles	0,85	0,57	0,43	0,35	3 à 5
	4 pôles	1,42	0,95	0,72	0,59	3 à 5
Réjections hors bande @ $\pm 0,5$ GHz (dB)	3 pôles	-27,5	-27,5	-27,5	-27,5	-20
	4 pôles	-45	-45	-45	-45	-20
Réjections hors bande @ $\pm 0,75$ GHz (dB)	3 pôles	-38	-38	-38	-38	-40
	4 pôles	-59,4	-59,4	-59,4	-59,4	-40

Tableau II-1 : Les variations des pertes d'insertions et des réjections hors bande

Le Tableau II-1 présente les variations des pertes d'insertions et des réjections hors bande en fonction de nombre de pôles et de facteur de qualité à vide tandis que le coefficient de réflexion est toujours supérieur à -20 dB. On remarque que la version trois pôles, grâce à l'utilisation d'une cavité résonante de moins par rapport à la version quatre pôles, permet d'avoir systématiquement des pertes d'insertion moins élevées. Néanmoins les pertes d'insertions d'un filtre quatre pôles sont conformes aux spécifications fixées par TAS.

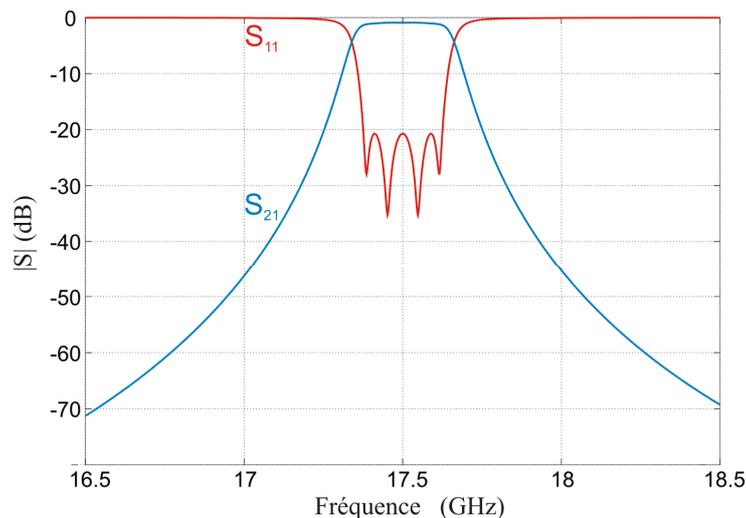


Figure II-7 : Fonction de transfert du filtre quatre pôles

Nous observons que la configuration trois pôles ne satisfait pas le gabarit imposé au niveau de la réjection à ± 750 MHz. La version quatre pôles remplit tout à fait le gabarit imposé (réjection, pertes d'insertions). A noter que plus le filtre possède un nombre de pôles élevé, meilleure est la sélectivité. Donc, le filtre à quatre pôles sera conservé pour la suite de l'étude. La fonction de transfert satisfaisant les spécifications électriques présentées dans le paragraphe précédent est montrée sur la Figure II-7.

En regardant les valeurs de Q_0 sur le Tableau II-1, on observe que le gabarit de filtrage est satisfait pour un facteur de qualité d'ordre 1000. Donc, à partir des valeurs de Q_0 typiques

sur la Figure II-1, nous allons choisir de construire un filtre basé sur des résonateurs diélectriques conduisant à un faible encombrement afin de respecter les contraintes imposées sur les dimensions globales du filtre.

IV. Filtre à base d'iris circulaire

Le filtre basé sur des cavités rectangulaires et des iris circulaires est la première topologie appliquée pour optimiser le filtre en bande Ku. Dans les paragraphes suivants, nous présenterons la structure de résonance choisie ainsi que le système d'excitation compatible avec cette structure d'une part et avec les contraintes de fabrication imposées de l'autre.

IV.1. Cavité résonante diélectrique

Nous avons mentionné précédemment que la surface occupée par le filtre joue un rôle important dans le choix de la structure. Donc nous devons choisir le résonateur ayant les plus petites dimensions possibles en conservant un facteur de qualité relativement haut (voisin de 1000). Une cavité parallélépipédique complètement remplie par des matériaux céramiques et à parois métalliques peut servir notre but si les pertes diélectriques de ces matériaux sont faibles. Ce type de cavité résonante peut remplacer une cavité remplie d'air présentant un fort Q_0 tout en conservant un niveau de facteur qualité suffisant pour notre application (typiquement > 1000). Dans les deux paragraphes suivants, nous allons présenter une étude sur le facteur de qualité à vide de ce type de cavité et une comparaison entre la cavité diélectrique et une cavité remplie d'air.

IV.1.1. Etude sur le facteur de qualité en variant la hauteur

Le mode choisi est le mode fondamental de résonance de la cavité TE_{101} pour lequel le champ électrique est vertical, maximum au centre et minimum sur les côtés (Figure II-8). Le champ magnétique est maximum au bord et minimum au centre. Le premier avantage de la sélection de ce mode est qu'à fréquence de résonance constante, il conduit à des dimensions de résonateurs les plus petites par rapport aux autres modes résonants. Le deuxième avantage est l'isolation fréquentielle qu'il peut offrir; cela aura un effet positif concernant les réjections hors bande souhaitées.

Les dimensions latérales de la cavité dans le plan xOz (voir Figure II-8) sont fixées afin d'avoir une résonance sur la fréquence objective (17,5 GHz). Cette dernière n'a pas une dépendance sur la hauteur (suivant l'axe y). Nous pouvons donc étudier l'effet de la hauteur de la cavité diélectrique sur le facteur de qualité à vide par des simulations EM en oscillations libres. Ce travail s'effectuera grâce au logiciel de simulation électromagnétique (EM) 3D développé par Michel Aubourg dans le laboratoire Xlim [II-18]. Ce logiciel appelé EMXD est basé sur la méthode des éléments finis (MEF) et effectue la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Il permet de réaliser des simulations en oscillations forcées et oscillations libres. Ces deux méthodes de résolution permettent respectivement de connaître le comportement en fréquence de la structure étudiée avec et sans contraintes d'excitation.

La résolution en oscillations forcées permet de connaître l'évolution des paramètres S en fonction de la fréquence et aussi la configuration de champs EM à une fréquence donnée. Par contre, la résolution en oscillations libres permet notamment d'avoir accès aux différents modes propres existants dans une structure ainsi qu'aux facteurs de qualité à vide des modes de résonances trouvés et à leur répartition de champs EM. Le calcul en oscillations libres donne, pour chaque mode de résonance le facteur de qualité de ces modes.

L'alumine utilisée par le CTTC a été caractérisée à Xlim par N. Delhote [II-19] en utilisant la méthode décrite dans la référence [II-20]. La permittivité relative est mesurée à 9,1 et la tangente de pertes à $4,5 \pm 0,5 \cdot 10^{-5}$ à 15 GHz.

Connaissant maintenant les caractéristiques électriques de l'alumine, une étude en oscillations libres est conduite afin de connaître les fréquences de résonance du mode TE_{101} en variant la hauteur « hc » de la cavité. La structure est considérée entièrement métallisée sur ses faces extérieures avec de l'or dont la conductivité est supposée de $4,1 \cdot 10^7$ S/m.

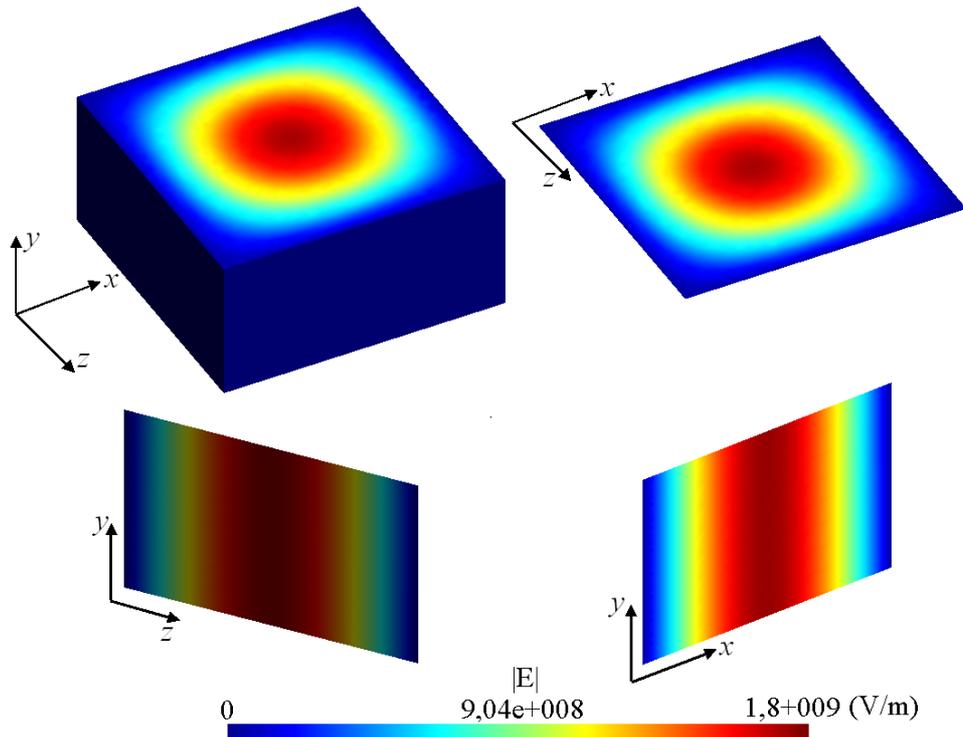


Figure II-8 : Répartition du champ électrique du mode TE_{101} à la résonance de la cavité

Si la largeur et la longueur de la cavité sont égales à 4,02 mm, nous trouvons que la fréquence de résonance du mode fondamental TE_{101} est égale à 17,475 GHz. Puisque la fréquence de ce mode n'a pas de dépendance suivant sa hauteur (axe Oy), aucun changement important de la fréquence de résonance ne sera trouvé quand cette hauteur variera.

Le Tableau II-2 donne la fréquence de résonance obtenue pour chaque hauteur hc et le facteur de qualité à vide correspondant déduit des calculs électromagnétiques.

hc (mm)	f_0	Q_0
1	17,473	1070
2	17,475	1568
3	17,476	1855
4	17,521	2042

Tableau II-2 : Evolution du facteur de qualité à vide en fonction de la hauteur de la cavité résonante

Une hauteur de cavité de 4 mm donne le meilleur facteur de qualité à vide. Cette valeur ne pourrait pas être prise en compte si nous considérons les règles conventionnelles de TAS puisque les hauteurs typiques sont de 2,5 ou 3 mm. Par contre, lors de leur réalisation, les filtres passeront par une étape technologique nommée la lithographie. Les machines de

lithographie utilisée à Xlim ne permettent pas de travailler sur des pièces de plus de 2 mm de hauteur.

Néanmoins, le facteur de qualité avec 2 mm de hauteur est suffisant pour notre application si on considère le niveau de pertes d'insertion obtenue dans Tableau II-1 pour un Q_0 de 1500.

IV.1.2. Comparaison avec une cavité métallique remplie d'air

Dans ce paragraphe, nous présentons une comparaison entre la cavité diélectrique illustrée dans le paragraphe précédente et une cavité remplie d'air. Les deux cavités ont la même hauteur de 2 mm et sont blindées avec de l'or.

	Surface (mm ²)	Facteur de qualité à vide
Cavité résonante diélectrique	16,16	1568
Cavité d'air	147,01	2530

Tableau II-3 : Comparaison entre les deux cavités, diélectrique et rempli d'air

Les résultats dans le Tableau II-3 montrent les surfaces métalliques totales de ces cavités résonantes à la même fréquence 17,475 GHz. Le facteur de qualité correspondant à chaque cavité est calculé en oscillations libres. Sachant que nous perdons 38% du facteur de qualité avec la cavité diélectrique (1568 au lieu de 2530) par rapport à la cavité remplie d'air, le gain sur la réduction de la surface occupée atteint par contre 89%. Un facteur de qualité de 1500 étant suffisant pour notre application, l'utilisation de cette cavité diélectrique nous permet d'avoir un filtre ayant des dimensions relativement petites et donc un filtre répondant aux exigences de taille.

IV.2. Système d'excitation coplanaire

Compte tenu des contraintes d'intégration demandées par TAS et à partir des études antérieures [II-19] et [II-21], nous avons choisi l'utilisation de motifs d'excitation de type coplanaire. Ceux-ci viendront se positionner par gravure au niveau de la métallisation de la face supérieure de la structure envisagée dans cette application. Ce système offre le grand avantage d'être compatible avec des technologies de report de type Flip-Chip ou par câblage qui permettent son intégration aisée dans un environnement planaire.

La Figure II-9 présente la forme du motif coplanaire utilisé dans toutes les structures de ce manuscrit. Ce motif est court-circuité à son extrémité permet une concentration du champ électromagnétique en ce point et en conséquence il permet le couplage avec le champ électromagnétique du mode de résonance dans la cavité.

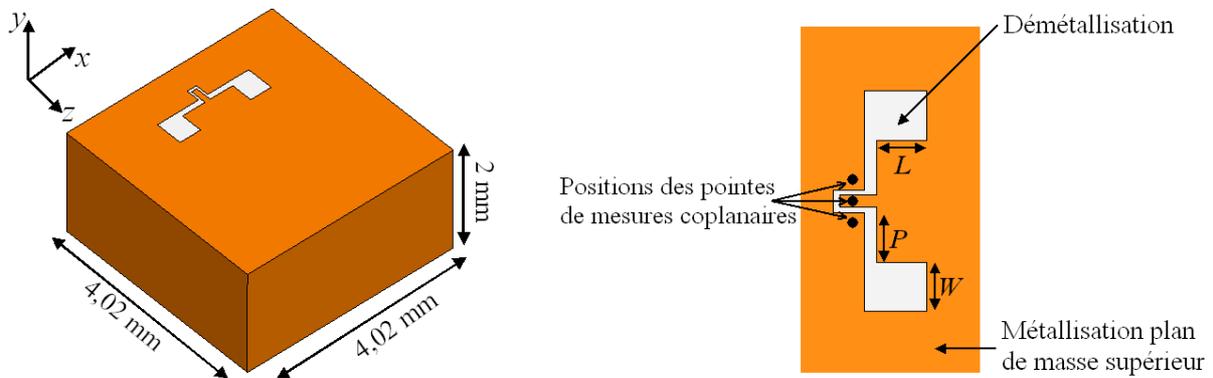


Figure II-9 : Dimensions de la cavité résonante à 17,5 GHz et la forme de motif coplanaire

Le couplage de la cavité avec son environnement extérieur, c'est à dire avec les autres éléments d'un circuit hyperfréquence, est un point très important qui va beaucoup influencer sur les performances du filtre. Cette caractéristique est quantifiée par le coefficient de couplage externe Q_e .

L'Équation II-7 a donné la valeur du facteur de qualité en charge Q_L lié aux deux autres termes Q_0 et Q_e . Si la structure est considérée sans pertes, le facteur Q_0 tend vers l'infini et l'Équation II-7 devient $Q_L \approx Q_e$ pour une cavité ayant un motif d'excitation et $Q_L \approx Q_e/2$ pour une cavité à deux motifs identiques en entrée/sortie.

Le coefficient de couplage extérieur Q_e sera réglé et contrôlé en jouant sur la position et la taille globale de ce motif. Une étude a été réalisée sur ce coefficient pour caractériser le couplage entre la cavité et son excitation. Nous avons donc utilisé une technique en n'utilisant qu'un seul motif et en travaillant sur la phase du paramètre S_{11} . Cette méthode consiste à relever la fréquence de résonance f_0 correspondant au passage de la phase par zéro lors du saut de phase, et les fréquences correspondantes aux passages par -90° et $+90^\circ$ de part et d'autre du saut phase pour calculer Δf (voire Figure II-10).

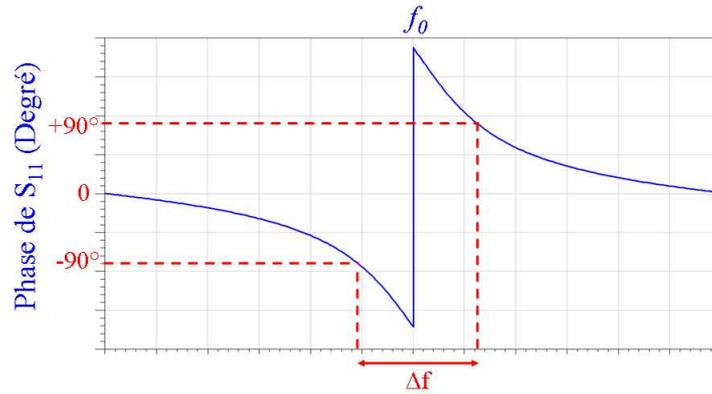


Figure II-10 : Phase de S_{11} en fonction de la fréquence

Les dimensions des gaps ($40\ \mu\text{m}$) et du conducteur central ($90\ \mu\text{m}$) de la ligne coplanaire ont été fixées pour s'adapter au banc de mesures sous pointes qui est équipé de sondes Cascade Microtech avec des distances minimum entre pointes de $125\ \mu\text{m}$. Nous avons fixé la géométrie et la position de l'excitation, et étudié l'influence des dimensions L , W et P sur le facteur Q_e par des simulations électromagnétiques en oscillations forcées.

Les trois figures suivantes (Figure II-11, Figure II-12, & Figure II-13) montrent respectivement l'évolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimensions L , W et P pour une cavité résonante ayant une surface de $16,16\ \text{mm}^2$ et une hauteur de $2\ \text{mm}$. Le mode de résonance est toujours le mode fondamental TE_{101} .

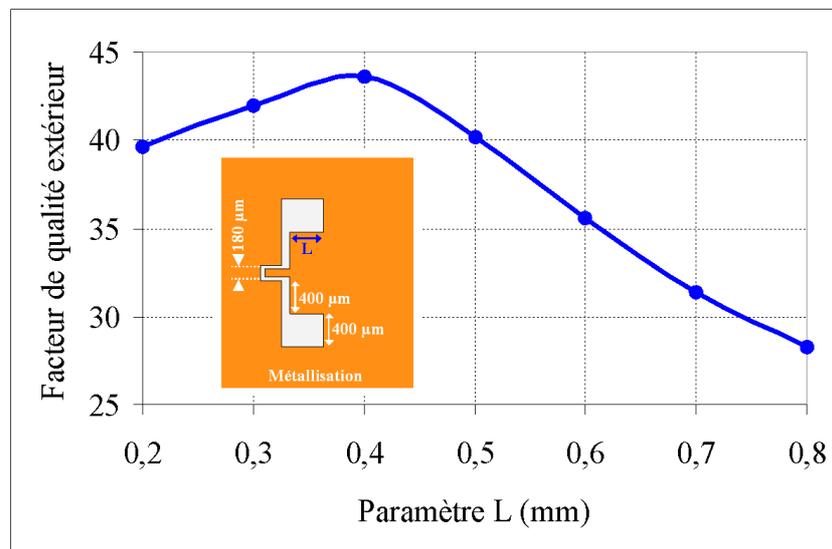


Figure II-11 : Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension L du système d'excitation

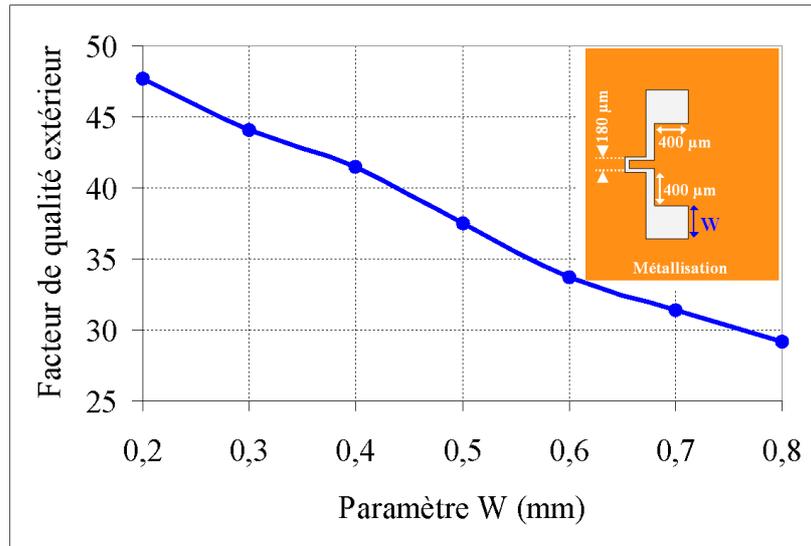


Figure II-12 : Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension W du système d'excitation

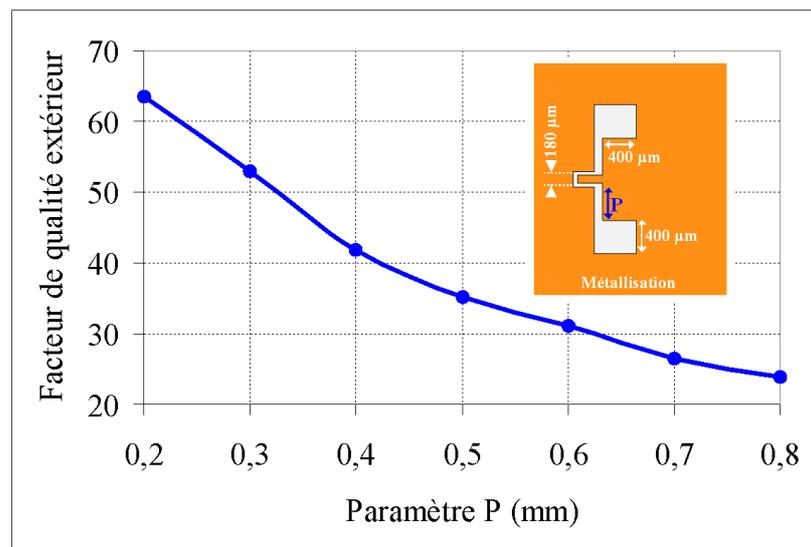


Figure II-13 : Evolution du facteur de qualité extérieur Q_e en fonction de dimension P du système d'excitation

A partir de ces trois abaques ci-dessus, nous pouvons observer que ces paramètres dimensionnels sont dynamiques et largement suffisantes pour atteindre des valeurs de Q_e qui pourraient être adaptées aux fonctions de filtrage que nous souhaitons réaliser.

Dans le paragraphe V.3.1.2 de ce chapitre, nous allons voir que le facteur de qualité extérieur nécessaire pour l'optimisation du filtre quatre pôles est de 57. Grâce à l'abaque présenté sur la Figure II-13 ci-dessus, on trouve que cette valeur est atteignable et le choix de ce type du motif est validé.

IV.3. Filtre passe-bande deux pôles

Dans la partie III.1.2 de ce chapitre, il a été montré qu'il est nécessaire de synthétiser un filtre quatre pôles pour satisfaire le gabarit en bande Ku décrit précédemment. Mais avant d'aborder sa conception, son dimensionnement et sa fabrication, plusieurs phases doivent être prouvées. Ces validations différentes sont effectuées avec un filtre passe-bande deux pôles.

Dans les paragraphes suivants, nous présenterons la topologie choisie du filtre, son optimisation et sa fabrication par stéréolithographie céramique 3D. Les étapes de fabrication sont complétées avec la métallisation par pulvérisation et la gravure de motifs par lithographie. La validation expérimentale du filtre est accomplie par les mesures en utilisant le système de pointes compatible avec les lignes d'excitation coplanaires.

IV.3.1. Optimisation du filtre

Le filtre proposé est constitué de deux cavités résonantes de forme rectangulaire. Ces cavités sont connectées par un iris circulaire pour assurer leur couplage. L'iris et les cavités ont la même hauteur et sont fabriqués dans une seule pièce céramique. Par contre, l'excitation du filtre est garantie par le système d'excitation coplanaire illustré dans le paragraphe IV.2. Le modèle 3D du filtre est montré sur la Figure II-14.

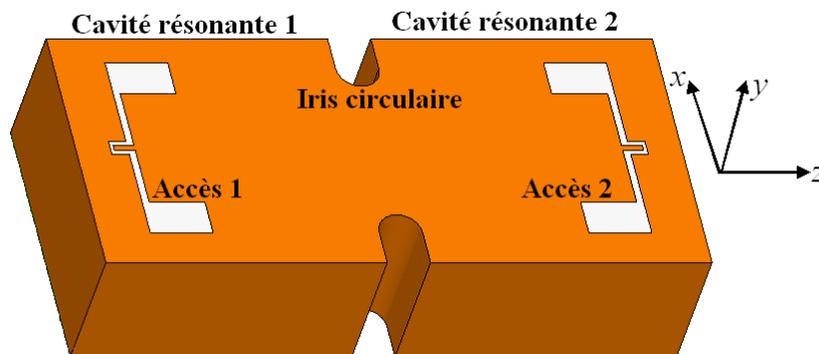


Figure II-14 : Modèle 3D du filtre deux pôles

IV.3.1.1. Paramètres de couplage

La réalisation d'un filtre passe bande multipôles à éléments résonants consiste typiquement à associer au mieux ces éléments entre eux et avec l'extérieur. Ces couplages doivent satisfaire une matrice de couplage représentative des objectifs de filtrage.

L'optimisation en utilisant cette approche est appliquée pour les filtres trois et quatre pôles comme montré par la suite dans ce chapitre.

Dans le cas d'un filtre deux pôles, la conception est simplifiée. Deux couplages sont à caractériser: le coefficient K_{12} représentatif du couplage inter-résonateurs et le facteur de qualité extérieur Q_e , décrivant les couplages d'entrée et de sortie du filtre.

Le facteur Q_e variant avec les dimensions de système d'excitation est décrit dans le paragraphe IV.2. Le coefficient K_{12} peut être modulé par le dimensionnement de la largeur et la longueur d'iris connectant les deux cavités. Ce paramètre est calculé par l'Équation II-9. Le plan de symétrie de cette structure passant au milieu de l'iris céramique, il peut être associé à des conditions de court-circuit électrique (CCE) pour le mode 1 de court-circuit magnétique (CCM) pour le mode 2.

Figure II-15 présente le vecteur du champ magnétique pour les deux conditions : CCE (mode 1) et CCM (mode 2).

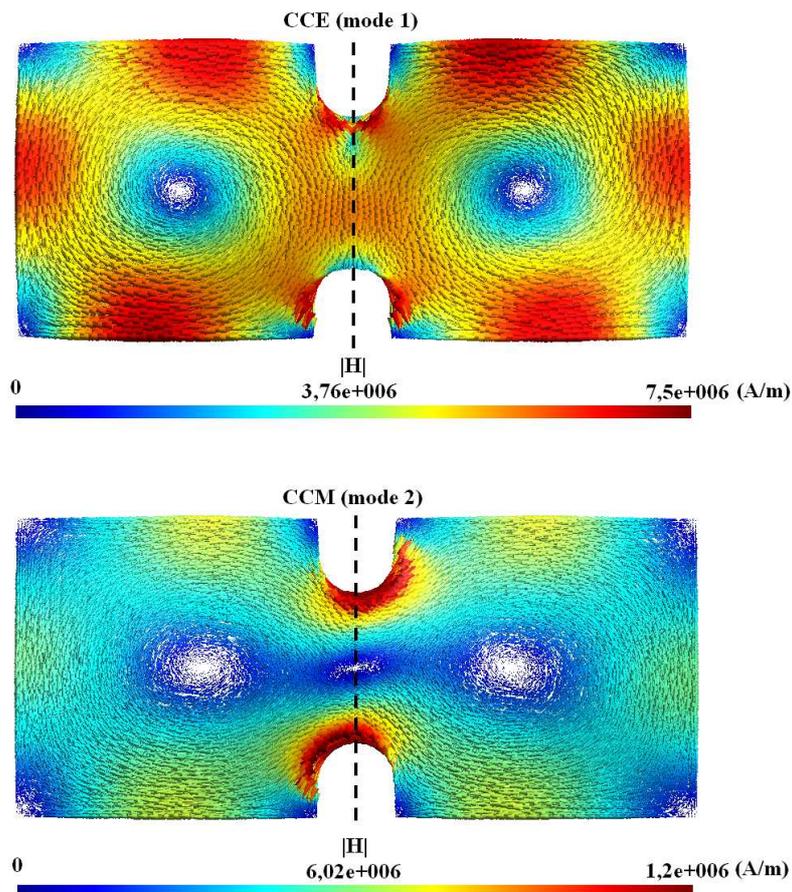


Figure II-15 : Vecteur du champ magnétique de modes (mode 1 à gauche et mode 2 à droite) existants dans le filtre à deux cavités résonantes fonctionnant sur leur mode fondamental (vue de dessus)

En effet en modifiant les dimensions de l'iris, on peut jouer sur la configuration du champ EM présenté par le mode 2. Du point de vue fréquentiel, cela revient à faire varier la fréquence de résonance du mode 2 alors que celle du mode 1 reste constante. Les deux figures suivantes (Figure II-16 & Figure II-17) montrent l'évolution de facteur de couplage inter-résonateurs K_{12} . Ce dernier peut être calculé en utilisant la formule de l'Équation II-9.

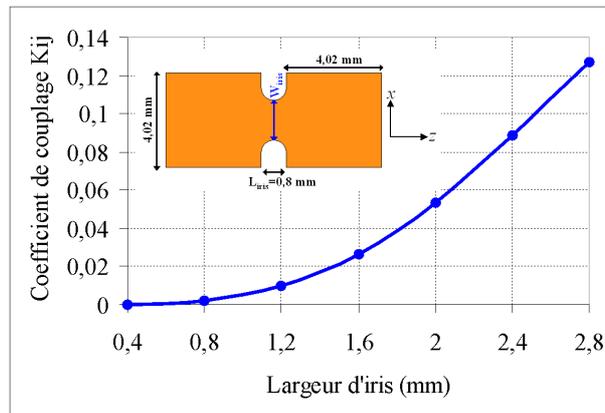


Figure II-16 : Evolution de coefficient de couplage K_{12} en fonction de la largeur d'iris W_{iris}

On peut observer que le couplage entre les deux cavités augmente si la largeur d'iris (suivant l'axe x) augmente. Par contre, l'incrément dimensionnelle de la longueur d'iris (suivant l'axe z) diminue le couplage. Ces conclusions sont prises en compte pour l'optimisation finale des dimensions du filtre deux pôles.

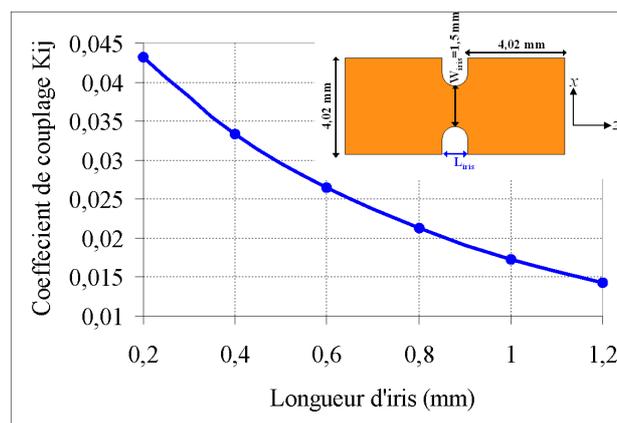


Figure II-17 : Evolution de coefficient de couplage K_{12} en fonction de la longueur d'iris L_{iris}

IV.3.1.2. Simulations Electromagnétiques

Les spécifications du gabarit de filtrage pour ce filtre deux pôles sont les suivantes :

- $f_0 = 17,5$ GHz

- bande passante à $-3\text{dB} = 3,77\%$, dont la bande équi-ondulation est de 280 MHz,
- ondulations dans la bande = 0,1 dB,
- réflexion dans la bande $S_{11} < -20\text{ dB}$.

En se basant sur la référence [II-22], le facteur de qualité extérieure Q_e et le coefficient de couplage inter-résonateurs sont donnés par les formules pour un filtre de Chebyshev :

$$\text{Équation II-10 : } Q_e = \frac{g_0 g_1}{\frac{\Delta f}{f_0}}$$

$$\text{Équation II-11 : } k_{12} = \frac{\Delta f}{f_0} \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}}$$

Δf est la bande équi-ondulation et ($g_0=1$, $g_1=0,843$, $g_2=0,622$) sont les coefficients g_i pour un filtre de Chebyshev normalisé en fonction de l'ondulation dans la bande passante et du nombre de pôles n du filtre [II-22]. En utilisant les deux formules ci dessus, on trouve que le facteur de qualité extérieur Q_e est de 52 et le coefficient K_{12} de 0,0221.

Une simulation électromagnétique globale est effectuée en oscillations forcées et quelques itérations ont permis d'obtenir une réponse satisfaisante. Les réglages de chaque itération sont exécutés sur les dimensions de cavités, iris et les motifs d'excitations, pour régler respectivement la fréquence centrale, le facteur de couplage inter-résonateurs et le coefficient de couplage extérieur. Toujours en considérant l'évolution de ces paramètres étudiés précédemment.

Des études de convergence ont été réalisées afin de s'assurer de la validité du maillage. Autrement dit, la taille de maillage dans une structure simulée est de $\lambda_g/6\pi$; la même structure est re-simulée pour une valeur plus petite que $\lambda_g/6\pi$ et la même réponse a été obtenue. Donc, le maillage du modèle simulé est suffisamment fin et précis pour valider une bonne exactitude des calculs.

L'alumine considérée présente une permittivité de 9,1 et une tangente de pertes de $4,5 \pm 0,5 \cdot 10^{-5}$ à 15 GHz et a été caractérisée à Xlim. La conductivité d'or qui va blinder toute la pièce céramique est de $4,1 \cdot 10^7$ S/m. Les dimensions de la structure ainsi optimisée sont données sur la Figure II-18. La hauteur de filtre est toujours de 2 mm.

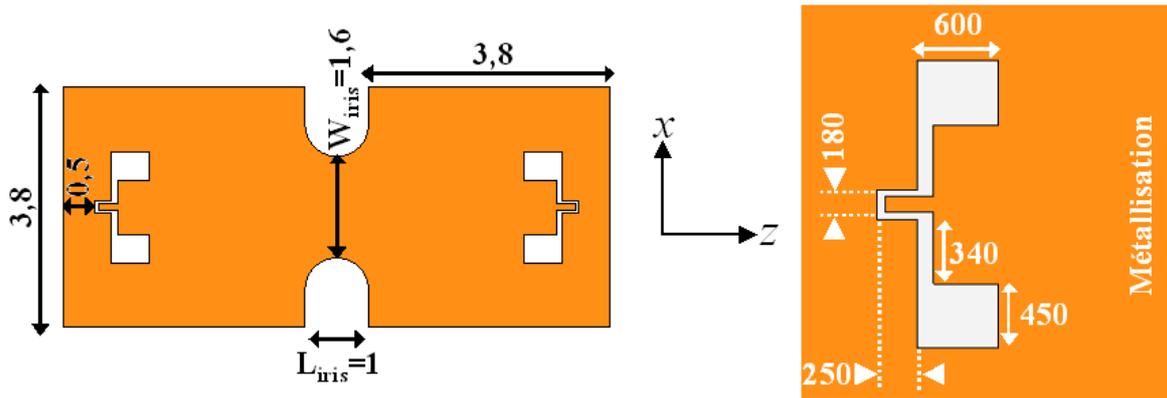


Figure II-18 : Dimensions globales du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif d'excitation en μm (à droite)

La réponse électromagnétique de ce filtre est présentée sur la Figure II-19. La fréquence centrale est de 17,5 GHz, la bande passante à -3 dB est de 3,77%, soit 0,66 GHz et l'on trouve 0,13 dB de pertes d'insertion. L'ondulation dans la bande est de 0,06 dB tandis que la réflexion est toujours inférieure à -20 dB. Comme nous pouvons le constater, les performances théoriques satisfont le gabarit fixé pour ce filtre.

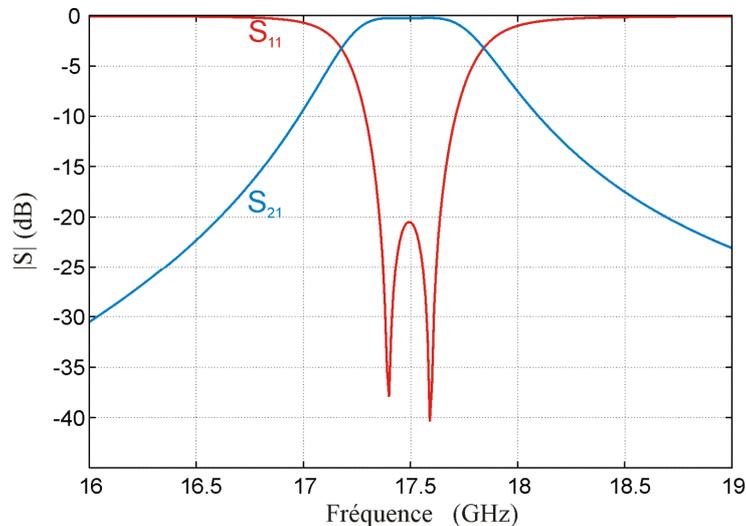


Figure II-19 : Simulation EM globale avec pertes du filtre deux pôles

IV.3.2. Réalisation et mesures

La partie céramique de ce filtre deux pôles a été réalisée en alumine par le CTTC. Comme mentionné avant, ce filtre est fabriqué en une seule pièce céramique contenant les deux cavités et l'iris.

IV.3.2.1. Fabrication céramique par SLA

La métallisation de cette pièce céramique se fait en deux étapes : une première par pulvérisation cathodique afin de déposer une fine couche d'or. Cette technique de métallisation est présentée en détails dans le premier chapitre de ce manuscrit. La deuxième étape est l'électrolyse pour augmenter l'épaisseur de ce dépôt. Afin de faciliter la manipulation de la pièce durant l'électrolyse, un « bras » céramique est ajouté à chaque cavité. Ces bras, montrés sur la Figure II-20, sont coupés après la gravure des systèmes d'excitation et les parties nues sont manuellement métallisées à la colle à l'argent de conductivité $5 \cdot 10^5$ S/m. La longueur de chaque bras (suivant l'axe x) est de 3mm ; la largeur (suivant l'axe z) et la hauteur (suivant l'axe y) sont de 1mm chacune.

Une étude sur le facteur de qualité à vide est effectuée afin de détecter l'effet de la métallisation de la colle à l'argent sur le facteur de qualité à vide parce que sa conductivité est relativement basse en comparaison avec celle de l'or. Sur le Tableau II-2 on a trouvé que la valeur de Q_0 pour une cavité complètement blindée par l'or est de 1568. Pour une cavité ayant une surface de 1 mm^2 métallisée par l'argent de conductivité de $5 \cdot 10^5$ S/m, le facteur de qualité à vide est de 1460. Cette valeur est très proche à la valeur initiale de Q_0 (1568) et n'a pas une influence effective sur le niveau de pertes d'insertion (par Felo : 0,16 dB au lieu de 0,14 dB).

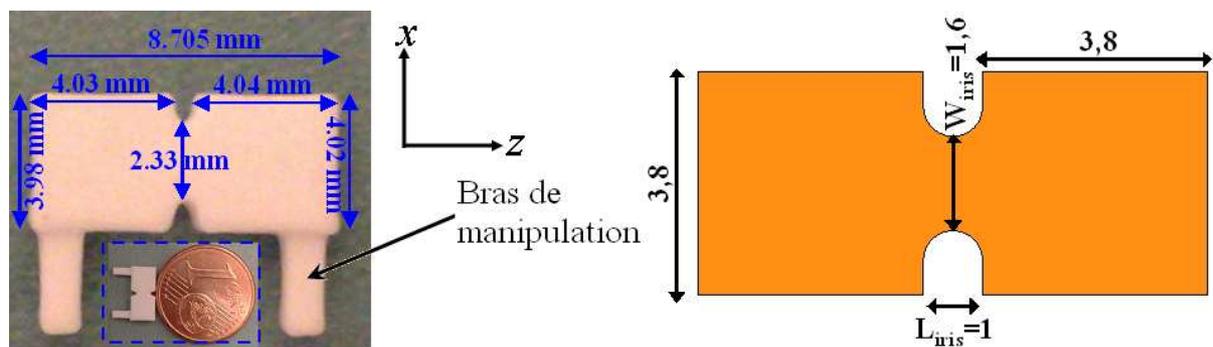


Figure II-20 : Les dimensions du filtre réalisé par Stéréolithographie céramique 3D (à gauche) et les dimensions objectives en mm (à droite)

Les dimensions du filtre après la réalisation en céramique sont rapportées sur la Figure II-20. On peut clairement remarquer la différence entre ces dimensions et les dimensions théoriques présentées sur la Figure II-18. En fait, c'est la première pièce de cette topologie qui a été fabriquée par SLA 3D. Les paramètres du laser utilisé par le SLA (vitesse, énergie, ...)

n'étaient pas encore totalement optimisés pour cette topologie. Comme nous le verrons, les tolérances de fabrication seront améliorées au cours des fabrications suivantes.

Nous avons précisé précédemment que le but du filtre deux pôles est de valider expérimentalement les étapes de fabrication et cela, avant de poursuivre par la réalisation du filtre quatre pôles objectif. Donc, nous avons continué les étapes de fabrication de ce filtre deux pôles malgré ses variations dimensionnelles initiales.

Avant d'effectuer la métallisation et la gravure, le filtre est simulé en prenant en compte les dimensions de la partie céramique réalisée. La taille d'iris (2,33 mm) est relativement grande en comparaison avec sa largeur initiale (1,6 mm), ce qui impose une bande passante plus large. Donc pour conserver le même niveau de réflexion dans la bande passante, on a joué sur les dimensions du motif d'excitation pour augmenter la valeur de facteur Q_e . Le but de cette simulation est d'avoir une bonne allure de filtrage pour les mesures. La Figure II-21 montre la réponse électromagnétique du filtre.

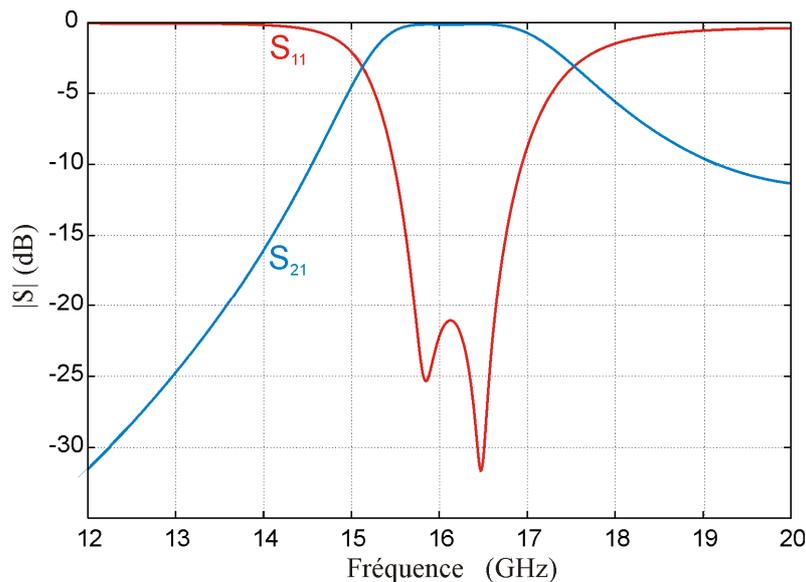


Figure II-21 : Réponse EM du filtre réalisé avec la compensation sur les dimensions du motif

Comme attendu, la fréquence centrale n'est plus égale à 17,5 GHz. Le filtre est maintenant centré à 16,4 GHz avec une bande passante à -3 dB de 14,08%, soit 2,3 GHz. Cette bande est plus grande puisque la largeur d'iris réalisée est de 2,33 mm au lieu de 1,6 mm d'où une augmentation du couplage entre les deux cavités. Par contre, le coefficient de réflexion reste inférieur à -20 dB.

Ce filtre en alumine doit, pour être mesurable, subir deux étapes essentielles et délicates:

- sa métallisation à base de métaux nobles (or, argent, ...) hautement conducteurs,
- la gravure des motifs d'excitation coplanaires servant d'entrée et de sortie sur les filtres

Donc le filtre est tout d'abord métallisé en utilisant une technique classique nommée pulvérisation. Six étapes de métallisation sont nécessaires pour métalliser les six côtés du filtre. Par contre, la gravure du système d'excitation coplanaire est effectuée par lithographie en employant un masque qui décrit les nouvelles dimensions optimisées du motif. Plus de détails sur les deux techniques, la pulvérisation et la lithographie, sont données dans le premier chapitre de ce manuscrit.

La Figure II-22 présente un des deux motifs d'excitation après gravure. Les dimensions réalisées sont proches de celles théoriques. La différence observée sur le gap de la ligne coplanaire est de $20\ \mu\text{m}$ alors que les différences maximums sur les autres dimensions du motif sont de $30\ \mu\text{m}$.

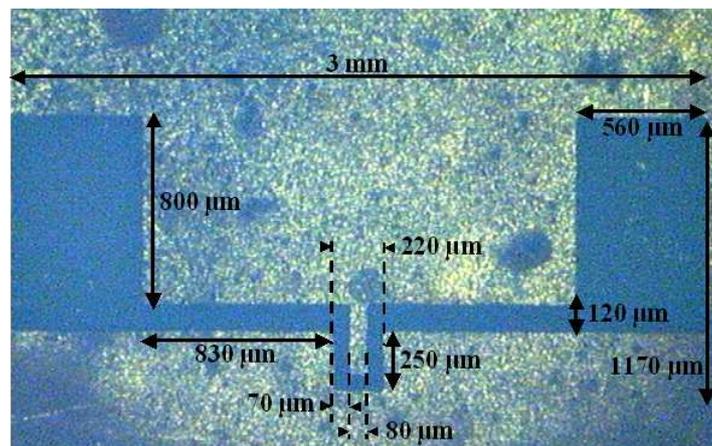


Figure II-22 : Photographie et dimensions du motif d'excitation après l'étape de lithographie

IV.3.2.2. Validation expérimentale

La Figure II-23 montre une photographie du filtre deux pôles basé sur l'iris circulaire. Ce filtre est maintenant prêt à être mesuré après avoir accompli toutes les étapes de réalisation.

La réponse mesurée est montrée sur la Figure II-24. Le filtre est centré à 15,77 GHz avec une bande passante à $-3\ \text{dB}$ de 14,27%, soit 2,25 GHz et l'on trouve 0,19 dB de pertes d'insertion. La réflexion dans la bande est inférieure à $-20\ \text{dB}$. On peut observer une différence au niveau de la fréquence centrale entre cette réponse mesurée et la réponse

simulée effectuée après la compensation sur les dimensions de motif dans le paragraphe IV.3.2.1.

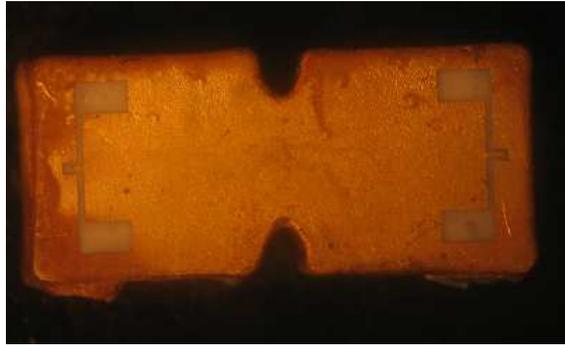


Figure II-23 : Photographie du filtre deux pôles prêt pour les mesures expérimentales

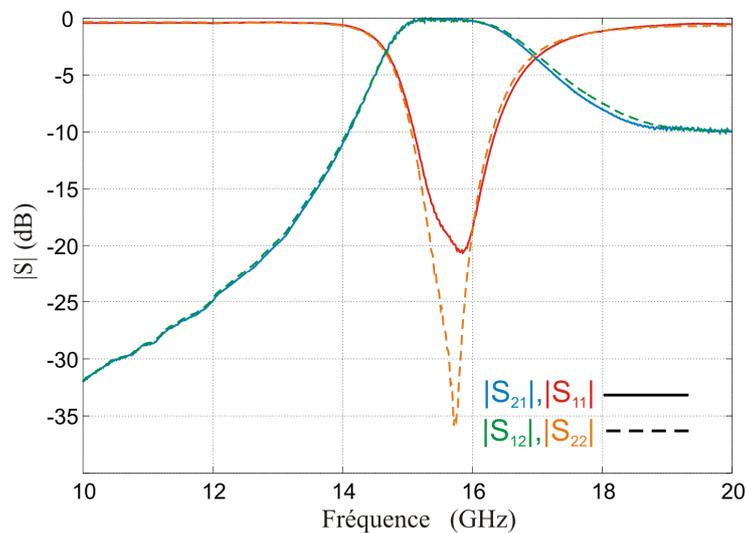


Figure II-24 : Réponses expérimentales du filtre en réflexion et en transmission

Ce décalage en fréquence n'est pas causé par les dimensions réelles du filtre puisqu'elles sont prises en compte dans la simulation effectuée après la fabrication céramique. La taille de maillage dans la structure simulée ($\lambda_g/6\pi$) est suffisante pour assurer au logiciel EMXD basé sur la méthode des éléments finis une bonne précision de calcul. Donc, la seule raison qui explique le décalage fréquentiel est la permittivité de l'alumine utilisée lors de la fabrication.

Les réponses théoriques données sont considérées pour une alumine présentant une permittivité de 9,1 et une tangente de pertes de $4,5 \cdot 10^{-5}$. Des retro-simulations sont exécutées pour décaler la réponse théorique présentée sur la Figure II-21 vers la réponse expérimentale montrée sur la Figure II-24. Cette compensation sur la permittivité donne une valeur optimum de 9,8.

Sur la Figure II-25, on présente l'évolution de la fréquence de résonance d'une cavité résonante rectangulaire remplie d'alumine en fonction de la permittivité ; toujours en conservant les dimensions globales de cette cavité. Une variation de 9,1 à 9,8 va diminuer la fréquence de résonance de 0,64 GHz. Cette valeur est en bon accord avec la différence (0,63 GHz) entre les fréquences centrales du filtre simulé après la fabrication céramique (16,4 GHz) et du filtre mesurée (15,77 GHz).

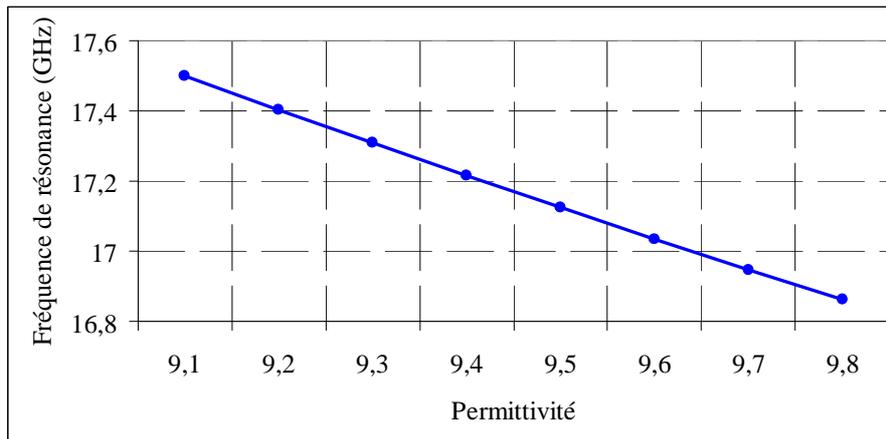


Figure II-25 : La fréquence de résonance variante avec la valeur de la permittivité

La comparaison simulation/mesure du filtre deux pôles est présentée sur la Figure II-26. Avec la nouvelle valeur de la permittivité, les deux réponses sont en bon accord.

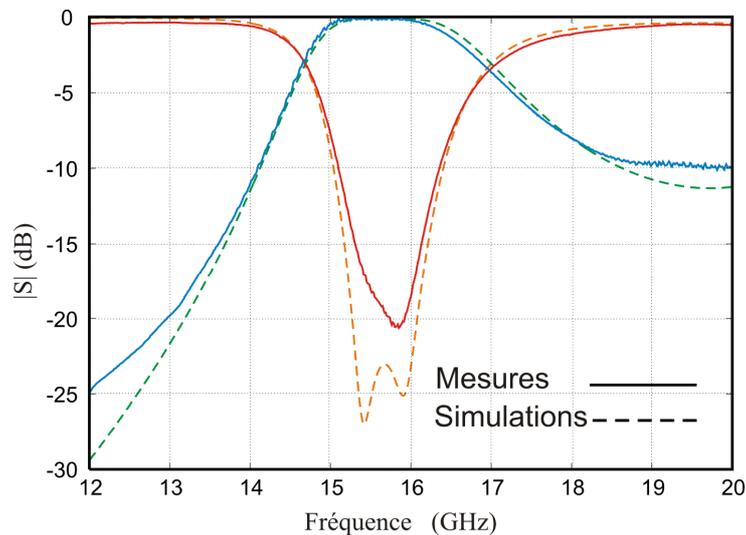


Figure II-26 : Comparaison entre les réponses de mesure et de retro-simulation pour $\epsilon_r=9,8$

Au cours de cette étude du filtre deux pôles, nous avons validé expérimentalement le principe de fonctionnement de la structure. La fabrication d'une pièce monobloc comportant les deux cavités et l'iris par stéréolithographie a de même été validée. Les étapes

technologiques utilisées, la pulvérisation et la lithographie, ont également été validées. Néanmoins quelques problèmes subsistent. Parmi ceux-ci nous notons la durée importante nécessaire pour métalliser les six côtés du filtre. Il y a aussi la valeur de la permittivité relative de l'alumine qui se révèle plus forte que prévue. A ce stade, ce phénomène n'a pas d'explication malgré une investigation sur la structure du matériau avec nos collègues céramistes.

IV.3.3. Etude en Température

Le filtre en bande Ku doit satisfaire les contraintes environnementales du spatial. Le gabarit de filtrage doit notamment être satisfait dans une gamme de -15°C à $+65^{\circ}\text{C}$. En effet, les variations de température sont souvent responsables de décalage en fréquence, modifications des bandes passantes, dégradation des performances... Dans les équipements de charges utiles, il est parfois nécessaire d'utiliser de circuits supplémentaires de compensation en température afin que l'équipement global conserve les performances spécifiées. Afin de connaître les effets de la température sur le fonctionnement du filtre, une étude est réalisée sur le filtre deux pôles basé sur l'iris circulaire.

IV.3.3.1. Mesures en température

Les mesures en température sur le filtre deux pôles et sur une gamme allant de -30 à $+65^{\circ}\text{C}$ ont été réalisées par TAS. Les résultats des paramètres S en bande étroite (14-18 GHz) sont affichés sur la Figure II-27.

Un relevé de la fréquence pour S_{21} égal à -5 dB (point relevé arbitrairement pour sa facilité à être repéré) est présenté sur la Tableau II-4. Ces mesures ont permis de relever un décalage fréquentiel de près de 80 MHz pour une variation en température entre -30 et $+65^{\circ}\text{C}$. Cette variation est importante pour l'application de ce filtre dans un environnement spatial. Nous allons donc essayer de savoir quelle est la source de cette variation, et de prendre des précautions pendant l'optimisation des autres filtres afin de l'éviter. Ces précautions sont notamment considérées pour le filtre quatre pôles et toujours en respectant le gabarit de filtrage imposé.

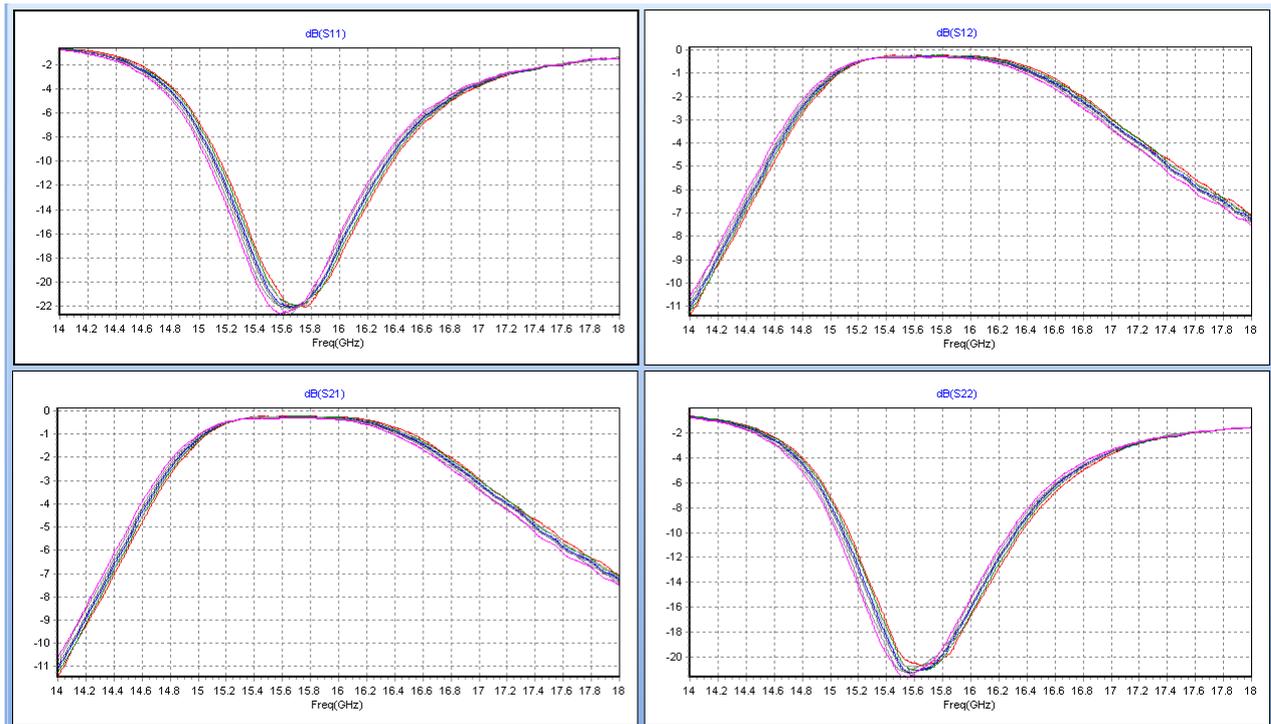


Figure II-27 : Mesures en bande étroite: 14 – 18 GHz

Température (°C)	Fréquence (GHz)	Niveau S21 (dB)
-30	14.59	-4.97
-15	14.57	-4.98
0	14.56	-5.02
10	14.55	-4.94
25	14.54	-5.02
45	14.52	-5.00
65	14.51	-4.98

Tableau II-4 : Evolution fréquentielle du point à -5dB en fonction de la température (mesures de TAS)

IV.3.3.2. Analyses de résultats par les simulations EM

Afin de comprendre cette dérive fréquentielle (80 MHz), une action complémentaire a été menée par des simulations électromagnétiques en oscillations forcées. Nous avons essayé de trouver une relation entre la variation en température et la variation de permittivité et/ou la variation dimensionnelle du filtre.

Dans le premier cas, on a fixé les dimensions du filtre et étudié la variation sur la permittivité pour une dérive fréquentielle de 80 MHz. Le Tableau II-5 résume l'évolution de la fréquence pour S_{21} égal -5 dB en faisant varier légèrement la permittivité de l'Alumine utilisée pour la fabrication du filtre.

Variation sur la permittivité	Fréquence (GHz)	Niveau S_{21} (dB)
-0,06	14,6	-4,9808
-0,05	14,59	-5,009
-0,04	14,585	-4,9769
-0,03	14,575	-5,0055
-0,02	14,57	-4,9736
-0,01	14,56	-5,0025
0	14,552	-4,9931
0,01	14,545	-5,0001
0,02	14,538	-4,993
0,03	14,53	-4,9982
0,04	14,522	-5,0036
0,05	14,514	-5,0091
0,06	14,508	-4,9905

Tableau II-5 : Evolution de la fréquence en fonction d'une variation sur la permittivité

Nous pouvons voir qu'une variation de 80 MHz sur la fréquence centrale similaire à celle observée en mesure s'assimilerait à une variation d'environ $\pm 0,05$ sur la permittivité de la céramique.

De la même manière, une étude similaire a été menée en faisant varier toutes les dimensions du filtre deux pôles avec une permittivité fixée. Les résultats de l'évolution de la fréquence à S_{21} égal à -5 dB sont affichés sur le Tableau II-6.

Une variation des dimensions du filtre de $\pm 0,3\%$ peut expliquer la dérive fréquentielle observée en température. Donc, la variation fréquentielle relevée lors des mesures en température peut être expliquée par une variation de dimensions de $\pm 0,3\%$, ou une variation de permittivité de $\pm 0,05$ ou bien les deux facteurs en même temps.

Variations (%)	Fréquence (GHz)	Niveau S21 (dB)
-0,3	14,596	-5.006
-0,2	14,58	-5.0083
-0,1	14,57	-4.9914
0	14,552	-4.9931
0,1	14,538	-5.0072
0,2	14,522	-5.009
0,3	14,51	-4.991

Tableau II-6 : Evolution de la fréquence en fonction d'une variation sur les dimensions du filtre

IV.4. Filtre passe-bande quatre pôles

Dans le paragraphe III.1.2, on a montré que le nombre de pôles nécessaires pour respecter le gabarit du filtrage en bande Ku est de quatre. Donc, un filtre ayant quatre cavités résonantes couplées par trois iris circulaires céramiques est optimisé. La démarche d'optimisation du filtre multi-pôles basée sur la méthode d'identification de matrice de couplage est illustrée en détails dans la partie suivante de ce chapitre.

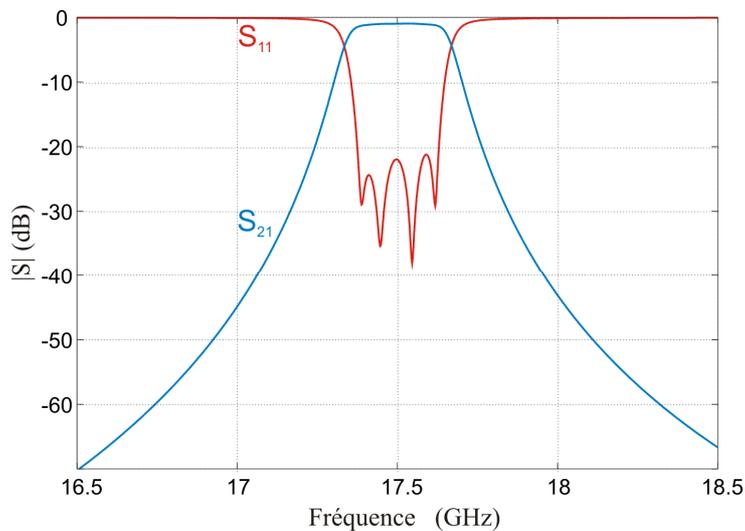


Figure II-28 : Simulation EM globale du filtre quatre pôles

La réponse de la simulation EM du filtre est montrée sur la Figure II-28. Le système d'excitation coplanaire est identique à celui utilisé pour le filtre deux pôles. Une fabrication a été lancée par stéréolithographie céramique et elle a été suivie par un essai de métallisation. La Figure II-29 présente une photographie du filtre en céramique avant sa métallisation.

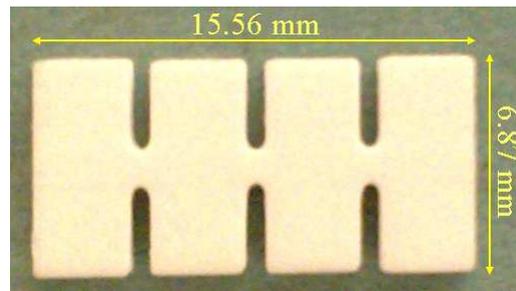


Figure II-29 : Photographie du filtre réalisé par Stéréolithographie céramique 3D

La difficulté de ce design a été de métalliser les faces internes entre les cavités puisque ces zones particulièrement fermées sont difficiles et même pour certains impossibles à métalliser (voir Figure II-29). De plus, la longueur de ce filtre dépasse les limites sur les dimensions imposées dans les contraintes de fabrication (15 mm × 15 mm). Alors une solution alternative doit être trouvée pour résoudre ces problèmes. Cette solution suggérée est une nouvelle topologie présentée dans la partie suivante.

V. Filtre en forme de papillon

Pendant la réalisation du filtre à base d'iris circulaire, qui est la première topologie suggérée pour construire un filtre qui respecte le gabarit de filtrage imposé en bande Ku, nous avons vu que des problèmes différents ont été rencontrés :

- la difficulté d'avoir un iris circulaire ayant la bonne forme et les bonnes dimensions,
- six étapes ont été nécessaires par pulvérisation pour métalliser la structure 3D entière,
- une difficulté à métalliser les faces entre les cavités résonantes de filtre quatre pôles,
- les dimensions du filtre quatre pôles qui sont supérieures aux limites de contraintes de fabrication.

Donc, nous avons essayé de trouver une solution qui résout une grande partie des problèmes.

V.1. Avantages de la topologie papillon

La nouvelle topologie proposée est basée sur la forme du papillon comme montrée sur la Figure II-30. Cette forme a plusieurs points communs avec le filtre basé sur l'iris circulaire.

- les cavités résonantes sont toujours parallélépipédiques, mais sont tournées de 45° degrés par rapport à l'axe longitudinal,
- le filtre papillon a aussi un iris entre ses cavités mais il n'est pas circulaire, puisqu'il prend une forme rectangulaire,
- les deux cavités et l'iris sont toujours réalisés dans une seule pièce céramique,
- les deux filtres ont le même système d'excitation coplanaire

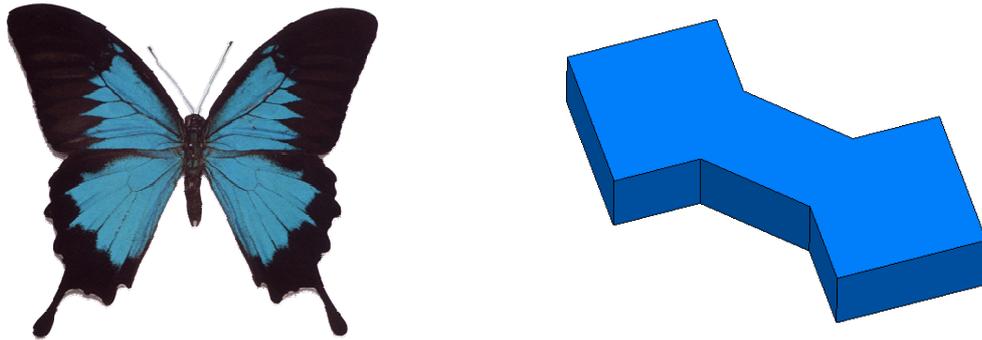


Figure II-30: Filtre deux pôles en forme de papillon

La structure en forme papillon possède des avantages comparés au dispositif précédent, ces avantages sont les points forts de cette topologie:

- présence d'un iris rectangulaire qui est plus facile à fabriquer avec des dimensions précises,
- grâce à ses faces au profil ouvert, quatre étapes sont seulement nécessaires pour métalliser entièrement le filtre par pulvérisation,
- pas de problème concernant la métallisation des faces verticales entre les cavités, même avec le filtre quatre pôles, comme nous allons le voir dans ce chapitre,
- en utilisant cette forme, le filtre quatre pôles va respecter les contraintes imposées sur les dimensions globales. Plus de détails sont présentés dans le paragraphe qui traite de l'optimisation de ce filtre (V.3.1).

V.2. Filtre passe-bande deux pôles

Avant d'optimiser le filtre quatre pôles, un filtre deux pôles a été étudié pour valider la nouvelle topologie. Ce filtre a été fabriqué par stéréolithographie 3D, métallisé par

pulvérisation, gravé et ensuite mesuré. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter l'optimisation de ce filtre et sa validation expérimentale.

V.2.1. Optimisation du filtre

Comme déjà vu avec le filtre à base d'iris circulaire, la conception d'un filtre deux pôles est simple puisque deux couplages sont à caractériser: le coefficient de couplage inter-résonateurs K_{12} et le facteur de qualité extérieur Q_e .

Le gabarit de filtrage imposé pour ce filtre est le suivant:

- $f_0 = 17,5$ GHz,
- bande passante à -3 dB = 300 MHz,
- ondulations dans la bande = 0,1 dB,
- réflexion dans la bande $S_{11} < -20$ dB.

Les valeurs des coefficients Q_e et K_{12} sont respectivement de 55 et 0,021. Puisque le filtre papillon et le filtre à iris circulaire ont le même système d'excitation coplanaire et la même forme de cavité fonctionnant sur le mode fondamentale TE_{101} , alors les abaques reliant la facteur Q_e aux dimensions établis précédemment (Figure II-11, Figure II-12, et Figure II-13) reste valable. Par contre, la forme d'iris est maintenant différente. Des simulations en oscillations libres sont effectuées pour étudier l'effet de la largeur (W_{iris}) et la longueur (L_{iris}) de l'iris rectangulaire sur le coefficient de couplage inter-résonateurs.

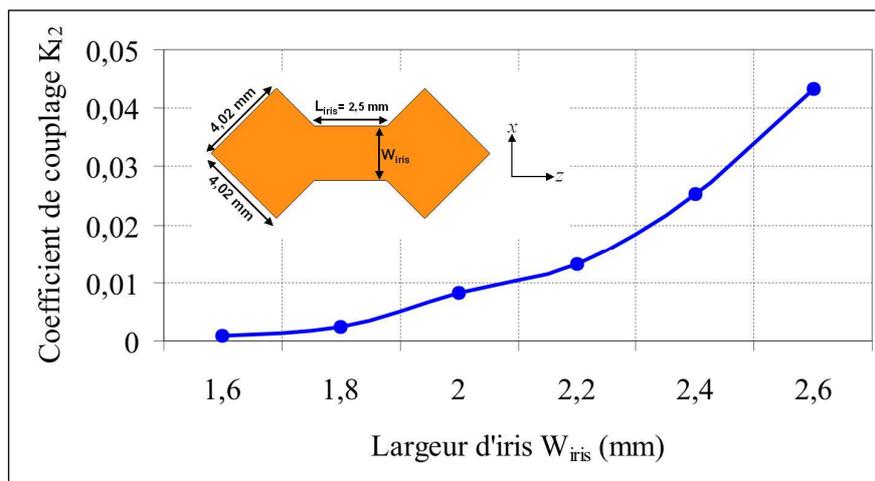


Figure II-31: Variations du coefficient K_{12} en fonction de la largeur d'iris (W_{iris})

Les graphes sur la Figure II-31 et la Figure II-32 présentent l'évolution du coefficient K_{12} en fonction de paramètres W_{iris} et L_{iris} . On peut observer que le couplage entre les deux cavités résonantes est plus fort si on a un iris large et court. Le niveau de ce couplage va jouer sur la largeur de la bande passante du filtre.

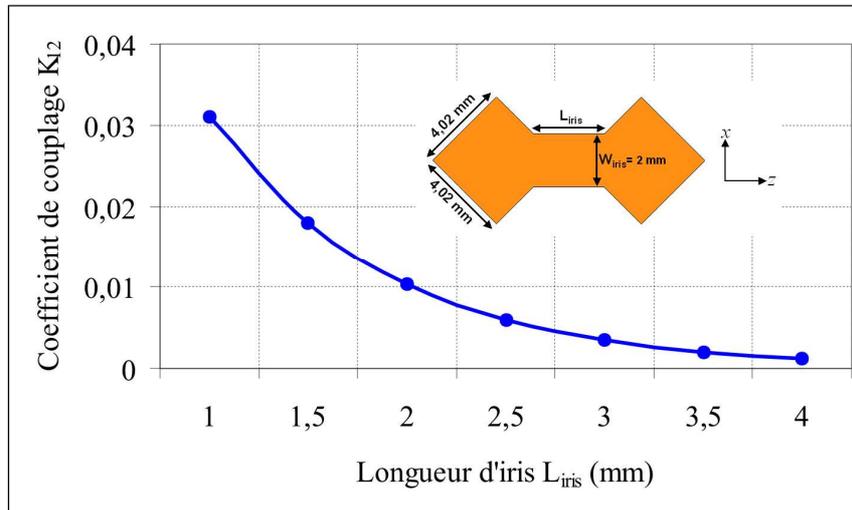


Figure II-32: Variations du coefficient K_{12} en fonction de la longueur d'iris (L_{iris})

La réponse électromagnétique obtenue après quelques simulations en oscillations forcées est montrée sur la Figure II-33. Pour cette simulation, l'alumine considérée présente une permittivité de 9,1 et une tangente de pertes de $4,5 \cdot 10^{-5}$ à 15 GHz. La conductivité d'or qui va blinder toute la pièce céramique est de $4,1 \cdot 10^7$ S/m.

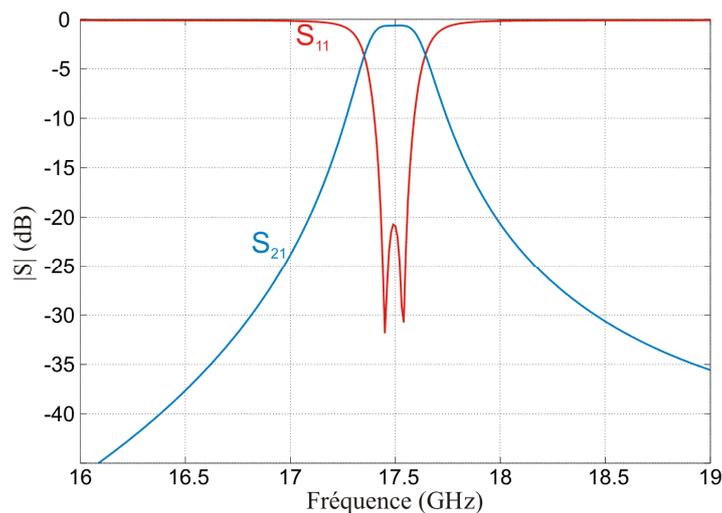


Figure II-33: Réponse en fréquence du filtre deux pôles papillon

Remarque: l'optimisation de ce filtre et du filtre quatre pôles (présenté dans le paragraphe suivant) avait été chronologiquement effectuée avant de mettre à jour la valeur de

la permittivité de l'alumine à 9,8. Cette remarque ne remet pas en cause l'objectif qui est pour l'instant de valider cette topologie et les étapes technologiques associées.

La fréquence centrale est de 17,5 GHz, la bande passante à -3 dB est de 1,71%, soit 300 MHz et l'on trouve 0,65 dB de pertes d'insertion. La réflexion dans la bande est toujours supérieure à -20 dB. Ce résultat est satisfaisant et respecte le gabarit imposé pour l'optimisation de ce filtre deux pôles. Sur la Figure II-34, on présente les dimensions globales du filtre et les dimensions correspondantes de ses accès d'excitation.

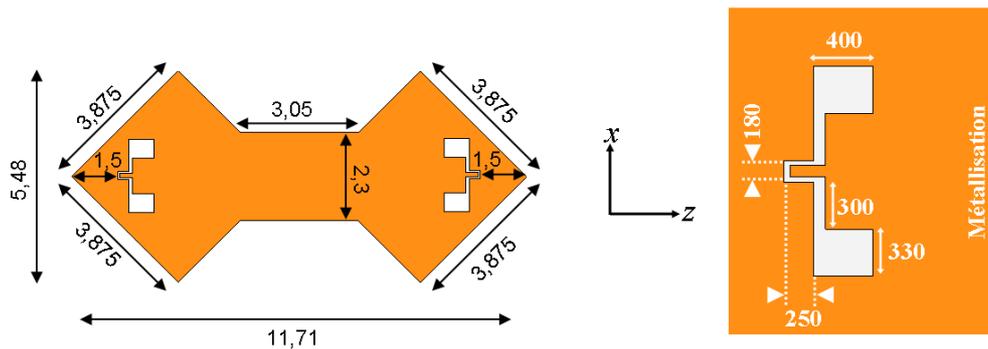


Figure II-34: Dimensions globales du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

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. Deux bras céramiques sont ajoutés pour faciliter la manipulation pendant l'électrolyse; ils seront enlevés à la fin de la fabrication. Sur la Figure II-35, nous présenterons une photographie du filtre céramique nu réalisé et les paramètres qui définissent ses dimensions.

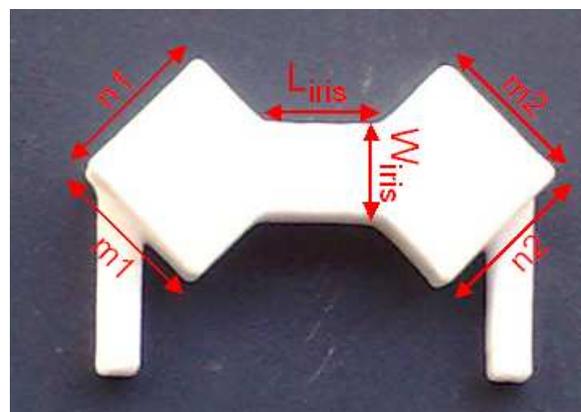


Figure II-35: Photographie du filtre deux pôles fabriqué par stéréolithographie céramique 3D

Trois pièces (A, B & C) sont fabriquées pour valider expérimentalement ce filtre deux pôles. Le Tableau II-7 résume les dimensions relevées sur les pièces fabriquées afin de les comparer aux dimensions demandées. Les différences pour chaque dimension sont représentées en μm par le terme « erreur ».

Dimensions	m1 / erreur	n1 / erreur	m2 / erreur	n2 / erreur	W _{iris} / erreur	L _{iris} /erreur
Pièce A	3,908/+33	3,899/+24	3,955/+80	3,903/+28	2,275/-25	2,95/-100
Pièce B	3,919/+44	3,9/+25	3,914/+39	3,899/+24	2,27/-30	2,83/-220
Pièce C	3,879/+4	3,937/+62	3,916/+41	3,879/+4	2,274/-26	2,95/-100

Tableau II-7 : Les dimensions obtenues sur les trois pièces fabriquées (en mm) et les erreurs de fabrications correspondantes (en μm)

Concernant les dimensions des cavités parallélépipédiques, nous obtenons des valeurs très proches des dimensions demandées : la tolérance de fabrication moyenne est de $35 \mu\text{m}$ (0.9 %). Par contre, pour les dimensions des iris rectangulaires, la tolérance de fabrication de $85 \mu\text{m}$ (3%). Cet écart entre le maximum et le minimum de variation provient du retrait anisotrope que subit la pièce crue lors de sa cuisson étant donnée la forme non homogène de la structure dans les trois dimensions. Ce point est techniquement très délicat à régler et nécessite d'être optimiser lorsqu'une nouvelle topologie est fabriquée.

Les deux pièces A & B sont métallisées par la technique de pulvérisation par la société « Microcertec » à Collegien, France. L'épaisseur de ce dépôt d'or est de $5 \mu\text{m}$. Les pièces sont ensuite soumises à la technique de gravure laser. Par contre, la pièce C est métallisée à Xlim par pulvérisation et l'épaisseur du dépôt d'or est dans un premier temps de 200 nm . Cette dernière est ensuite augmentée jusqu'à $5 \mu\text{m}$ par une étape d'électrolyse. Sur la Figure II-36, nous présentons les photographies des filtres A & C qui sont prêts à être mesurés.



Figure II-36: Photographies des filtres A (à droite) & C (à gauche)

V.2.2. Mesures et retro-simulations

Les trois filtres sont mesurés à Xlim en utilisant l'analyseur de réseaux vectoriel HP8510C et les pointes GSG compatibles avec les accès coplanaires. Les trois figures suivantes représentent respectivement les réponses expérimentales des trois filtres.

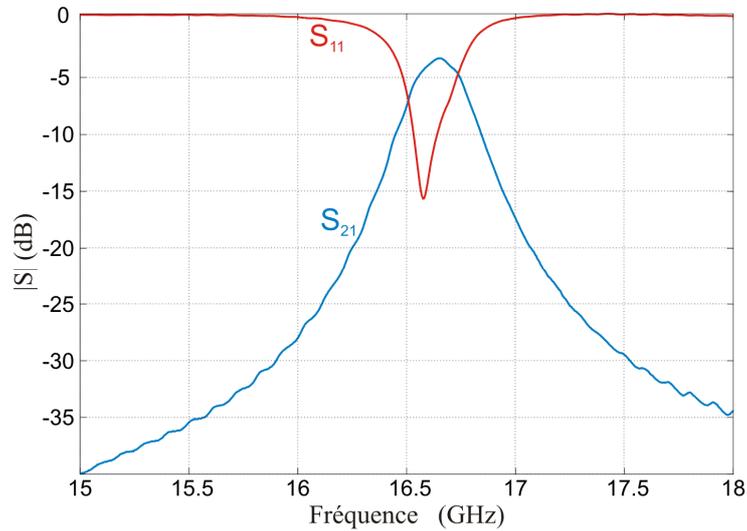


Figure II-37: Réponse de mesures du filtre deux pôles papillon A

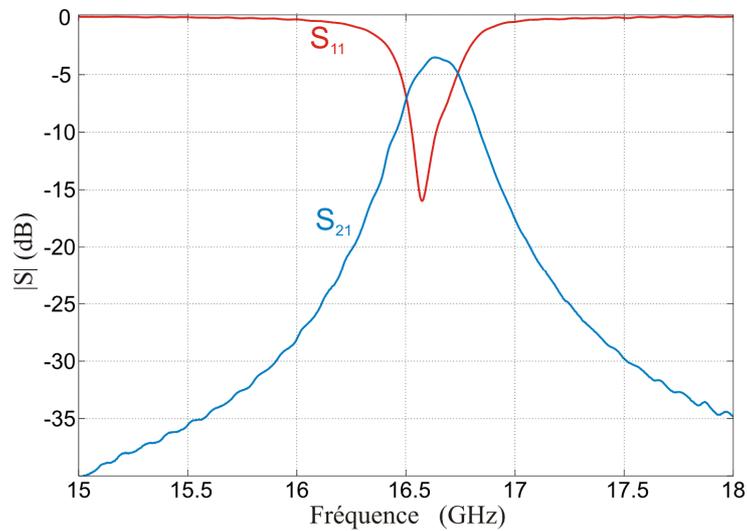


Figure II-38: Réponse de mesures du filtre deux pôles papillon B

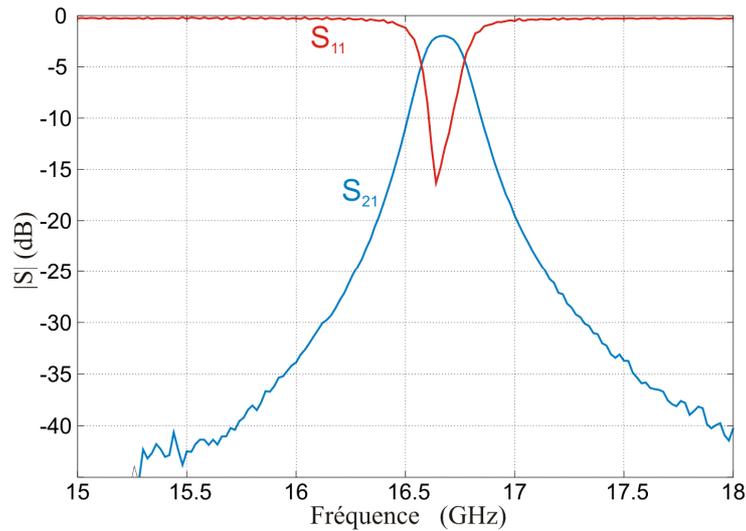


Figure II-39: Réponse de mesures du filtre deux pôles papillon C

Le Tableau II-8 résume les caractéristiques électriques relevées sur les réponses mesurées des trois filtres.

	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante à -3 dB (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Réflexion (dB)
Filtre A	16,65	0,254	3,31	-15,64
Filtre B	16,66	0,265	3,62	-15,93
Filtre C	16,68	0,21	1,97	-16,69

Tableau II-8: Caractéristiques expérimentales électriques des trois filtres A, B & C

On peut remarquer que les fréquences centrales des trois filtres sont très proches, mais elles sont décalées de la fréquence souhaitée à 17,5 GHz. Les bandes passantes à -3 dB sont inférieures à l'objectif (300 MHz), ce qui s'explique par le fait que les iris réalisés sont inférieurs en dimensions à l'objectif. Par contre, le décalage en fréquence ne peut pas être expliqué par les dimensions réalisées des cavités résonantes. Des premières observations visuelles montrent qu'un léger dépôt métallique subsiste dans la zone gravée. Cette observation, à confirmer sur de prochains tests, pourrait expliquer les pertes d'insertions plus importantes dans le cas de la gravure laser. Ce point n'est néanmoins pas critique puisqu'il suffit de renforcer le passage du laser pour s'assurer d'une gravure totale.

La réponse théorique donnée sur la Figure II-33 est celle considérée pour l'alumine présentant une permittivité de 9,1. Pour comprendre la raison du décalage fréquentiel, des retro-simulations sont effectuées en considérant les dimensions expérimentales présentées sur la Tableau II-8 d'une part, et la valeur de la permittivité expérimentale obtenue avec le filtre d'iris circulaire d'autre part (9,8). Les réponses de ces simulations sont en bon accord avec les

mesures. Nous présentons ici le résultat de la retro-simulation pour le filtre A sur la Figure II-40.

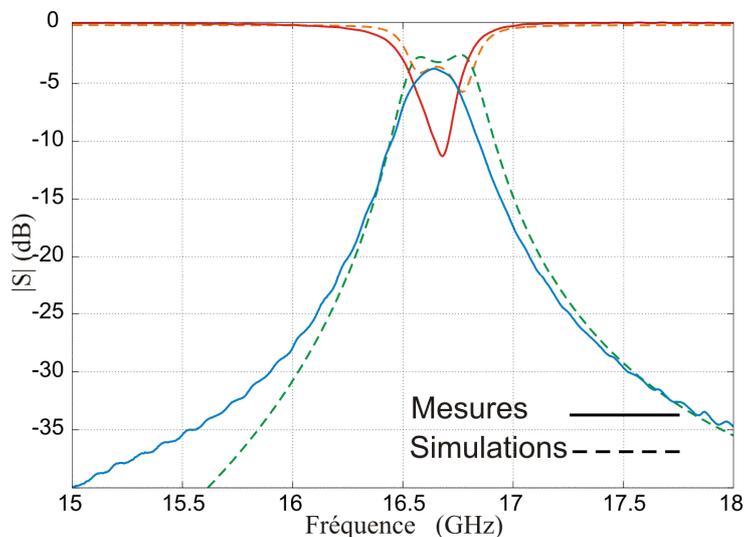


Figure II-40: Comparaison entre les réponses de mesure et de retro-simulation pour le filtre A ($\epsilon_r=9,8$ + dimensions expérimentales)

Avec ces filtres deux pôles en forme de papillon, on a montré qu'il est envisageable d'utiliser la technologie stéréolithographie céramique 3D pour réaliser des composants microondes, moyennant quelques ajustements. La technique de pulvérisation effectuée à Xlim est aussi validée puisqu'on a obtenu de bonnes performances de même qu'avec les résultats des structures qui sont métallisées et gravées par la société « Microcertec ». A noter cependant qu'une attention particulière est à portée sur le retrait des pièces à la cuisson pour assurer un bon contrôle de leurs dimensions.

V.3. Filtre passe-bande quatre pôles

Notre but principal est d'optimiser un filtre qui répond aux spécifications du gabarit imposé par TAS. Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter un filtre qui respecte les contraintes sur les dimensions globales tout en étant aisément métallisable grâce à la forme en "papillon".

V.3.1. Optimisation du filtre

Nous allons, dans ce paragraphe, appliquer le principe de fonctionnement pour un filtre deux pôles étudié à la réalisation d'un filtre quatre pôles de type Chebyshev. Au cours de la

phase de conception, nous avons eu recours à une procédure d'optimisation [II-23] afin de faciliter la conception du filtre quatre pôles.

V.3.1.1. Matrice de couplage objectif

En effet, les comportements fréquentiels des filtres à hautes fréquences peuvent devenir délicats à anticiper et à ajuster et il devient nécessaire d'utiliser une méthode spécifique afin de pouvoir les régler précisément, tout en minimisant le nombre de calculs EM.

Cette méthode est basée sur l'analyse EM des filtres considérés, couplée à un logiciel d'identification qui permet d'extraire l'ensemble des grandeurs caractéristiques des filtres pour simplifier leur réglage. Cette même méthode a été utilisée pour l'optimisation du filtre quatre pôles à base d'iris circulaire présenté dans le paragraphe IV.4 de ce chapitre.

La première étape de la conception est le choix d'un gabarit de filtrage. Comme nous l'avons déjà dit, nous nous sommes appuyés sur les contraintes de filtrage définies dans le projet FILIPIX. Dans la partie III de ce chapitre, on a présenté les spécifications de filtrage imposées et on a trouvé qu'un filtre passe bande quatre pôles est envisagé pour répondre à ces objectifs.

En appliquant le logiciel *Felo*, la synthèse du filtre en éléments localisés est réalisée afin de satisfaire le cahier de charge imposé. La synthèse des dispositifs hyperfréquences est le plus souvent basée sur un schéma électrique équivalent, qui consiste à caractériser les éléments localisés du circuit équivalent.

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. C'est cette matrice de couplage idéale et ces deux résistances qui vont établir le lien direct entre les spécifications du filtre décrites précédemment et ses dimensions géométriques. Elle est déterminée à partir de la fréquence centrale, la largeur de bande équivalent, le nombre de pôles, et la réjection hors bande. La matrice de couplages normalisée pour un tel filtre quatre pôles est donnée sur la Figure II-41.

$$[M_{obj}] = \begin{pmatrix} 0 & M_{in} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{in} & M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} & 0 \\ 0 & M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & 0 \\ 0 & M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} & 0 \\ 0 & M_{41} & M_{42} & M_{43} & M_{44} & M_{out} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_{out} & 0 \end{pmatrix}$$

Figure II-41: Matrice de couplage pour un filtre quatre pôles

Ces paramètres sont tous liés aux dimensions physiques du filtre, à savoir :

- 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 .
- 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}).

Le réglage de ce filtre quatre 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 (largeurs et longueurs des cavités résonantes, dimensions du système d'excitation, largeurs et longueurs des iris entre les cavités) à partir des informations fournies par la matrice objectif.

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

$$\text{Équation II-12 : } M_{in}=M_{out}=\sqrt{R}$$

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 :

$$\text{Équation II-13 : } R = \frac{f_0}{\Delta f \times Q_e}$$

où Δf représente la bande passante équi-ondulation et f_0 la fréquence centrale du filtre. Soit dans notre cas $\Delta f=0,25$ GHz et $f_0=17,5$ 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 :

$$\text{Équation II-14 : } k_{ij} = \frac{\Delta f}{f_0} \times M_{ij}$$

Avec $i, j=1, 2, 3, \& 4$ dans le cas du filtre quatre pôles.

V.3.1.2. La structure du filtre proposée

C'est en tenant compte de la matrice objectif $[M_{obj}]$ que nous devons ensuite réfléchir sur la topologie du filtre à adopter. Sur la Figure II-42, nous présentons la matrice de couplage objectif correspondant au filtre quatre pôles qui respecte le cahier des charges imposé.

$$[M_{obj}] = \begin{pmatrix} 0 & 1,106 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,106 & 0 & 0,986 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,986 & 0 & 0,741 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,741 & 0 & 0,986 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,986 & 0 & 1,106 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,106 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure II-42: Matrice de couplage objectif respectant le cahier des charges souhaité

La première remarque porte sur les couplages entre les résonateurs, ces trois couplages M_{12} , M_{23} & M_{34} sont positifs, donc on a le même type de couplages (électriques ou magnétiques) entre toutes les cavités qui sont adjacentes.

Sur la Figure II-43, nous présentons la structure proposée pour optimiser le filtre quatre pôles. Cette structure, basée sur la topologie en papillon, est une version évoluée du filtre deux pôles déjà présenté dans le paragraphe IV.3.

Quatre cavités parallélépipédiques sont utilisées dans ce filtre. Elles sont connectées par trois iris rectangulaires ayant la même hauteur que les cavités. Afin d'avoir des dimensions les plus petites possibles, nous avons arrangé les cavités résonantes selon une forme carrée. Cet arrangement nous permet de réduire les dimensions latérales, et de blinder le filtre par quatre étapes de métallisation comme nous allons le voir dans la suite de ce chapitre.

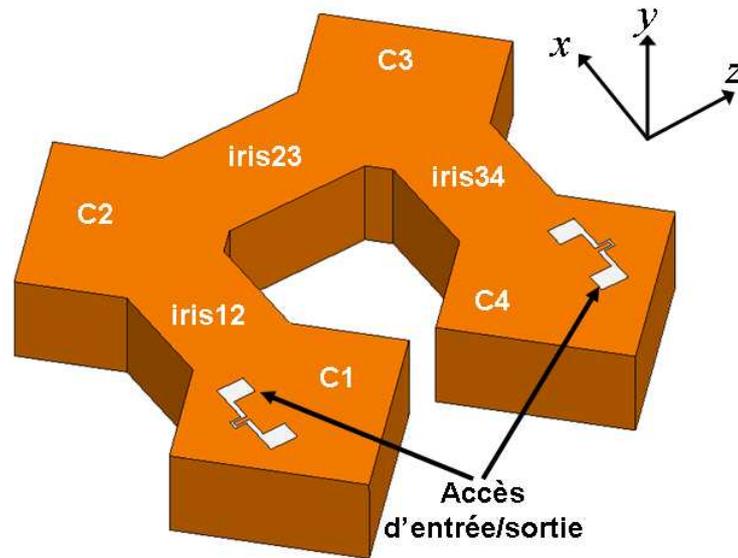


Figure II-43: Filtre quatre pôles proposé en forme de papillon

Ce filtre est excité par deux accès coplanaires gravés au-dessus de la première et de la quatrième cavité. Ces motifs d'excitation sont déjà validés avec les filtres deux pôles étudiés précédemment dans ce chapitre.

Avant de commencer les simulations électromagnétiques pour optimiser le filtre, on a estimé les dimensions initiales des cavités, des iris et des accès coplanaires. La hauteur de cette structure est toujours fixée à 2 mm, qui est la valeur maximum imposée par la lithographie.

Les dimensions des cavités parallélépipédiques sont toujours identifiées à partir d'un outil basé sur l'Équation II-4. Donc, pour une cavité diélectrique parallélépipédique résonante à 17,5 GHz, la longueur de son bord est de 4,02 mm si la valeur de permittivité est de 9,1. Nous rappelons ici que l'optimisation de ce filtre a été effectuée avant de détecter la valeur expérimentale (9,8) de la permittivité d'alumine.

La valeur du facteur de qualité extérieure Q_e est obtenue à partir d'Équation II-13 en fonction du terme R. Par contre, les résistances d'entrée et de sortie sont égales puisque notre réponse idéale du filtre est symétrique; elles sont calculées à partir d'Équation II-12, soit $R=1,2232$ et $Q_e=57,225$. Grâce à l'abaque donné sur la Figure II-13, nous prévoyons une longueur de dimension P égale à 240 μm . Les autres deux paramètres W & L sont fixés à 400 μm . Nous conservons des largeurs de gaps de 40 μm et une largeur de ligne de 100 μm .

En appliquant la formule de l'Équation II-14, les valeurs de coefficients inter-résonateurs k_{ij} sont calculées. Soit $k_{12}=k_{34}=0,0141$ et $k_{23}=0,0106$. Les dimensions initiales des

iris correspondantes à ces valeurs sont estimées en utilisant l'évolution de coefficient k_{ij} présentés sur les figures 26 et 27. Donc, $W_{iris12}=W_{iris34}=2$ mm; $L_{iris12}=L_{iris34}=1,75$ mm; $W_{iris23}=2,1$ mm et $L_{iris23}=2,5$ mm.

V.3.1.3. Boucle d'optimisation

Le modèle électromagnétique du filtre de départ établi avec les dimensions initiales est simulé dans sa totalité à l'aide d'une analyse électromagnétique globale 3D en oscillations forcées avec le logiciel EMXD. Pour minimiser les temps de calcul, le maillage de la structure est réduit de moitié en considérant un plan de symétrie géométrique. Nous ne tenons pas compte, lors des phases d'optimisation, des pertes métalliques et diélectriques. Donc, on considère que le filtre est blindé par un mur électrique parfait dans un premier temps; cela permet d'accélérer grandement le temps de calcul nécessaire aux simulations.

L'optimisation est directement réalisée sur la réponse en fréquence de la première analyse EM effectuée. La mise au point de cette méthode a été l'objet du travail de thèse de S. Bila [II-23], dans le cadre d'une convention entre le CNES, l'INRIA et Xlim. De nombreux dispositifs de filtrage multipôles en trois dimensions ont été optimisés avec succès grâce à cette méthode [II-24]-[II-25] au cours des ces dernières années. La procédure d'optimisation développée par S. Bila est basée sur l'identification systématique des différents paramètres de la nouvelle matrice de couplage issue de chaque simulation électromagnétique.

Cette identification est réalisée à l'aide du logiciel "Presto" développé par l'INRIA et le CNES. Ce logiciel est dédié à l'approximation rationnelle de fonctions et permet entre autres de déterminer la matrice de couplage identifiée $[M_{id}]$ correspondante au calcul EM. En la comparant avec $[M_{obj}]$, on visualise directement les modifications et les corrections à apporter sur les différents éléments constituant le filtre. Cette étape d'identification est nécessaire après chaque simulation [II-21].

Les modifications sont apportées sur les dimensions :

- des cavités résonantes pour rapprocher les valeurs de M_{ij} au zéro,
- des iris pour corriger les valeurs de M_{ij} ,
- des motifs pour corriger les valeurs de couplages d'entrée-sortie normalisées (M_{in} & M_{out}).

Une fois les corrections des dimensions effectuées, le modèle électromagnétique est de nouveau modélisé et simulé, pour extraire une nouvelle fois une matrice identifiée et corriger les paramètres d'optimisation du filtre, pour tendre vers la fonction de filtrage désirée. Une fois les corrections apportées, le modèle électromagnétique est à nouveau analysé et la procédure se poursuit jusqu'à obtenir un comportement en fréquence en accord avec le gabarit de filtrage fixé [II-21].

Le nombre d'itérations pour converger vers la solution finale va dépendre de la complexité du dispositif et de l'erreur que nous nous autoriserons sur la valeur de chaque coefficient de la matrice de couplage. La Figure II-44 présente le schéma complet de cette procédure d'optimisation [II-23].

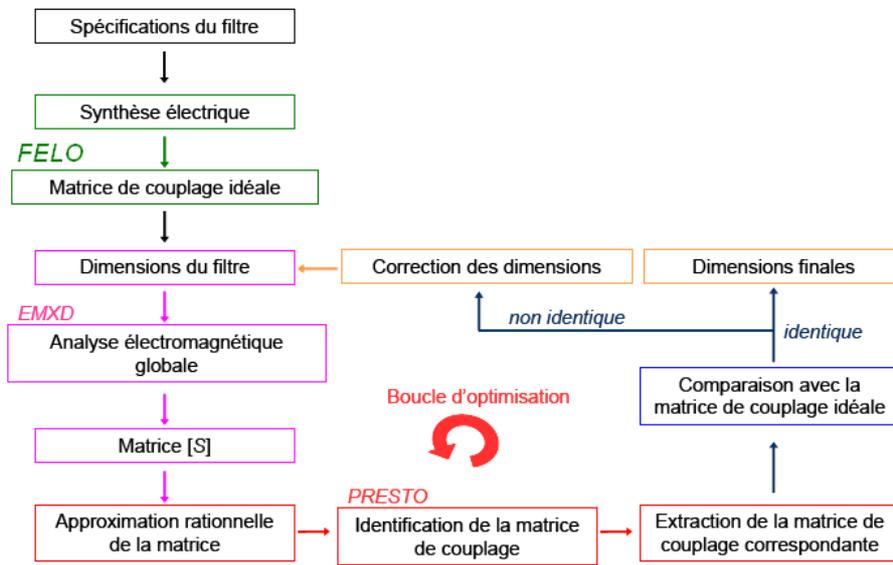
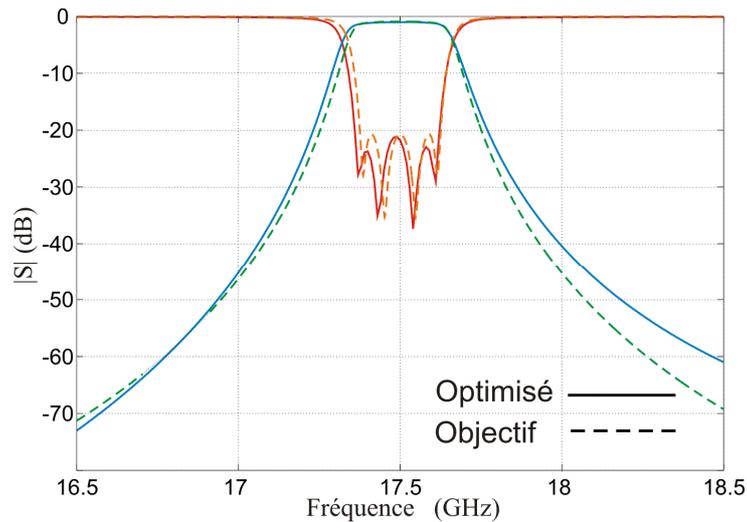


Figure II-44 : Schéma de principe de la méthode d'optimisation [II-23]

V.3.1.4. Réponse EM et dimensions finales

Au terme de cette optimisation, nous obtenons une réponse fréquentielle optimale satisfaisant les objectifs de filtrage. Cette réponse électromagnétique, qui prend en compte les différentes pertes métalliques et diélectriques ($\sigma = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ et $\tan\delta = 4,5 \cdot 10^{-5}$), comparée à l'objectif de filtrage, est présentée sur la Figure II-44. Dans notre cas, chaque calcul EM de la structure totale dure environ quinze minutes et il nous aura fallu une trentaine d'itérations avant de parvenir à la réponse EM fréquentielle souhaitée.



II-45: Comparaison de la réponse du filtre quatre pôles avec l'objectif visé lors de la synthèse

L'utilisation de cette méthode d'optimisation nous permet d'obtenir une réponse très proche de celle prévue par la synthèse. A l'aide du logiciel Presto, la matrice de couplage identifiée correspondante est comparée avec la matrice objectif.

$$[M_{id}] = \begin{pmatrix} 0 & 1,085 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,085 & 0 & 0,986 & 0,032 & 0,003 & 0 \\ 0 & 0,986 & 0 & 0,742 & 0,032 & 0 \\ 0 & 0,032 & 0,742 & 0 & 0,986 & 0 \\ 0 & 0,003 & 0,032 & 0,986 & 0 & 1,085 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1,085 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure II-46: Matrice de couplage identifiée issue de l'analyse électromagnétique

Nous pouvons constater que les coefficients des deux matrices, objectif et identifiée, sont assez semblables. La réponse EM du filtre satisfait le gabarit de filtrage fixé. La fréquence centrale est de 17,5 GHz, la bande passante équi-ondulation est de 260 MHz (340 MHz à -3 dB) et l'on trouve 1 dB de pertes d'insertion. La réflexion dans la bande est toujours supérieure à -21 dB. De plus, les réjections fréquentielles sont toujours inférieures à -40 dB à 17,5 GHz ± 500 MHz, et -52,8 dB à 17,5 GHz ± 750 MHz. Cette isolation fréquentielle satisfait bien aux spécifications de gabarit (-20 dB à $f_0 \pm 500$ MHz et -40 dB à $f_0 \pm 750$ MHz).

Une vue de dessus de la structure avec ses dimensions finales est indiquée sur la Figure II-47. On peut observer que les dimensions globales du filtre (10,95 mm \times 11,64 mm) sont

inférieures à celles imposées par les contraintes de fabrication ($15\text{ mm} \times 15\text{ mm}$). L'étape suivante consiste à fabriquer ce filtre par stéréolithographie céramique 3D.

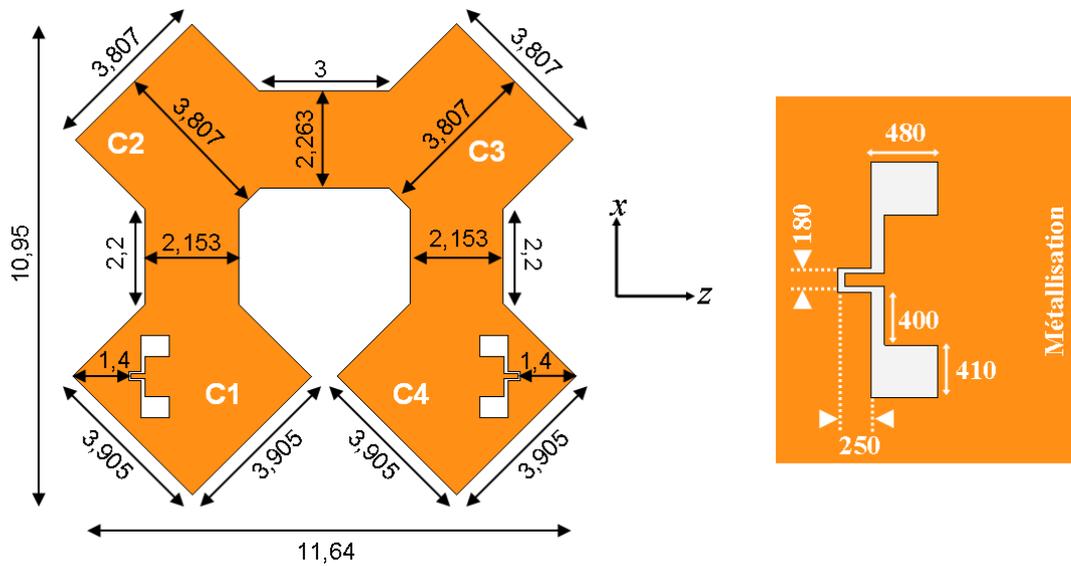


Figure II-47: Dimensions globales du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif d'excitation en μm (à droite)

V.3.2. Fabrications et mesures

V.3.2.1. Première réalisation

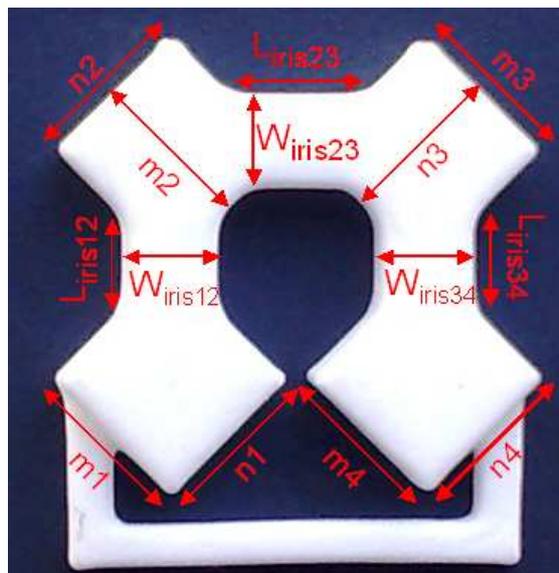


Figure II-48: Photographie du filtre quatre pôles fabriqué par stéréolithographie céramique

Le filtre quatre pôles de type papillon a été réalisé par stéréolithographie céramique 3D et est visible sur la Figure II-48 avec les symboles qui définissent les dimensions de ses différentes parties. Comme déjà vu avec le filtre deux pôles, nous avons ajouté une tige céramique afin de faciliter la manipulation du filtre.

Nous allons présenter les dimensions fabriquées et les mesures expérimentales de deux pièces réalisées A & B. Les Tableau II-9 & Tableau II-10 résumant les dimensions relevées sur ces pièces et les différences sur les dimensions « erreur » en μm .

	m1 /err	n1 /err	m2 /err	n2 /err	m3 /err	n3 /err	m4 /err	n4 /err
Pièce A	3,93/+25	3,928/+23	3,874/+67	3,828/+21	3,844/+37	3,846/+37	3,917/+12	3,936/+31
Pièce B	3,952/+47	3,956/+51	3,88/+73	3,841/+34	3,834/+27	3,846/+37	3,92/+15	3,923/+18

Tableau II-9: Les dimensions des cavités obtenues sur les deux pièces fabriquées (en mm) et les erreurs de fabrication correspondantes (en μm)

	W _{iris12} /err	L _{iris12} /err	W _{iris23} /err	L _{iris23} /err	W _{iris34} /err	L _{iris34} /err
Pièce A	2,14/-13	2,178/-22	2,278/+15	2,96/-40	2,12/-33	2,18/-20
Pièce B	2,157/+4	2,166/-34	2,251/-12	2,973/-27	2,136/-17	2,173/-27

Tableau II-10: Les dimensions des iris obtenues sur les deux pièces fabriquées (en mm) et les erreurs de fabrication correspondantes (en μm)

Les tolérances de fabrication sont comprises ente -27 et +50 μm . Ces valeurs sont proches des valeurs obtenues avec le filtre deux pôles. Ces deux pièces sont métallisées en utilisant l'or par pulvérisation. La pièce A est métallisée et gravée par la technique de lithographie au laboratoire Xlim, tandis que la pièce B est métallisée et gravée par laser par la société « Microcertec ».

Les motifs d'excitation sont gravés après la métallisation, les tiges céramiques complémentaires sont coupées à l'aide d'une scie à diamant et les zones de céramique nues sont métallisées à la colle à l'argent de conductivité de $5 \cdot 10^5 \text{ S/m}$. L'étude sur le facteur de qualité à vide dans le paragraphe IV.3.2.1, aussi bien que les mesures du filtre basé sur l'iris circulaire, a validé que la métallisation de ces zones par l'argent n'a pas d'influence sur la performance du filtre au niveau de pertes d'insertion.

La découpe de ces bras est la dernière étape de fabrication avant d'effectuer les mesures des filtres. Sur Figure II-49, nous présentons les photographies des filtres A & B prêtes pour être mesurés.



Figure II-49: Photographies des filtres A (à gauche) & B (à droite)

V.3.2.2. Mesures et retro-simulations

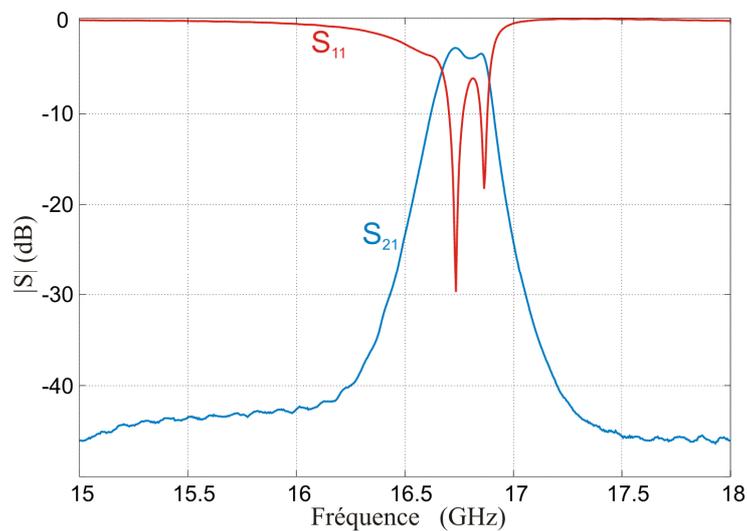


Figure II-50: Réponse expérimentale du filtre A

Les deux figures suivantes (Figure II-50 & Figure II-51) montrent les réponses en fréquence des filtres quatre pôles A & B. Les résultats sont loin de ceux attendus. La différence entre les dimensions optimisées et celles fabriquées impose un changement dans le comportement du filtre au niveau des couplages entre les cavités.

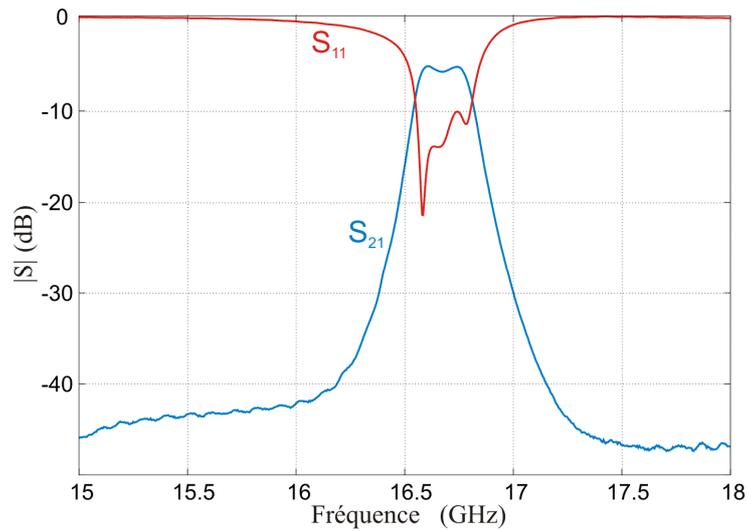


Figure II-51: Réponse expérimentale du filtre B

Le Tableau II-11 contient les caractéristiques électriques enlevées sur les réponses expérimentales.

	Fréquence centrale (GHz)	Bande passante à -3 dB (GHz)	Pertes d'insertion minimum (dB)	Réflexion (dB)
Filtre A	16,773	0,224	2,96	-6,827
Filtre B	16,679	0,253	5,1	-10

Tableau II-11: Caractéristiques expérimentales électriques des deux filtres A & B

Le décalage fréquentiel était prévu puisque ce filtre a été optimisé pour une permittivité de 9,1. La retro-simulation pour le filtre A a confirmé (voire Figure II-52), que la valeur expérimentale de la permittivité est de 9.8. Une nouvelle optimisation en considérant cette valeur a été lancée.

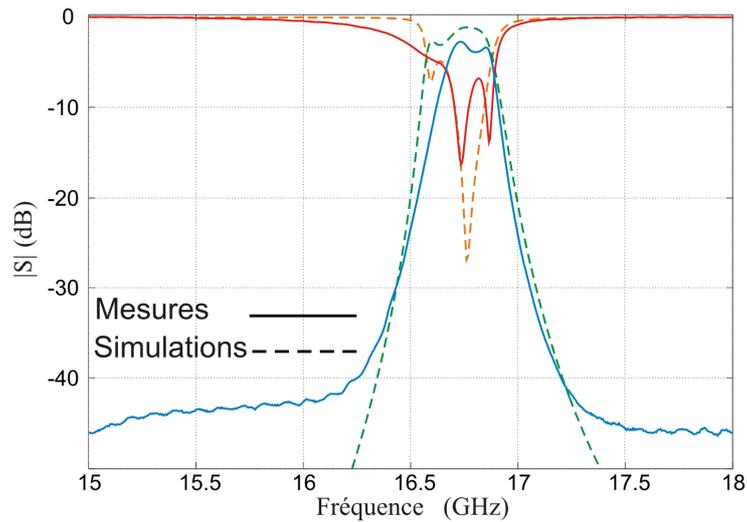


Figure II-52 : Comparaison entre les réponses de mesure et de retro-simulation pour le filtre A ($\epsilon_r=9,8$ + dimensions expérimentales)

V.3.2.3. Deuxième réalisation

Le design étant à retoucher pour prendre en compte la valeur de la permittivité de 9,8, une deuxième réalisation a été effectuée. Pendant cette nouvelle optimisation, la permittivité n'était pas le seul paramètre qui a été changé. En effet, nous allons essayer de prendre une bande de garde (augmenter la bande initiale de 250 MHz) de façon à rester dans les spécifications concernant la bande passante et les réjections hors bandes si le gabarit se décale un peu lors d'un changement en température.

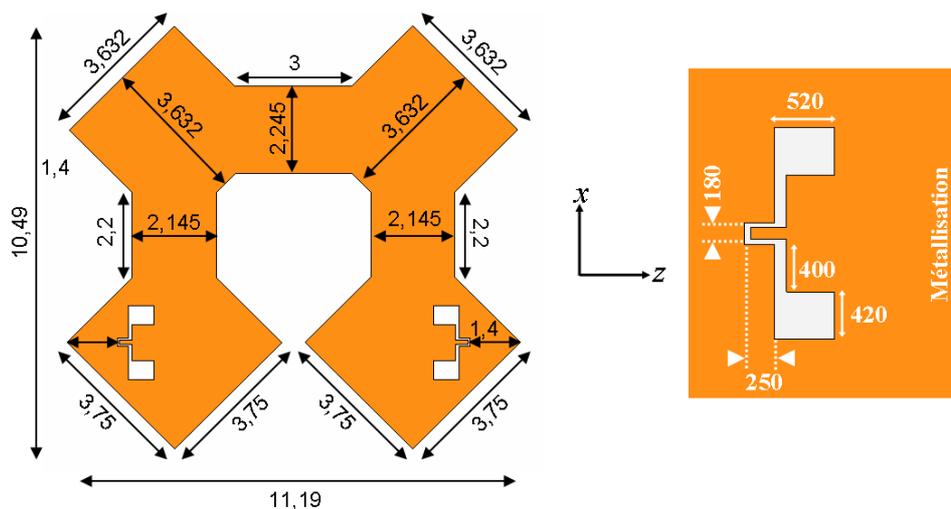


Figure II-53: Nouvelles dimensions globales du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

Dans le paragraphe IV.3.3.1, on a vu que sur une gamme de température entre -30 et 65 °C donne le décalage fréquentiel engendré est de l'ordre de 80 MHz, soit ± 40 MHz en comparaison avec la réponse à température ambiante. Donc, on a considéré que la nouvelle bande passante équi-ondulation considérée est de 300 MHz soit 410 MHz à -3 dB. Une nouvelle matrice de couplage objectif est créée et une nouvelle réponse EM qui respecte le cahier de charges est obtenue. Sur la Figure II-53, on présente les nouvelles dimensions optimisées du filtre. La réponse en fréquence est montrée sur la Figure II-54.

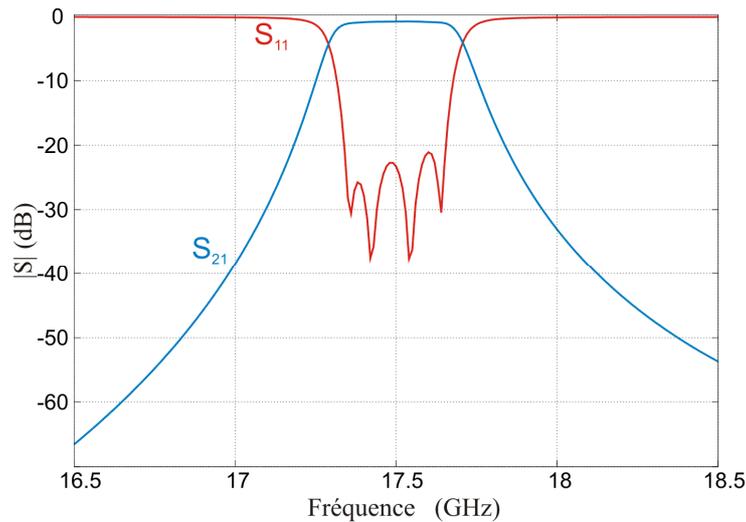


Figure II-54: Réponse EM du filtre quatre pôles pour une permittivité de 9,8

La variation fréquentielle relevée lors des mesures en température a été expliquée par une variation de dimensions de $\pm 0,3\%$ ou une variation de permittivité de $\pm 0,05$. Donc, des simulations électromagnétiques sont effectuées sur la structure du filtre optimisée en considérant ces variations afin de détecter si les réjections hors bande sont respectées. Le Tableau II-12 présente les valeurs de ces réjections en dB.

	Sans variations	-0,3% sur les dimensions	+0,3% sur les dimensions	-0,05 sur la permittivité	+0,05 sur la permittivité
Réjection @ ± 500 MHz	-33 dB	-29,2 dB	-36,3 dB	-29,9 dB	-35,8 dB
Réjection @ ± 750 MHz	-45 dB	-43,1 dB	-47,6 dB	-43,6 dB	-47,3 dB

Tableau II-12: Réjections hors bande en fonction des compensations sur les dimensions et sur la permittivité

Nous concluons que l'isolation fréquentielle du filtre est toujours respectée si sa bande passante est de 300 MHz quel que soit la gamme de température. Une fabrication de ce filtre est en cours au moment de la rédaction de ce manuscrit.

VI. Filtre à faces inclinées

Suite à ces divers essais, plusieurs points sont apparus comme difficile au niveau de la métallisation et de la gravure des filtres présentés précédemment:

- nombreuses et longues étapes de pulvérisation nécessaires pour assurer un blindage complet des filtres, même si elles ont été réduites grâce au design « papillon »,
- étape de masquage lithographique laborieuse puisqu'à répéter pour chaque filtre,
- étape de gravure rendue délicate par la forme 3D des pièces et par leur petite taille.

Le but est alors de faire évoluer le design vers une nouvelle topologie. L'idée de la structure suggérée est d'incliner les faces verticales des cavités et des iris diélectriques pour optimiser les filtres.

VI.1. Les avantages de cette topologie

Avec cette nouvelle topologie, le design de filtre a évolué afin de :

- limiter au maximum le nombre de pulvérisation à effectuer pour le blindage des filtres,
- les rendre plus compatibles avec les procédés standards de la microélectronique plus adaptés aux substrats plats qu'aux formes 3D,
- faire en sorte que l'étape de gravure permette de traiter plusieurs filtres en même temps,

Ce dernier point donne l'idée de construire une structure collective qui permet de traiter plusieurs pièces ensemble. Donc nous avons fait évoluer notre travail vers une approche collective du type de celle rencontrée dans la microélectronique. Avec ce type de structure nous pouvons :

- réaliser plusieurs filtres dans une seule pièce céramique monobloc,
- métalliser ces filtres par deux étapes de pulvérisation (sur le recto et le verso de la pièce),
- graver les accès d'excitation par une étape de gravure,

- optimiser le pourcentage de filtres opérationnels lors d'une fabrication par stéréolithographie,
- faciliter la manipulation de la pièce à cause de sa grande taille.

Le point de départ de cette évolution est le résonateur parallélépipédique à faces inclinées présenté précédemment dont des essais de métallisation avait été effectués (Figure II-55).

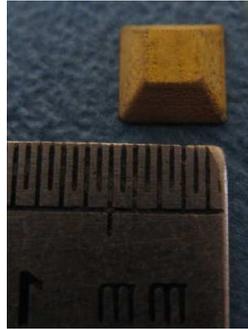


Figure II-55: Cavité à faces inclinées métallisée par la technique de pulvérisation

Ce résultat avait permis de montrer qu'en seulement deux étapes de métallisation (contre quatre sur les filtres papillons), ce résonateur pouvait être totalement blindé.

VI.2. Etude sur le facteur de qualité

VI.2.1. Cavité à faces inclinées

Afin d'évaluer le facteur de qualité en variant l'angle d'inclinaison « α », une étude est effectuée en oscillations libres sur une cavité résonante à 17,5 GHz. Les pertes diélectriques et métalliques ($\sigma = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ et $\tan\delta = 4,5 \cdot 10^{-5}$) sont prises en compte, et la hauteur de la cavité est toujours conservée à 2 mm.

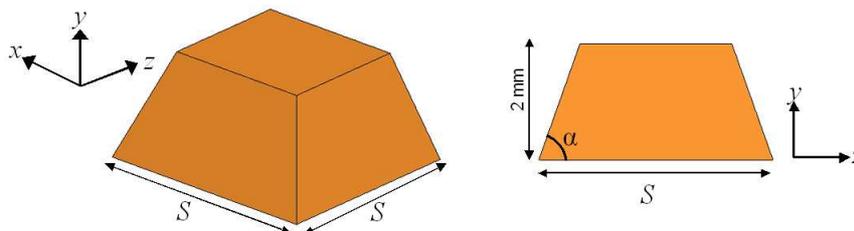


Figure II-56: Vue 3D de la cavité (à gauche) et une vue en coupe (à droite)

Le Tableau II-13 donne les valeurs du facteur de qualité à vide Q_0 aussi bien que les longueurs du bord « S » pour chaque angle d'inclinaison « α ».

α (degré)	S (mm)	Surface totale (mm ²)	f_0 (GHz)	Q_0
60	4,989	67,5	17,51	1294
70	4,676	65,8	17,507	1447
80	4,355	64,8	17,488	1537
90	4,02	64,5	17,475	1568

Tableau II-13: Facteur de qualité à vide variant en fonction d'angle α

On peut observer qu'une inclinaison de 90° à 60° fait diminuer de 17,5% la valeur du facteur de qualité Q_0 obtenue avec une cavité normale. A priori, cette variation peut être expliquée par l'augmentation de la surface métallique en comparaison avec la surface de la cavité normale (64,5 mm²) ; donc une surface plus importante va donner plus de pertes métalliques et un facteur de qualité à vide plus faible par conséquent. Regardant les valeurs du Q_0 sur le Tableau II-13, nous concluons que le facteur de qualité calculé avec ces inclinaisons est satisfaisant pour notre application. Pour assurer la métallisation complète de la pièce par la pulvérisation, nous allons choisir un angle d'inclinaison entre 60° et 70°, les valeurs supérieures étant considérées comme trop fortes pour assurer leur bonne métallisation. Des essais préliminaires ont de plus confirmé que des angles de 60° à 70° permettent de métalliser de telles pièces.

VI.2.2. Cavité entourée de vias

Afin d'associer par la suite plusieurs filtres sur un seul objet céramique, les filtres seront séparés par des vias métallisés. Sur la Figure II-57, nous montrerons le modèle 3D de base d'une cavité ayant un contour creux de vias métallisées. Ces rangs de vias sont utilisés afin de :

- connecter mécaniquement les filtres sans aucun effet sur leur fonctionnement,
- assurer l'isolation électrique entre les filtres puisque les faces des vias sont métallisées,
- effectuer les mesures expérimentales sans avoir besoin de séparer les filtres,
- faciliter l'étape de séparation des filtres par découpe, voire simple clivage,
- ne pas nécessiter de métallisation après découpe.

En collaboration avec le CTTC, les limites sur les dimensions indiquées sur la Figure II-57 ont été définies. Les valeurs minimums de « Inv » et « div » sont de 400 μ m, la hauteur

des vias est fixée à 300 μm . La valeur du paramètre « l_{xv} » est pour l’instant libre: on a fixé arbitrairement cette dimension à 300 μm . Par contre, l’angle d’inclinaison des vias est de 60° afin d’assurer leur métallisation.

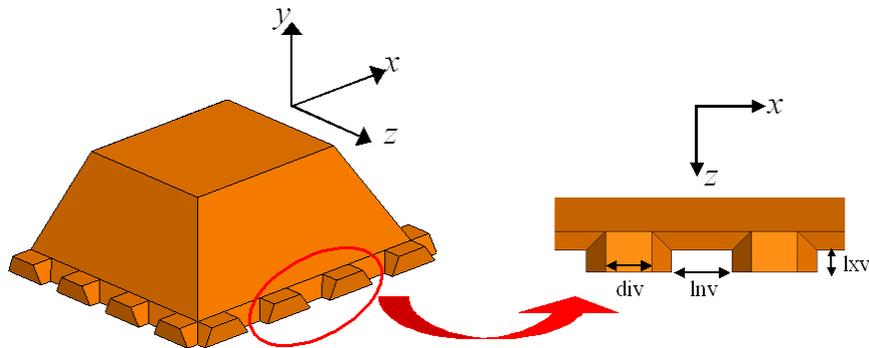


Figure II-57: vue 3D de la cavité entourée par les vias (à gauche) et une vue de dessus de ces vias (à droite)

l _{nv} (mm)	div (mm)	f ₀	Q ₀
0,4	0,565	17,513	942
0,45	0,528	17,536	1017
0,5	0,492	17,557	1083
0,55	0,453	17,575	1138
0,6	0,415	17,592	1183

Tableau II-14: Variation du facteur Q₀ en fonction de paramètres "l_{nv}" et "div"

Sur le Tableau II-14, nous présentons les valeurs du facteur de qualité à vide Q₀ obtenues en oscillations libres par des variations effectuées sur les paramètres « l_{nv} » et « div ». La hauteur de la cavité est conservée à 2 mm, y compris celle des vias (300 μm). Les faces de la cavité sont inclinées d’un angle de 65°, et trois vias sont utilisés sur chaque côté ayant une longueur de 4,5 mm.

Avec la configuration (l_{nv}=0,6mm & div=0,415mm), Q₀ est proche de 1200. Cette valeur est suffisante pour satisfaire le gabarit.

Par contre, l’utilisation de telle cavité entourée de vias a diminué la valeur de Q₀ comparée avec les valeurs obtenues dans le paragraphe précédent. Néanmoins, un facteur de qualité proche de 1200 est toujours satisfaisant pour notre application et respect les spécifications imposées.

VI.3. Filtre passe-bande deux pôles

Une fois que les vias sont optimisés en taille (paramètre « div ») et en espacement (paramètre « Inv ») pour assurer un blindage correct, toujours en considérant les valeurs du facteur de qualité à vide données dans le Tableau II-14, l'optimisation des filtres, ayant des faces inclinées et entourés par des vias, a commencé. Cette topologie est appliquée pour réaliser des structures collectives contenant plusieurs filtres de deux et quatre pôles.

VI.3.1. Optimisation du filtre

La structure proposée pour réaliser le filtre deux pôles est décrite sur la Figure II-58. Les deux cavités sont connectées par un iris rectangulaire ayant de même des faces inclinées. Le système d'excitation utilisé est identique à celui des filtres précédents. Le filtre est, sur la majeure partie de son contour, entouré de vias à faces inclinées. Ces derniers ne sont pas ajoutés dans la zone où est l'iris puisque ce n'est pas une zone de contact avec les autres pièces.

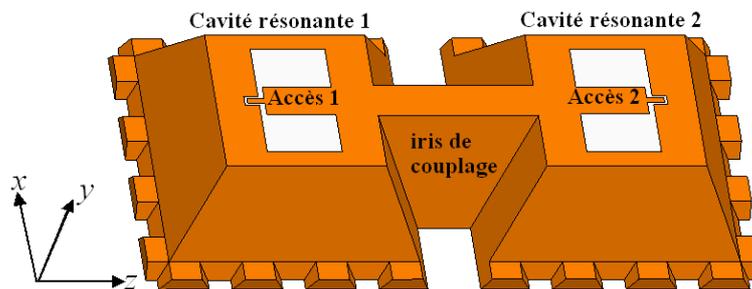


Figure II-58: Modèle 3D du filtre deux pôles à faces inclinés

La réponse EM finale du filtre est obtenue après des simulations en oscillations forcées et montrée sur la Figure II-59. Les dimensions finales et globales du filtre sont affichées sur la Figure II-60 ainsi que les dimensions du motif d'entrée/sortie. Ce filtre a ensuite servi de brique de base pour une version collective montrée dans le paragraphe suivant.

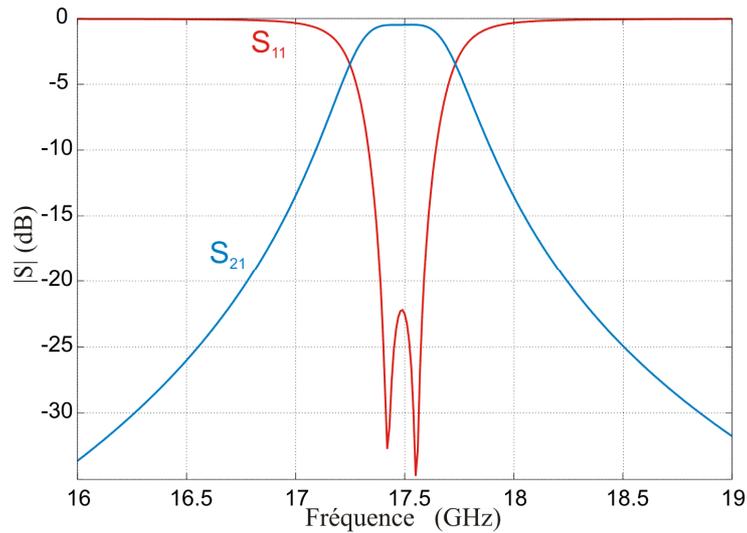


Figure II-59 : Réponse EM du filtre deux pôles à face inclinées

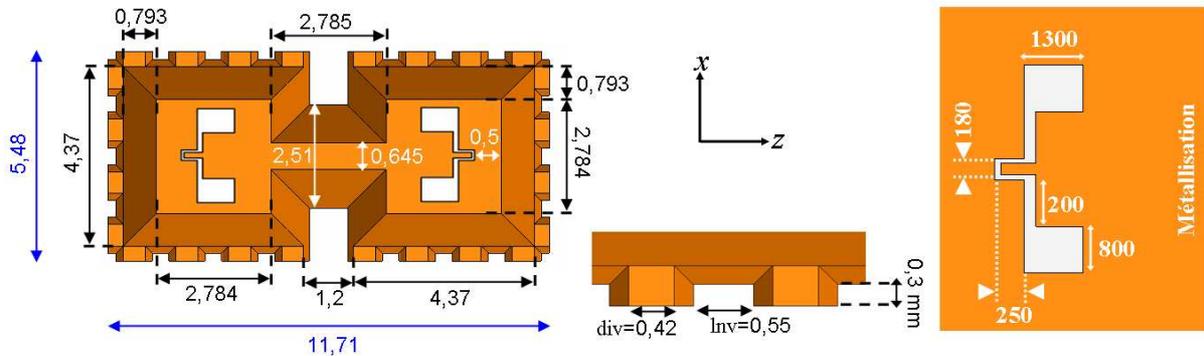


Figure II-60: Dimensions globales du filtre en mm (à gauche), les dimensions des vias en mm (au milieu), et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

VI.3.2. Structure collective de 18 filtres

Sur la Figure II-61, nous présentons la pièce collective composée de 18 filtres pour une occupation volumique totale de 33 mm x 34 mm x 2 mm. Le diamètre de la scie filaire diamanté étant de 500 μm , cette longueur est ajoutée sur la longueur globale de vias séparant les filtres; elle devient égale à 1,1 mm (500 μm + 300 μm + 300 μm). Deux tiges sont ajoutées sur chaque coin afin de faciliter la manipulation de la pièce et de préciser la zone de placement du masque pendant l'étape de gravure.

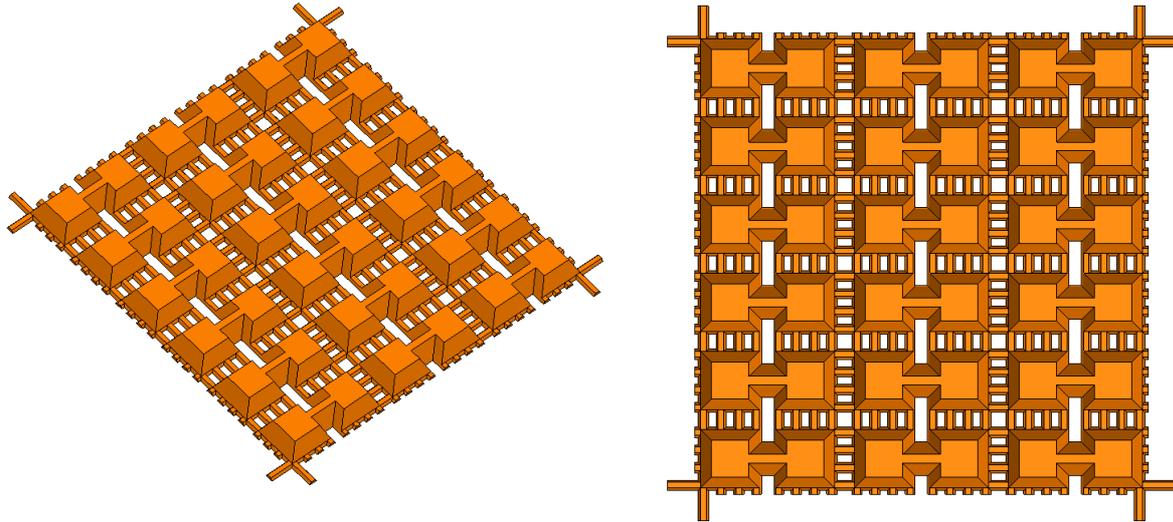


Figure II-61: Vue 3D et vue de dessus du filtre deux pôles à faces inclinées en disposition collective par CAO

Chaque filtre est électriquement isolé de ses voisins par les vias, permettant ainsi de ne pas avoir besoin de découper ces derniers pour les tests sous pointes. Des chemins de découpe sont toutefois prévus pour les séparer et il est envisagé de simplement les cliver vu la faible épaisseur de la pièce dans la zone des vias (300 μm).

Des essais de stéréolithographie ont été menés afin de réaliser cette pièce. Les premières fabrications ont été basées sur les résultats obtenus lors de la réalisation des versions 2 et 4 pôles du filtre dit « papillon » à résonateurs parallélépipédiques. Cependant, les paramètres comme les anamorphoses (agrandissement la taille de la pièce pour anticiper les retraits à la cuisson), la puissance laser et les tolérances de triangulation du fichier CAO ont dû évoluer par étapes successives afin d'obtenir les dimensions souhaitées. Cette pièce a alors été métallisée au laboratoire Xlim par deux étapes de pulvérisation d'or: une pulvérisation sur la face supérieure puis inférieure, conduisant à une épaisseur de métallisation de 5 μm

La métallisation ainsi effectuée est appliquée collectivement sur les 18 filtres de la plaque. Une première vérification de celle-ci a confirmé la très bonne couverture de l'ensemble des filtres en seulement 2 étapes. L'étape de gravure à suivre, réalisée notamment par Sébastien Pacchini au LAAS, permettra de graver en une seule fois les motifs d'excitation prévus pour être positionnés sur la face supérieure des filtres.

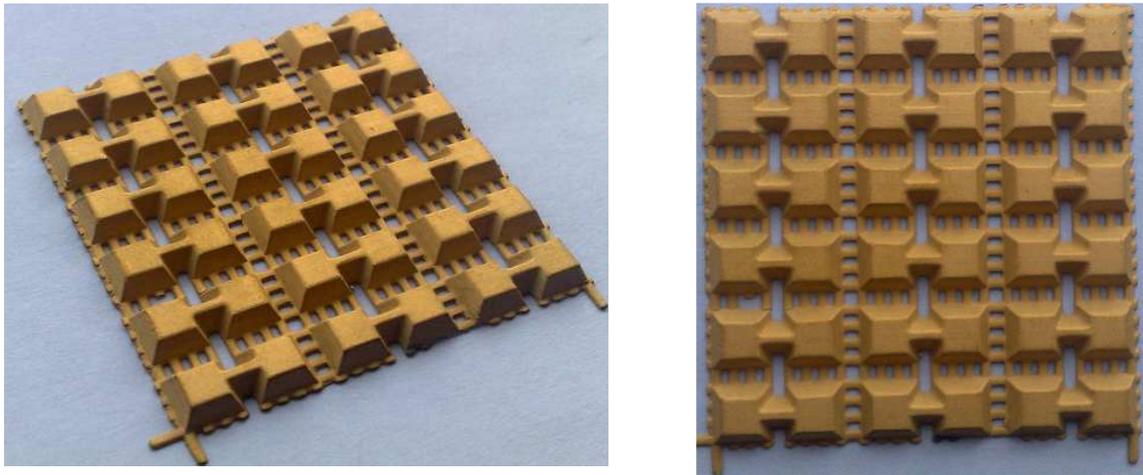


Figure II-62: Vues de structure collective après fabrication par le CTTC et métallisation par Xlim

Une fois la gravure de ces pièces effectuée, la validation expérimentale est réalisée à Xlim dans le but de valider le principe proposé. Une fabrication de ce filtre est en cours au moment de la rédaction de ce manuscrit.

VI.4. Filtre passe-bande quatre pôles

Un filtre quatre pôles est toujours nécessaire pour répondre totalement aux spécifications de TAS. Donc, en utilisant les cavités inclinées et entourées par des vias, un filtre ayant une forme carrée est optimisé. La structure proposée est présentée sur la Figure II-63. Cette structure est la base d'une pièce collective composée de 9 filtres qui sont connectés par des vias céramiques à faces inclinées similaires.

VI.4.1. Optimisation du filtre

La conception d'optimisation de ce filtre quatre pôles est la même que celle suivie pour le filtre papillon. Donc, le logiciel d'optimisation Presto a été utilisé pour comparer la matrice de couplage identifiée avec la matrice de couplage objectif. La permittivité diélectrique est de 9,8 et les pertes diélectriques et métalliques ($\sigma = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ et $\tan\delta = 4,5 \cdot 10^{-5}$) sont prises en compte.

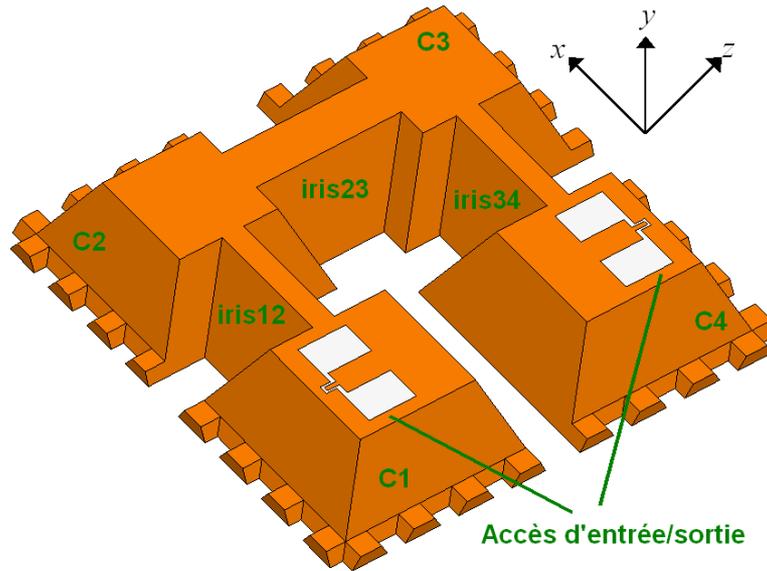


Figure II-63 : Modèle 3D du filtre quatre pôles proposé

Comme déjà vu avec le filtre quatre pôles papillon précédent, une bande de garde de 280 MHz a été considérée pour respecter le gabarit si on a une variation en température entre -30 et 65 °C. La réponse finale optimisée est montrée sur la Figure II-64. Le filtre est bien centré à 17,5 GHz, la bande passante équi-ondulation est de 280 MHz (380 MHz à -3 dB) et l'on trouve 1,23 dB de pertes d'insertion à 17,5 GHz. En comparaison avec le filtre de forme papillon, ce niveau de pertes (1,23 dB contre 1 dB) s'explique par la diminution du facteur Q_0 dans le second cas. La réflexion dans la bande est toujours supérieure à $-21,8$ dB et les rejections fréquentielles sont toujours inférieures à -33 dB à $17,5$ GHz ± 500 MHz, et inférieures à -43 dB à $17,5$ GHz ± 750 MHz.

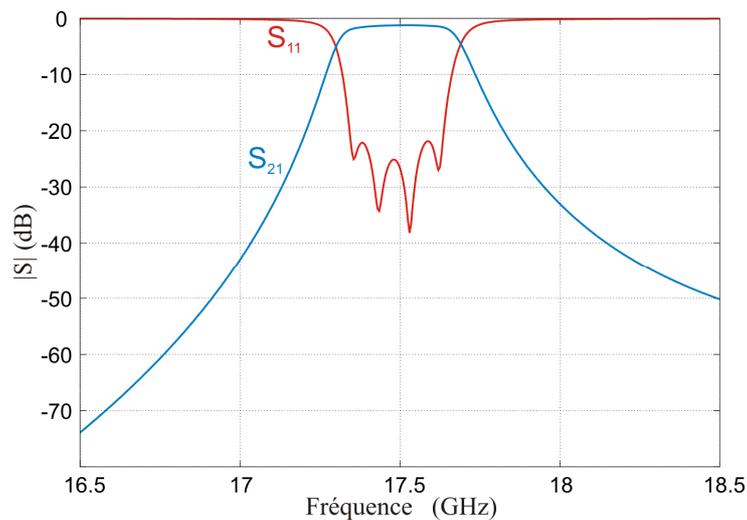


Figure II-64 : Réponse EM optimisée du filtre quatre pôles à faces inclinées

Les dimensions des différentes parties du filtre et celles du motif d'excitation sont montrées sur la Figure II-65. Les cavités C1 et C4 ont les mêmes dimensions aussi bien que les deux cavités C2 et C3. La hauteur du filtre est toujours fixée à 2 mm et sa largeur et longueur sont de 10,21 mm et 10,54 mm respectivement.

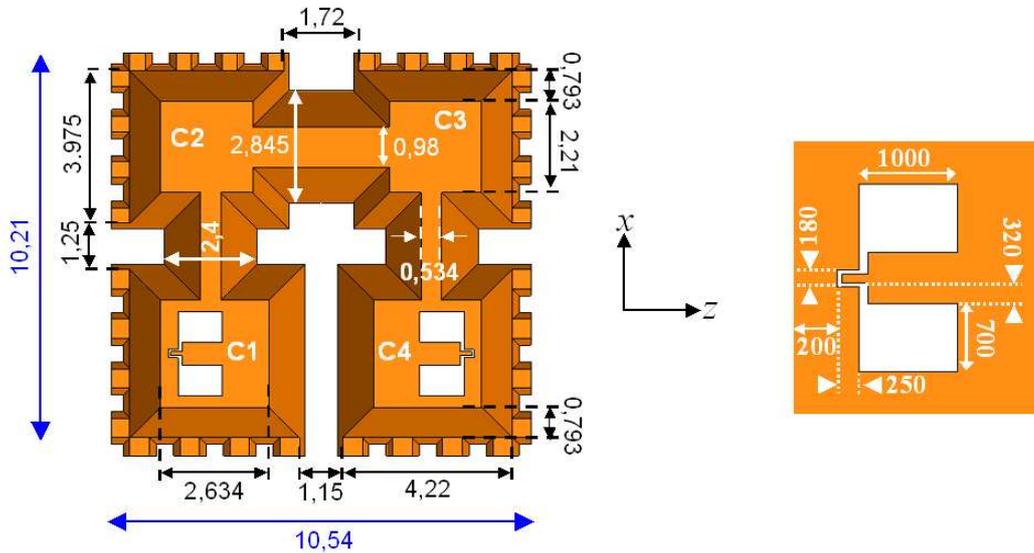


Figure II-65 : Dimensions globales du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

Sur le Tableau II-15, nous présentons les évolutions des réjections hors bande en fonction des compensations sur les dimensions ($\pm 0,3\%$) et sur la permittivité ($9,8 \pm 0,05$). On peut observer que les spécifications du filtrage sont toujours respectées pour une gamme de température entre -30 et 65 °C.

	Sans variations	-0,3% sur les dimensions	+0,3% sur les dimensions	-0,05 sur la permittivité	+0,05 sur la permittivité
Réjection @ ± 500 MHz	-33 dB	-30 dB	-36,1 dB	-30,2 dB	-35,5 dB
Réjection @ ± 750 MHz	-43 dB	-42 dB	-45,8 dB	-42,2 dB	-45,2 dB

Tableau II-15 : Réjections hors bande en fonction des compensations sur les dimensions et sur la permittivité

VI.4.2. Structure collective de 9 filtres

La fabrication d'une pièce collective composée de 9 filtres est lancée. Le volume occupé par cette pièce est de 31,64 mm x 32,61 mm x 2 mm (voir Figure II-66). Sur la Figure

II-67, nous présentons les photographies des pièces céramiques réalisées par la stéréolithographie 3D. Les mesures expérimentales sont à venir très prochainement.

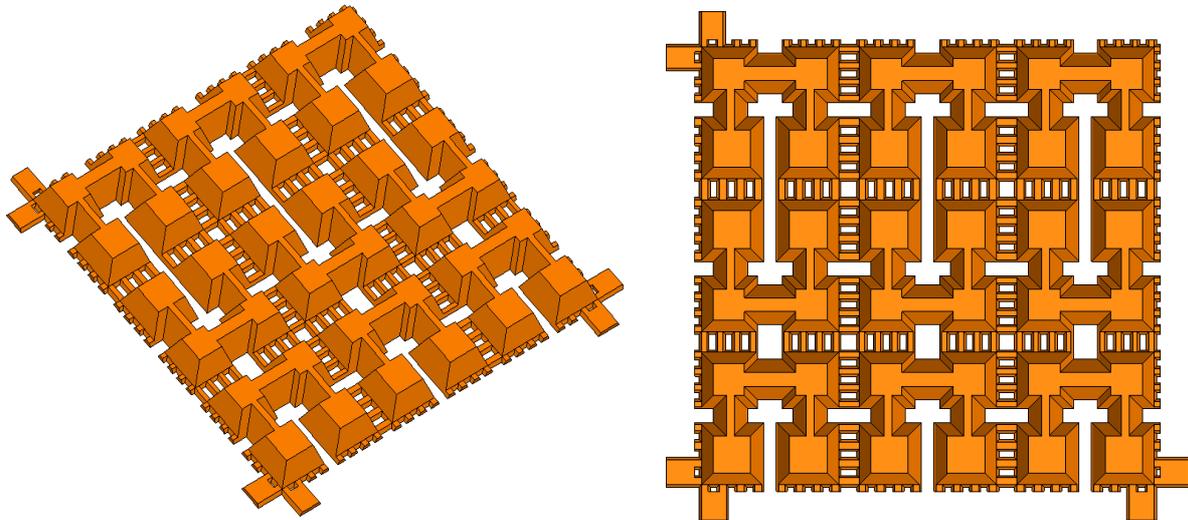


Figure II-66 : Vue 3D et vue de dessus du filtre deux pôles à faces inclinées en disposition collective par CAO

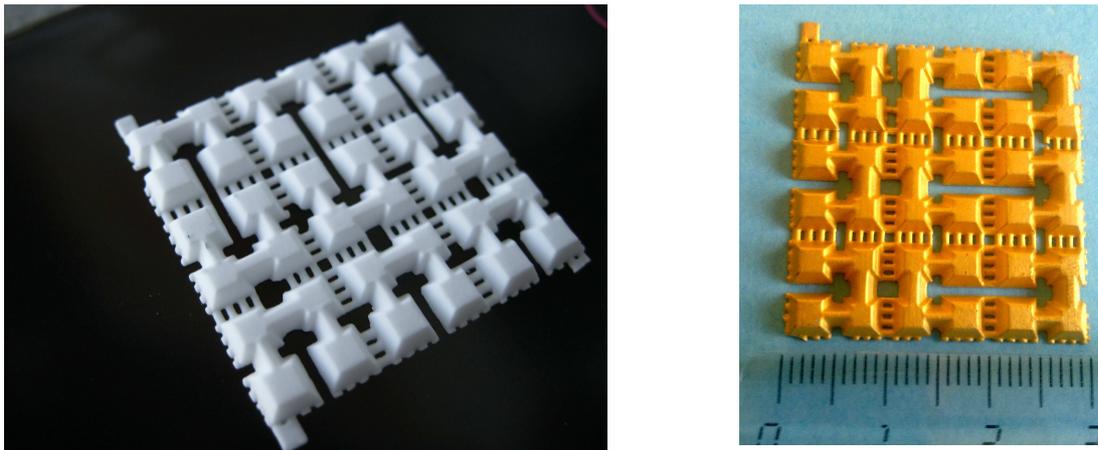


Figure II-67 : Les photographies de pièces céramiques réalisées

VII. Conclusion du chapitre II

Au cours de cette étude nous avons à la fois validé plusieurs topologies pour construire un filtre diélectrique multipôles à base de cavités résonantes couplées, mais aussi la méthode de fabrication par la stéréolithographie céramique 3D proposée au CTTC de Limoges et sa capacité à réaliser des structures complexes et compactes.

L'utilisation des cavités diélectriques a joué un rôle important en diminuant les dimensions globales des filtres tout en conservant un facteur de qualité à vide satisfaisant pour les applications et spécifications demandées. Les techniques de métallisation/gravure telles

que la pulvérisation, la lithographie et la gravure laser ont été validées en regardant les performances obtenues.

La première topologie du filtre en bande Ku est constituée de cavités résonantes parallélépipédiques couplées par des iris circulaires. Un filtre deux pôles a été optimisé et puis fabriqué et mesuré pour valider le principe de fonctionnement de la structure. Les résultats expérimentaux sont en bon accord avec la retro-simulation effectuée en réglant la valeur de la permittivité relative qui se révèle plus forte que prévue. Nous avons ainsi proposé un premier filtre deux pôles fonctionnant à 15,77 GHz, de bande passante de 14,27% avec de faibles pertes d'insertions (0,2 dB).

Quelques problèmes subsistent lors de l'optimisation et la fabrication de la première topologie : temps important de métallisation et les dimensions globales du filtre quatre pôles proposé dans un premier temps pour satisfaire le gabarit de filtrage en bande Ku. En considérant ces problèmes, nous avons proposé une structure basée sur la forme des papillons. Les cavités sont toujours parallélépipédiques mais les iris sont maintenant rectangulaires.

Pour faire en sorte que plusieurs filtres soient fabriqués dans une seule pièce céramique monobloc, nous avons suggéré de construire une structure « collective » qui permet de traiter plusieurs filtres ensemble (métallisation, gravure). Cette solution présente un fort intérêt d'un point de vue industriel puisqu'elle est comparable aux procédés de microélectronique classique d'une part et puisqu'elle diminue fortement le temps de production et par conséquent le coût unitaire d'un filtre d'autre part. Les cavités résonantes utilisées dans ces structures ont des faces latérales inclinées tandis que les filtres sont séparés par des vias métallisés. Le recours à des vias permet de mesurer les différents filtres d'une même pièce sans avoir à les séparer, même si leur séparation (découpe) est tout à fait possible. Nous avons optimisé un filtre deux pôles et un filtre quatre pôles. Les mesures sont à venir.

VIII. Références du chapitre II

[II-1] P. FILHOL

“Résonateurs diélectriques: matériaux et composants”

Techniques de l'ingénieur, électronique, vol. 3, 2004

[II-2] L. SHUHUA, L. YUEPING AND 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

[II-3] R. LEVY AND S. B. COHN

“A history of microwave filter research, design and development”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.32, p. 1055-1067, Septembre 1984

[II-4] R.R. MANSOUR

“Micro-machined and dielectric resonator tunable filters”

39th European Microwave Conference Workshops, Rome, Italy, Septembre 2009

[II-5] I. LIAMAS-GANO, K. YONGSUNG, B. CHANG-WOOK AND K. YONG-KWEON

“A micromachined monolithic half coaxial transmission line filter”

Asia-Pacific Microwave conference proceedings, vol. 3, Décembre2005

[II-6] R.E. COLLIN

“Foundations for microwave engineering”

Wiley Interscience, 2nd edition, 1992

[II-7] P.F. COMBES

“Micro-ondes: Lignes, guides et cavités”

Dunod, Sciences sup, 1996

[II-8] D.K. MISRA

“Radio-frequency and microwave communication circuits: analysis and design”

John Wiley & sons, Inc., 2001

[II-9] R. BAIRAVASUBRAMANIAN AND J. PAPAPOLYMEROU,

“Fully Canonical Pseudo-Elliptic Bandpass Filters on Multilayer Liquid Crystal Polymer Technology”

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, pp. 190-192, 2007

[II-10] L. RIGAUDEAU, P. FERRAND, D. BAILLARGEAT, S. BILA, S. VERDEYME, M. LAHTI, AND T. JAAKOLA,

“LTCC 3-D resonators applied to the design of very compact filters for Q-band applications”

IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, p. 2620-2627, 2006

[II-11] C. QUENDO, E. RIUS, Y. CLAVET, C. PERSON, F. BOUCHRIHA, L. BARY, AND K. GRENIER

“Miniaturized and out-of-band improved bandpass filter in Si-BCB technology”

IEEE MTT-S International Microwave Symposium, vol. 3, p. 1475-1478, 2004

- [II-12] S. SUN, J. SHI, L. ZHU, S. C. RUSTAGI, AND K. MOUTHAN
"Millimeter-Wave Bandpass Filters by Standard 0.18- μ m CMOS Technology"
IEEE Electron Device Letters, p. 220-222, 2007
- [II-13] S.-F. CHAO, C.-C. KUO, Z.-M. TSAI, AND H. WANG,
"A 40-GHz MMIC SPDT Bandpass Filter Integrated Switch"
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, p. 483-468, 2007
- [II-14] S.B. COHN
"Direct coupled resonator filters"
Proceedings of the IRE, vol.45, p. 187-196, Fevrier 1957
- [II-15] S.B. COHN
"Dissipation loss in multiple-coupled-resonator filters"
Proceedings of the IRE, vol. 47, p. 1342-1348, Août 1959
- [II-16] Y. CLAVET
"Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications"
Thèse de doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale, Novembre 2006
- [II-17] R.J. CAMERON
"General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, p. 433-442, Avril, 1999
- [II-18] M. AUBOURG
"Méthode des éléments finis appliquée à des problèmes de propagation d'onde électromagnétique guidée"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1985
- [II-19] 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-20] D. THOMPSON, O. TANTOT, H. JALLAGEAS, G.E. PONCHAK, E. TENTZERIS AND J. PAPAPOLYMEROU
"Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°4, p. 1343-1352, Avril 2004
- [II-21] L. RIGAUDEAU
"Composants 3D en technologie multicouche LTCC. Applications aux fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2007
- [II-22] G. MATTHAEI, L. YOUNG AND E.M.T. JONES
"Microwave filters, impedance matching, networks and coupling structures"
Mac Graw Hill, 1964
- [II-23] S. BILA

"Développement de méthodes d'optimisation électromagnétique automatique. Application aux dispositifs microondes"

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Mai 1999

[II-24] J.F. SEAUX, S. COURREGES, S. BILA, V. MADRANGEAS, M. MAIGNAN AND C. ZANCHI
"An eight pole self-equalised quasi-elliptic superconductor planar filter for satellite applications"

35th European Microwave Conference, vol.1, 4-6 Octobre 2005, Paris, France

[II-25] D. BARIANT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME AND P. GUILLON
"Fast and accurate CAD for narrow band waveguide filters applying an electromagnetic Segmentation method"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol.2, p. 979-982, 2-7 juin 2002, Seattle, WA, USA

CHAPITRE III

**Stéréolithographie céramique pour
des applications de filtrage à 150 GHz**

I. Introduction du chapitre III

Comme nous l'avons souligné, les travaux menés au cours de cette thèse concernent deux applications de filtrage, l'une à la conception en bande Ku et l'autre à 150 GHz. Le deuxième chapitre a été consacré de filtres céramiques en bande Ku et fabriqués par la technologie de stéréolithographie 3D.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une étude sur la conception de filtres céramiques dédiés à des applications de radioastronomie autour de 150 GHz. Ce travail est avant tout, une étude de faisabilité parce que c'est la première fois que la technologie stéréolithographie céramique 3D est utilisée pour réaliser des structures à de telles fréquences.

Comme nous allons le voir par la suite, différentes structures sont proposées afin d'évaluer leur compatibilité avec une fabrication par SLA 3D. Puis une analyse et une optimisation des paramètres technologiques sont effectuées par le CTTC pour garantir une fabrication correcte de ces pièces.

Deux types de résonateurs basés sur des cavités d'air insérées dans des structures périodiques BIE seront ici étudiés. La première structure est constituée de tiges céramiques prises en « sandwich » entre deux plaques, tandis que la deuxième structure est optimisée en utilisant des murs céramiques rangées périodiquement pour obtenir un miroir de Bragg. Un filtre deux pôles est ainsi optimisé en appliquant l'approche des miroirs de Bragg. Les essais de fabrication et les problèmes rencontrés sont présentés et commentés.

II. Action R&T CNES

L'étude décrite dans ce chapitre a été réalisée au sein du projet R&T CNES 2007, action qui porte le n° R-S07 OT-0002-031 dédiée aux « Dispositifs de filtrage innovants par stéréolithographie 3D (SLA) : application aux contraintes du spatial ». Les applications visées concernent la radiométrie avec détection directe à 150 GHz pour des applications liées à la radiométrie passive. Les principaux objectifs des concepteurs des chaînes de réception directe pour lesquelles est dédié le filtre à concevoir sont de minimiser la masse, le volume et la consommation des récepteurs, tout en améliorant les performances en sensibilité.

Un des éléments clé de la chaîne hyperfréquence est le filtre dont les spécifications en termes de volume et de performances électriques sont très contraignantes. Les études, qui ont

été menées au CNES (dans le cadre d'actions de R&T précédentes) sur les radiomètres à détection directe à des fréquences autour de 150 GHz, ont permis de mettre en évidence le caractère critique du filtre à ces fréquences, du point de vue de la technologie mais aussi de l'intégration au sein de sous-systèmes comprenant les autres fonctions (amplification faible bruit...).

II.1. Spécifications de filtrage

Donc, l'objectif de cette action de R&T est d'évaluer la technologie de stéréolithographie 3D pour la réalisation de solutions de filtrage. Les spécifications issues des études systèmes pour la radiométrie à détection directe imposent les contraintes de filtrage données ci-dessous :

- fréquence centrale : 150 GHz,
- bande passante à -3 dB: 2 GHz,
- ondulation dans la bande : 0,4 dB,
- pertes d'insertions maximales : 8 dB,
- réflexion dans la bande : - 10 dB,
- réjection à $\pm 1,5$ GHz : 20 dB,
- facteur de qualité compris entre 500 et 1000.

Les points critiques de cette fonction sont les pertes d'insertion et la réjection hors bande à $\pm 1,5$ GHz qui imposent l'optimisation d'un filtre sélectif en utilisant des matériaux diélectriques ayant un niveau de pertes assez faible. Afin d'atteindre ces objectifs liés à la performance électrique, nous allons proposer des résonateurs de topologies originales puis des dispositifs de filtrage pour lesquelles les spécifications de la stéréolithographie céramique 3D seront exploitées au mieux, tout en garantissant de bonnes performances électriques.

II.2. Approche proposée

Concernant les structures réalisées en bande Ku décrites dans le chapitre précédent, l'approche a été de coupler les cavités diélectriques résonantes par des iris, et de fabriquer la pièce monobloc céramique par la technologie stéréolithographie 3D. Cependant, il est difficile

d'appliquer cette approche dans la conception des structures à 150 GHz si nous considérons les tolérances de fabrication de la technologie stéréolithographie. Autrement dit, pour une cavité diélectrique ($\epsilon=9$) résonante à 150 GHz et blindée par un mur métallique, les dimensions globales sont de $0,471 \times 0,471 \text{ mm}^2$ si elle résonne sur son mode fondamental TE_{101} . Une différence de $10 \mu\text{m}$ sur la largeur ou la longueur impose un décalage fréquentiel de 1,6 GHz. Cela n'est pas compatible avec les contraintes de filtrage.

Par expérience, nous savons qu'une cavité d'air sera moins sensible aux tolérances de fabrication comparée à une cavité diélectrique. Si cette cavité est entourée par des murs diélectriques, la difficulté est d'assurer la métallisation de ces murs verticaux. Donc, l'idée est d'insérer la cavité dans une structure périodique à bande interdite électromagnétique (BIE) en majorité diélectrique pour assurer son blindage. L'objectif est de réaliser cette structure en une seule pièce céramique par stéréolithographie céramique. Pour cela, deux résonateurs et un filtre deux pôles à BIE ont tout d'abord été étudiés.

III. Structures périodiques

Les structures périodiques sont des structures présentant un arrangement périodique d'éléments diélectriques et/ou métalliques dans multiples configurations 1D, 2D et 3D. La principale propriété de ces structures est de présenter des bandes interdites de fréquences dans lesquelles les ondes électromagnétiques ne peuvent pas se propager sous certaines conditions d'excitation. L'étude de ce phénomène appliqué aux ondes EM est assimilable à la théorie de la physique du solide pour des cristaux périodiques [III-1].

III.1. Les équations de Maxwell

Les champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} satisfont les équations de Maxwell harmoniques [III-2], [III-3]. En adoptant une dépendance temporelle en $\exp(-i\omega t)$, les équations de Maxwell s'écrivent alors [III-4]:

$$\text{Équation III-1 : } \nabla \times \vec{E} - i\omega\mu_0 \vec{H} = 0$$

$$\text{Équation III-2 : } \nabla \times \vec{H} + i\omega\epsilon_0\epsilon_r(x, y, z)\vec{E} = 0$$

ϵ_0 , μ_0 et ϵ_r désignant respectivement la permittivité diélectrique du vide, sa perméabilité magnétique et la permittivité relative. En combinant l'Équation III-1 avec l'Équation III-2, on obtient les équations suivantes :

$$\text{Équation III-3 : } \frac{1}{\epsilon_r(x, y, z)} \nabla \times \left[\nabla \times \vec{E} \right] - \frac{\omega^2}{c^2} \vec{E} = 0$$

$$\text{Équation III-4 : } \nabla \times \left[\frac{1}{\epsilon_r(x, y, z)} \nabla \times \vec{H} \right] - \frac{\omega^2}{c^2} \vec{H} = 0$$

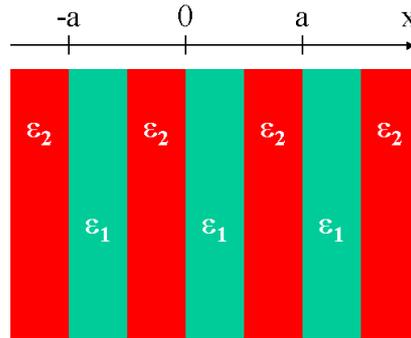


Figure III-1 : Une structure périodique 1D [III-1]

Si on considère une structure périodique 1D (Figure III-1) composée d'un assemblage de deux matériaux de permittivité différentes répartis périodiquement, le théorème de Bloch-Floquet pour des problèmes aux valeurs propres montre que la solution de l'Équation III-4, pour $\vec{H}(x) = e^{j\vec{k} \cdot \vec{x}} \vec{H}_{n,\vec{k}}(x)$, est de la forme :

$$\text{Équation III-5 : } \vec{\nabla} \times \frac{1}{\epsilon(x, y, z)} \vec{\nabla} \times \vec{H}_{n,\vec{k}} = \left(\frac{w_n(\vec{k})}{c} \right)^2 \vec{H}_{n,\vec{k}}$$

\vec{k} étant le vecteur d'onde, $w_n(\vec{k})$ la $n^{\text{ièmes}}$ pulsations propres de cette équation et $\vec{H}_{n,\vec{k}}(x)$ une série périodique de Fourier.

III.2. Bande interdite EM

Grâce à la périodicité (période a) du réseau 1D suivant l'axe $0x$, seules les solutions de \vec{k} dans une cellule unitaire du réseau réciproque sont recherchées. On considère l'ensemble

des vecteurs \vec{k} proches de l'origine ($x=0$ pour l'exemple du cristal 1D) dans une région de l'espace réciproque appelé la première zone de Brillouin ZB [III-5] (voir Figure III-2).

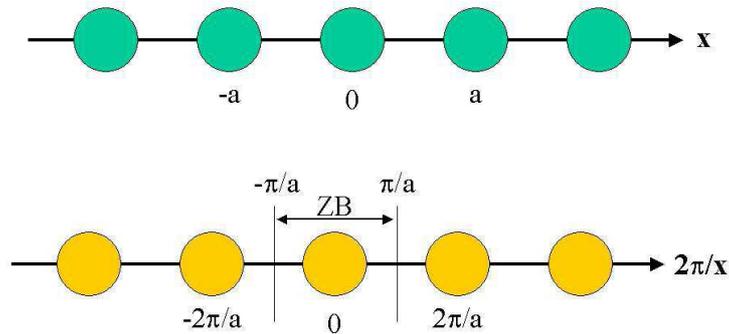


Figure III-2 : Zone de Brillouin (ZB) visible sur le réseau réciproque (bas) du cristal direct 1D (haut) [III-1]

Le terme de la bande interdite électromagnétique complète représente la bande de fréquence dans laquelle il n'y a aucune solution réelle (mode propageant) de l'Équation III-5. La résolution de cette équation s'effectue dans la zone de Brillouin, avec $-\pi/a < \vec{k} < +\pi/a$ pour un cristal unidimensionnel.

Dans une structure 1D homogène, la fréquence à $k=-\pi/a$ est la même qu'à $k=\pi/a$ sur le schéma de zone réduite (Figure III-3 à gauche). Cette dégénérescence est due à la période artificielle amenée par le repliement du diagramme de bande [III-4].

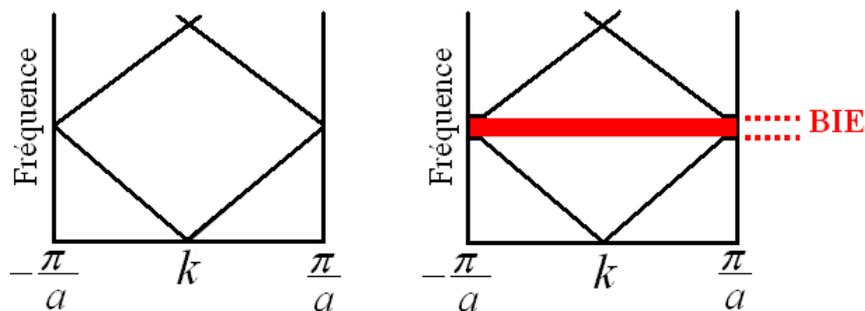


Figure III-3 : Diagramme de bande d'un milieu 1D : non périodique (à gauche) et périodique (à droite)

En présence d'un milieu périodique 1D de période a (deux matériaux de différentes permittivité), on lève cette dégénérescence : les modes à $k=-\pi/a$ et $k=\pi/a$ n'existent plus à la même fréquence (Figure III-3 à droite). Nous obtenons alors une ouverture du diagramme de dispersion, cette ouverture n'étant autre que la bande interdite électromagnétique formée vers $k=\pm \pi/a$. En fait, pour $k=\pi/a$, les modes ont une longueur d'onde de $2a$, ce qui signifie que les

modes ne peuvent être orientés que de deux différentes façons dans le cristal : soit dans les couches à haute permittivité électrique, soit dans les couches à basse permittivité électrique.

III.3. Les miroirs de Bragg

Les cristaux 1D sont traditionnellement obtenus par un empilement de couches diélectriques de permittivités différentes. On parle d'empilements de Bragg ou de miroirs de Bragg par analogie avec les cristaux atomiques [III-4]. Ils se composent de deux matériaux répartis périodiquement de période « a » et dont leur épaisseur est égale à $\lambda_0/[4 \times (\epsilon_r)^{1/2}]$ [II-19], λ_0 est la longueur d'onde dans l'air correspondante à la fréquence centrale de la bande interdite. Ce cristal est montré sur la Figure III-4. λ_g est la longueur d'onde dans le matériau diélectrique.

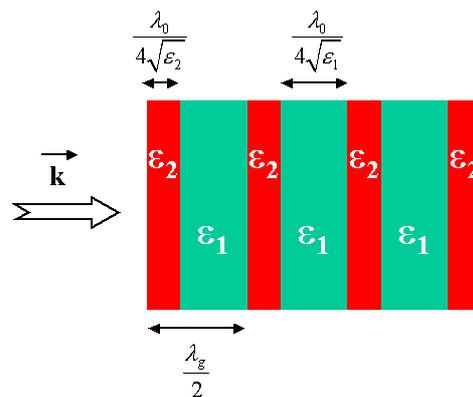


Figure III-4 : Cristal 1D de deux permittivités différentes [II-19]

La périodicité de ce miroir permet d'obtenir une réflexion quasiment parfaite autour de la longueur d'onde λ_0 choisie pour une onde incidente arrivant orthogonalement sur ce miroir, sa polarisation étant parallèle aux couches constituent le miroir. Cela se produit dans le cas précis où la première couche est la permittivité la plus forte [III-6]. Ainsi dans la bande interdite le cristal se comporte comme un miroir renvoyant quasiment toute l'énergie incidente, par contre la structure est quasiment transparente aux ondes incidentes de fréquence située hors de la bande interdite.

III.4. Structure 2D : le réseau carré

Deux types de structures 2D existent [III-4]: celles composées de tiges de forte permittivité dans un milieu de faible permittivité (Figure III-5 à gauche), et celles composées de tiges de faible permittivité dans un milieu à forte permittivité (Figure III-5 à droite). Dans ce paragraphe, nous allons présenter un réseau carré ayant des tiges diélectriques cylindriques dans l'air. La compréhension des cristaux photoniques bidimensionnels est basée sur une décomposition des champs suivant deux principales polarisations : la polarisation *TM* (Champ \vec{E} parallèle aux tiges) et la polarisation *TE* (Champ \vec{E} perpendiculaire aux tiges).

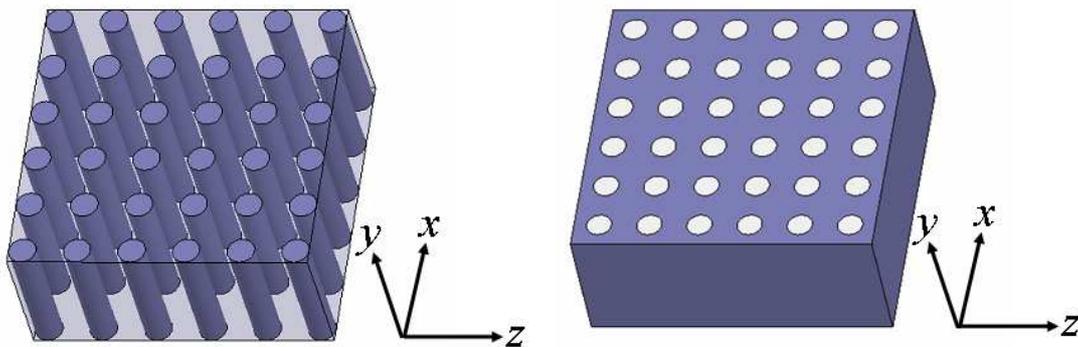


Figure III-5 : Réseau 2D de deux types

J.-M. Lourtioz [III-4] a présenté un diagramme (sur la Figure III-6) de bandes calculé pour un réseau carré de tiges diélectriques cylindriques de permittivité ($\epsilon=9$) dans l'air ($\epsilon=1$), les polarisations *TM* et *TE* se distinguant par des traits différents.

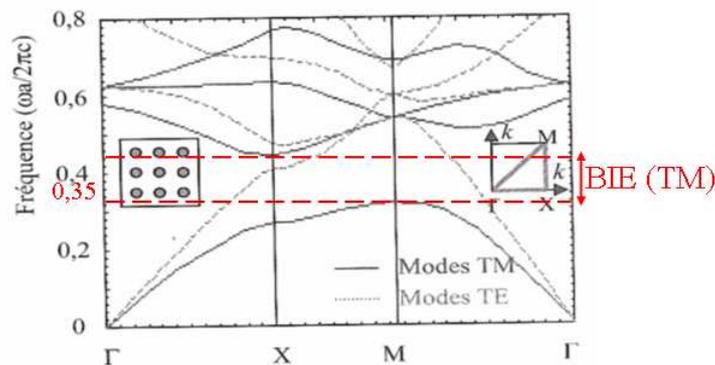


Figure III-6 : Diagramme de bandes du réseau carré de tiges diélectriques ($\epsilon=9$) dans l'air ($\epsilon=1$) [III-4]

Les lettres (X, M, Γ) permettent de repérer les points de hautes symétries de la première zone de Brillouin et ainsi de délimiter la zone irréductible. Habituellement, l'ordonnée du

diagramme de bande présente les pulsations w ayant pour unité $\omega a/2\pi c$ ou a/λ . Ainsi les équations de Maxwell s'appliquent à n'importe quelle fréquence en choisissant convenablement le pas « a » du réseau. De même le rayon des tiges, dans le cas de tiges cylindriques, est exprimé en fonction de « a » pour cette même raison.

En considérant l'exemple considéré dans [III-4], le rayon des tiges est $r=0,2\times a$ où « a » est la période du réseau. Le centre de la première bande interdite pour la polarisation TM (point X) se situe à la fréquence normalisée $(\omega a/2\pi c)\cong 0,35$, qui correspond bien à la fréquence de croisement observée sur le diagramme.

IV. Résonateur à tiges cylindriques

IV.1. Principe du résonateur

Dans une structure BIE 2D composée d'un réseau régulier de tiges cylindriques céramiques, une tige en position centrale est enlevée afin de créer un défaut donnant naissance à une résonance EM (voir Figure III-7). L'idée de ce travail est présentée dans la thèse de N. Delhote [III-1]; nous avons repris ce travail pour optimiser et fabriquer une structure résonante à 150 GHz. La taille de ce défaut, le diamètre des tiges et leur espacement ont été définis pour fournir une résonance sur le mode TE_{101} à 150 GHz et pour garantir un confinement optimal du champ EM dans les directions x et z de la structure.

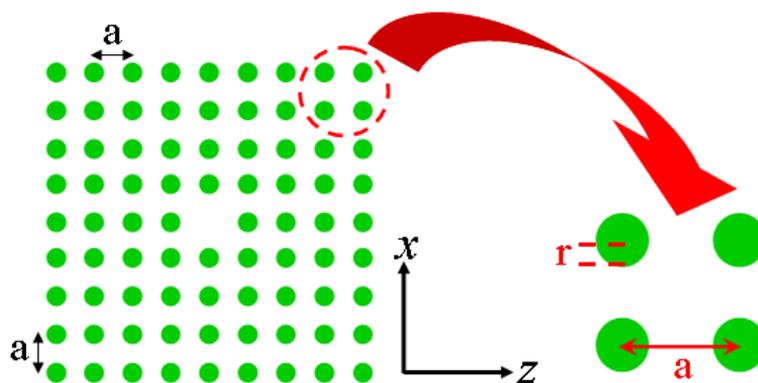


Figure III-7 : Réseau de tiges 2D (9x9 tiges) : vue de dessus

En effet, ce réseau remplace totalement un blindage métallique latéral qui serait nécessaire pour éviter toutes fuites au niveau des axes x et z. La bande interdite présentée par

ce réseau de tiges est justement créée pour les ondes EM ayant leur champ électrique orienté dans la direction des tiges, ce qui la rend efficace pour le mode de résonance de cette cavité.

Ce réseau est pris en « sandwich » entre deux plaques d'Alumine métallisées sur leurs faces extérieures comme montré sur la Figure III-8. Ces métallisations permettent un confinement du champ EM selon l'axe y en respectant l'orientation des champs E et H du mode de résonance de la cavité. Une de ces métallisations recevra les motifs d'excitations coplanaires servant d'entrée et de sortie au résonateur (Figure III-8 à droite). La structure ainsi obtenue pourra être métallisée aisément par pulvérisation d'or (face supérieure et inférieure), les motifs d'excitations sont gravés par les techniques de gravure (lithographie, Laser,...) que nous avons décrites dans le chapitre précédent.

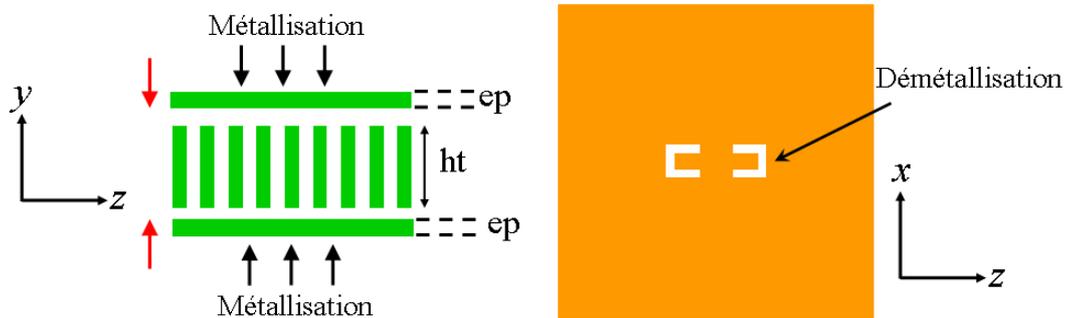


Figure III-8 : Vue de profil du réseau de tiges (à gauche) et les motifs d'excitation gravés sur la plaque supérieure (à droite)

IV.2. Avantages/Inconvénients

Les avantages présentés par ce type de résonateur sont les suivants :

- la bande interdite présentée est très large fréquentiellement et très robuste; cela implique que des variations dimensionnelles dans le diamètre des tiges et leur espacement n'impacteront quasiment pas le pouvoir réfléchissant des tiges (confinement du champ EM dans la cavité),
- ce type de résonateur permet d'obtenir une isolation fréquentielle très importante, celle-ci étant définie par la bande interdite présentée par le cristal BIE,
- le champ électrique est majoritairement contenu dans le volume d'air de la cavité, ce qui permettra de maximiser le facteur de qualité à vide Q_0 ,
- les pertes sont réparties entre les pertes diélectriques des tiges et métalliques des métallisations supérieures et inférieures. Ce point laisse espérer un facteur de qualité

élevé au-delà de 500 (si la tangente de pertes de la céramique est suffisamment faible et la conductivité de métallisation suffisamment élevée),

- la configuration en plaque rend cette structure compatible aux technologies de métallisations et de gravure classiques,
- seulement deux étapes de pulvérisations sont nécessaires pour garantir un blindage total de la structure,
- possibilité de graver les motifs d'excitations sur la plaque supérieure au dessus de la cavité d'air, ce qui peut faciliter l'intégration du filtre dans son environnement.

Cependant, différents inconvénients doivent être soulignés :

- Le résonateur est sensiblement plus grand qu'une cavité d'air équivalente. Le résonateur présentera néanmoins des dimensions inférieures au 1 cm² et une taille qui le rendra relativement facile à manipuler dans cette phase d'évaluation technologique,
- Le rayon de tiges et l'espacement entre eux sont très critiques pour telle structure fonctionnant à 150 GHz si on considère les paramètres technologiques de stéréolithographie 3D (diamètre du faisceau laser de 150 μm, l'étalement des couches de pâte à l'aide d'un racleur,...). Plus d'informations sur les difficultés de fabrication de ce résonateur à tiges sont présentées dans le paragraphe IV.4.

IV.3. Simulations et étude sur Q_0

Afin de fournir une bande interdite autour de 150 GHz, le diamètre des tiges et leur espacement devraient être identifiés. La fréquence normalisée « $\omega a/2\pi c$ » ou « a/λ » pour une structure de tiges diélectriques ($\epsilon=9$) dans l'air est de 0,35 [III-6]. Donc nous avons considéré cette valeur initiale pour optimiser les dimensions du résonateur à 150 GHz. Nous allons toujours conserver la valeur du rayon des tiges « r » à $a/5$ où « a » est la période du réseau, ainsi « a » est la distance entre les centres de deux tiges consécutives.

La longueur d'onde dans le vide « λ_0 » à 150 GHz est de 2 mm, donc la valeur initiale de la période « a » est de 0,7 mm et le rayon « r » est de 0,14 mm. Initialement, l'épaisseur des plaques supérieures et inférieures « e_p » et la hauteur de tiges « h_t » sont considérés de 100 μm et 0,75 mm respectivement ; enfin le réseau est de 9×9 tiges. Puisque la cavité d'air

centrale est formée en enlevant une tige, donc sa largeur et sa longueur en se référant aux centres des tiges sont égales à « $2 \times a$ ».

Une caractérisation d'alumine est effectuée dans nos laboratoires à 89 GHz ; elle donne une permittivité de $9,03 \pm 0,29$ et $\tan \delta$ de $1,74 \cdot 10^{-3} \pm 0,5$. Cette méthode de caractérisation est expliquée en détail dans [III-7]. A partir de ce résultat, la tangente de pertes à 150 GHz sera forcément plus élevée. En appliquant la méthode de caractérisation appelée « time-domain spectroscopy », P. Bolivar dans [III-8] a caractérisé l'alumine (Al_2O_3) pour des gammes de fréquences sub-millimétriques (THz). Pour les fréquences autour 150 GHz, la tangente de pertes est de l'ordre de 10^{-3} . Ces pièces seront métallisées par la technique de pulvérisation, la conductivité de l'or est de l'ordre de $41 \text{ S}/\mu\text{m}$.

Pour une résonance à 150 GHz, les simulations en oscillations forcées donnent une valeur finale de « a » égale à 0,71 mm. Une variation dimensionnelle de $10 \mu\text{m}$ est effectuée sur la largeur de la cavité d'air (distance entre les deux tiges de la cavité) impose un décalage fréquentiel de 0,4 GHz. Cela valide l'utilisation de ce type de cavité si nous comparons ce décalage avec cela obtenu dans la cavité diélectrique.

La réponse électromagnétique est montrée sur la Figure III-9. Pour une cavité résonante sous excitée, le facteur de qualité à vide Q_0 est calculé en appliquant la formule suivante où Q_l est le coefficient de qualité en charge [III-9] :

$$\text{Équation III-6 : } Q_0 = \frac{Q_l}{1 - |S_{21}(f_0)|_{\max}}$$

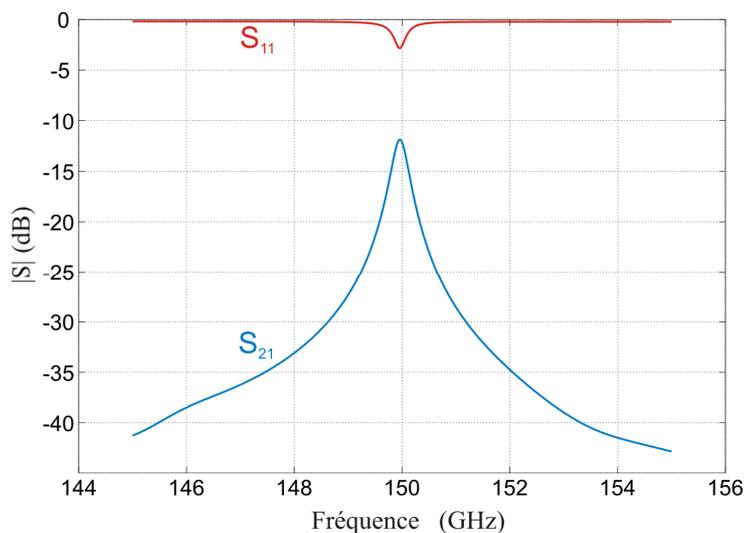


Figure III-9 : Réponse EM du résonateur à tiges : réseau (9×9), $ht=0,75 \text{ mm}$ et $ep=100 \mu\text{m}$

Sachant que nous avons considéré une valeur pessimiste de tangente de pertes (10^{-3}), le facteur de qualité à vide théorique est de 680. Cette valeur qui semble être très importante pour des applications à 150 GHz, est obtenue parce que les pertes sont réparties entre les pertes diélectriques des tiges (26,5%), les pertes métalliques des métallisations supérieures et inférieures (26%) et les pertes par rayonnement (47,5%). Le champ électrique du mode TE_{101} est bien confiné dans la cavité interne comme montré sur la Figure III-10.

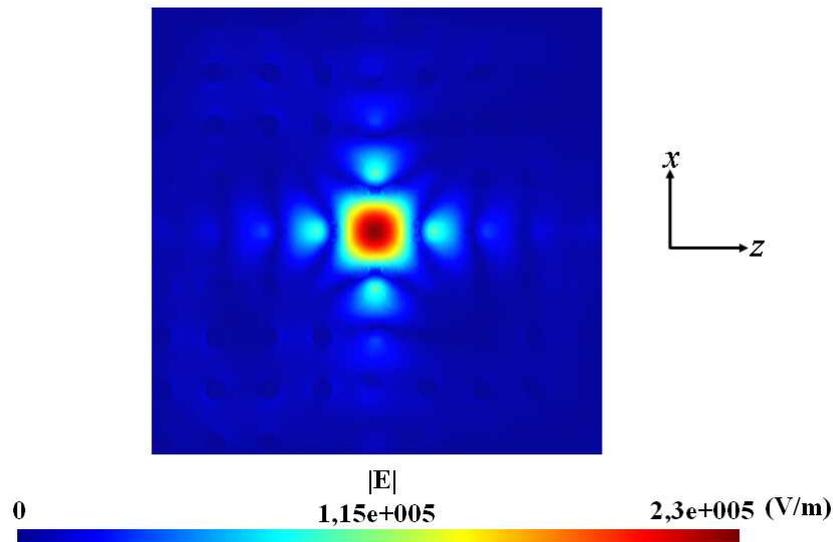


Figure III-10 : Répartition de champ électrique à la fréquence de résonance

Afin d'évaluer les facteurs de qualité à vide atteignables par cette structure, trois études en oscillations libres ont été menées. La première a étudié l'évolution du facteur de qualité à vide en fonction de l'épaisseur des plaques supérieures et inférieures pour une hauteur de tiges de $750 \mu\text{m}$ et un réseau de 9×9 tiges. L'abaque des valeurs de Q_0 est montré sur la Figure III-11.

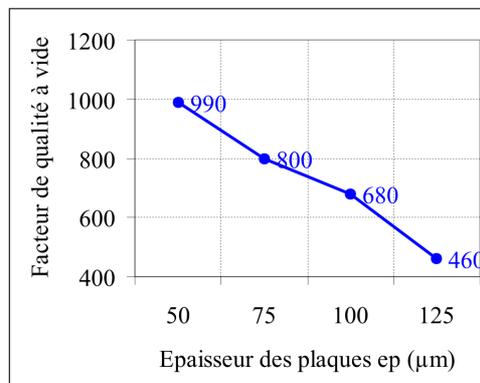


Figure III-11 : Evolution de Q_0 en fonction des épaisseurs de plaques « e_p »

L'épaisseur des plaques joue un rôle important : les meilleurs facteurs de qualité seront obtenus pour les épaisseurs les plus faibles. Sur le Tableau III-1, nous présentons les pourcentages de pertes variant en fonction de l'épaisseur de la plaque diélectrique. Nous pouvons remarquer que les pertes par rayonnement augmentent dans une structure ayant des plaques de 125 μm d'épaisseur. A priori, la transmission augmente dans la plaque avec une épaisseur plus importante et ça par conséquence augmente le rayonnement vers ses extrémités.

Epaisseur des plaques (μm)	Pertes métalliques	Pertes diélectriques	Pertes par rayonnement
50	27,8%	35%	37,2%
125	23,7%	24,2%	52,1%

Tableau III-1 : Les pourcentages des pertes dans la structure pour deux épaisseurs de plaque diélectrique

La même étude a été réalisée pour différentes hauteurs de tiges (épaisseurs des plaques de 100 μm , réseau de 9×9 tiges). Les résultats sont affichés sur la Figure III-12.

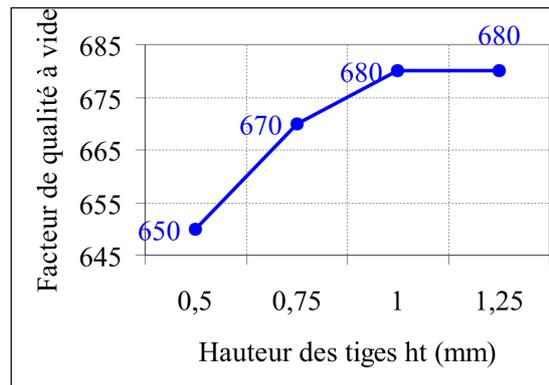


Figure III-12 : Evolution de Q_0 en fonction de hauteur de tiges « ht »

Les plus fortes hauteurs de tiges donnent les valeurs les plus hautes de Q_0 . Néanmoins, le gain reste inférieur à 5% en passant cette hauteur de 500 μm à 1 mm ; les épaisseurs de plaques se révèlent bien plus critiques pour la valeur de Q_0 .

Le réseau de tiges remplace totalement un blindage métallique latéral qui serait nécessaire pour éviter toutes fuites du champ électromagnétique, donc l'espacement des tiges et leur nombre sont très importants pour bien confiner le champ et par conséquence ils ont une influence sur le facteur de qualité à vide. La troisième étude en oscillations libres est menée sur l'effet du nombre de tiges entourant la cavité d'air. L'évolution de facteur Q_0 est montrée

sur le Tableau III-2. Les dimensions des paramètres « ep » et « ht » considérées pour cette dernière étude sont respectivement de 100 μm et 0,75 mm.

Réseau de tiges	9 \times 9	11 \times 11	13 \times 13	15 \times 15
Q_0	680	920	1020	1035

Tableau III-2 : Evolution de Q_0 en fonction de nombre de tiges

L'augmentation de nombre de tiges permet d'augmenter le coefficient de réflexion présenté par le « mur » de tiges, de limiter les fuites à travers celui-ci, et donc d'augmenter très significativement le Q_0 . Le pourcentage de pertes par rayonnement est maintenant de 5,6% tandis que les pertes métalliques et diélectriques sont respectivement de 46,8% et 47,6%. Dans ces conditions, la cavité résonante est bien isolée. Au-delà du réseau de 13 \times 13 tiges, le gain sur Q_0 se révèle trop peu important comparé à la surface supplémentaire occupée par le résonateur.

La valeur de la période « a » obtenue en oscillations libres pour la configuration (ep=100 μm ; ht=0,75 mm) est de 0,712 mm, la fréquence de résonance est de 149,85 GHz. Une simulation a été effectuée pour la structure de 13 \times 13 tiges afin de valider la valeur du Q_0 en oscillations forcées. La réponse de cette simulation en large bande (130-170 GHz) est présentée sur la Figure III-13.

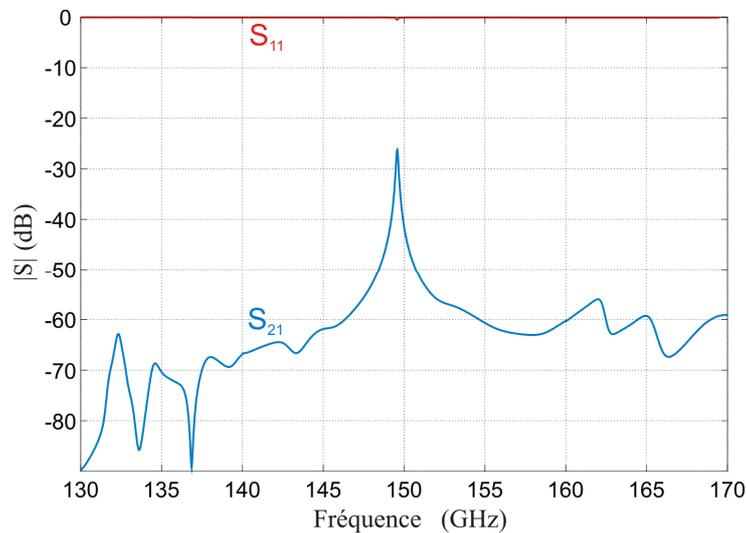


Figure III-13 : Réponse en fréquence large bande du réseau de tiges, configuration de (13 \times 13) tiges

On peut observer que la fréquence de résonance (149,6 GHz) est légèrement différente de celle calculée en les oscillations libres (149,85 GHz). Ceci s'explique par l'influence des systèmes d'excitation qui viennent perturber la répartition des champs EM à la résonance et

donc la fréquence de résonance associée. Afin d'extraire le facteur de qualité à vide, les motifs d'excitations sont écartés afin d'avoir un résonateur peu excité (-26 dB). Cette réponse en fréquence entre 130 et 170 GHz montre l'isolation fréquentielle importante qui pourrait être réalisée par l'intégration de la cavité dans le cristal BIE.

En accord avec le CTTC et étant données les très petites dimensions de la structure, plusieurs configurations ont été sélectionnées pour la fabrication afin d'évaluer le comportement mécanique de celles-ci.

Version	ht (mm)	ep (μm)	a (mm)	r (mm)
V1	0,75	100	0,712	0,143
V2	1	100	0,723	0,145
V3	1,25	75	0,755	0,151
V4	1,25	50	0,77	0,154

Tableau III-3 : Différentes configurations sélectionnées pour la fabrication

Ainsi, des rapports de formes différents (Tableau III-3) ont été sélectionnés, le but de cette première fabrication étant tout d'abord de relever le challenge technologique pour ces résonateurs fonctionnant à cette fréquence. Le réseau de 13×13 tiges est celui retenu pour chacune des configurations car il présente un meilleur facteur de qualité et une meilleure rigidité mécanique.

IV.4. Fabrication céramique

Quatre versions sont sélectionnées pour être fabriquées par la technologie stéréolithographie céramique 3D. La stratégie appliquée aux structures collectives est utilisée pour la réalisation de ces résonateurs. Donc une structure contenant quatre résonateurs est construite pour chaque version. L'isolation électromagnétique entre les résonateurs est déjà assurée par les tiges diélectriques. Sur la figure ci-dessous, nous présentons une vue de dessus de cette structure sans la plaque céramique supérieure.

La Figure III-14 montre les quatre résonateurs, les tiges qui sont ajoutées pour tenir la pièce, et les zones d'espacements entre eux. Ces derniers sont de 0,5 mm afin de permettre la découpe par scie à fil diamanté. Grâce à l'isolation réalisée par les tiges, ces résonateurs sont mesurables avant de faire la découpe.

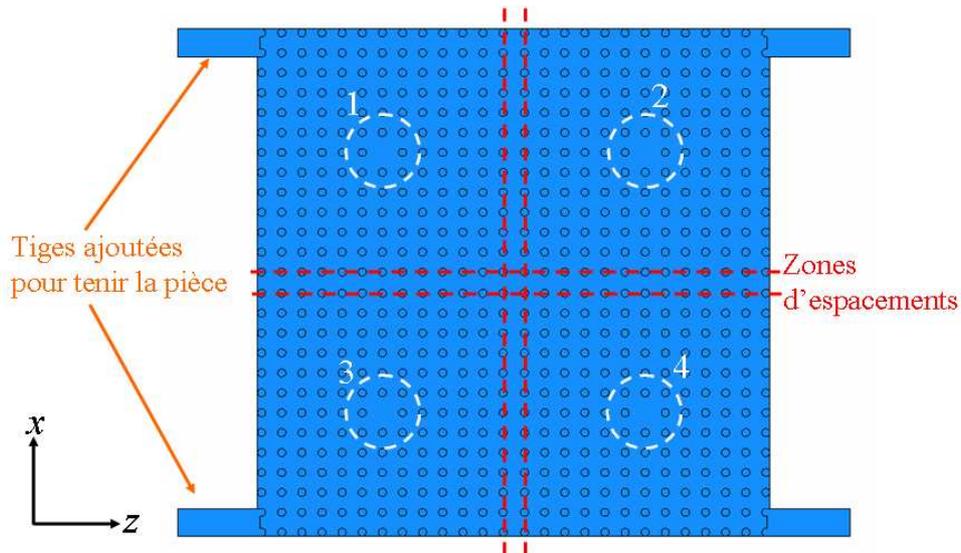


Figure III-14 : Vue de dessus de la structure à tiges collective (4 résonateurs) sans la plaque diélectrique supérieure

Au regard de l'architecture de la pièce, sa fabrication a été envisagée en plusieurs étapes. En effet, le procédé de stéréolithographie implique l'utilisation d'une pâte céramique photosensible qu'un laser vient polymériser couche par couche pour former la pièce souhaitée. Celle-ci est alors récupérée en utilisant différentes techniques de nettoyage afin d'éliminer la pâte non polymérisée.

Ainsi, la pièce a été décomposée en deux parties. La première partie, comportant la plaque inférieure et le réseau de tiges, sera tout d'abord fabriquée dans le but de pouvoir nettoyer correctement la pièce présentant des espacements très étroits entre tiges. La plaque supérieure sera fabriquée indépendamment. Ces deux éléments seront alors dans un premier temps pré-frittés puis ensuite assemblés lors de la cuisson finale afin de les « souder » ensemble.

Cependant, à cause de la finesse des tiges et de leur hauteur, la fabrication s'est révélée extrêmement difficile. D'une part, le diamètre du faisceau laser (150 μm) implique une largeur de polymérisation d'autant plus grande et donc ne permet pas de réaliser des pièces de taille inférieure. D'autre part, ce mode de fabrication couche par couche nécessite après la polymérisation sélective d'une couche, l'étalement d'une nouvelle couche de pâte à l'aide d'un racleur. Ce mouvement crée une forte contrainte sur la pièce en cours de construction et peut provoquer ainsi un arrachement des parties fragiles.

C'est ce qui est observé avec de telles structures. Les tiges en création sont arrachées et il est impossible de fabriquer ce type de résonateur à tiges cylindriques quel que soit le diamètre des tiges. Une autre approche a été proposée.

D'autres résonateurs à tiges à sections carrées de différentes dimensions ont été donc créés et testés en réalisation sur la machine de stéréolithographie. Cependant, la fabrication révèle les mêmes problèmes que précédemment et il a été impossible de réaliser de telles structures.

Afin de donner une tenue mécanique aux tiges pour leur réalisation par stéréolithographie 3D, il a été envisagé de dessiner des résonateurs avec des tiges pyramidales (faces triangulaires). Le fichier CAO (.iges) a alors été créé. Celui-ci est converti au format STL (triangulation) interprétable par le logiciel de tranchage. Enfin, ce fichier STL est converti dans un format spécifique à la machine de prototypage utilisée, contenant les différentes couches de la pièce avec pour chacune d'elles les conditions de fabrication. Cependant, lors du tranchage du fichier, des défauts sont apparus (artefacts) qui indiquent notamment des tracés incohérents au laser. Ces derniers n'ont pu être éliminés et par conséquent, il n'a pas été possible de fabriquer la pièce par la stéréolithographie 3D.

V. Résonateur à miroirs de Bragg

La structure périodique choisie dans le paragraphe précédent est un réseau de tiges cylindriques alignées verticalement et horizontalement afin d'assurer une BIE. La cavité est ensuite créée par la suppression d'une tige centrale pour réaliser une résonance à la fréquence centrale de la bande. Nous allons maintenant étudier une seconde solution basée sur autre structure périodique. L'étude d'un résonateur et la conception d'un filtre à bande étroite seront proposées.

V.1. Conception du résonateur

Le cristal BIE le plus simple existant est le miroir de Bragg unidimensionnel composée de deux matériaux de permittivités différentes. Nous proposons une structure constituée de plaques de diélectrique d'épaisseur $\lambda_g/4$ séparées par une distance d'air de $\lambda_0/4$ [III-4]. Dont λ_0 est la longueur d'onde correspondante à la fréquence centrale de la bande interdite et λ_g la longueur d'onde dans le matériau céramique définie par $\lambda_g = \lambda_0/(\epsilon)^{1/2}$ avec ϵ la permittivité

relative du matériau. Ainsi, le choix du matériau et de la fréquence centrale conditionne la taille des éléments présentés dans le miroir de Bragg.

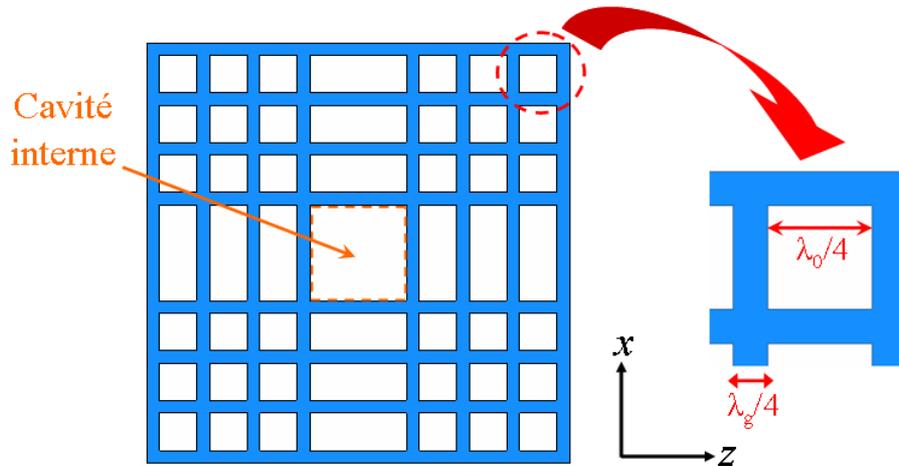


Figure III-15 : Résonateur à BIE à miroirs de Bragg

Une telle structure sera très efficace en terme de coefficient de réflexion et de largeur de bande interdite en fréquence. Un fort contraste de permittivité et un nombre important de couches le composant maximisera la largeur du BIE et l'efficacité en réflexion du miroir. L'alumine (Al_2O_3) de permittivité 9 semble tout à fait adaptée pour réaliser ce cristal 1D [II-19].

Sur la Figure III-15, nous présentons la vue de dessus du résonateur réalisé par la structure à miroir de Bragg :

- deux rangées de plaques diélectriques sont alignées horizontalement et verticalement pour former un réseau des plaques croisées,
- une cavité d'air est créée au milieu de ce réseau,
- deux plaques d'Alumine prennent en sandwich cette grille (Figure III-16 à gauche),
- ces deux plaques sont comme précédemment métallisées sur leurs faces extérieures par de l'or,
- les motifs d'excitation coplanaires sont gravés après la métallisation au dessus de la cavité (Figure III-16).

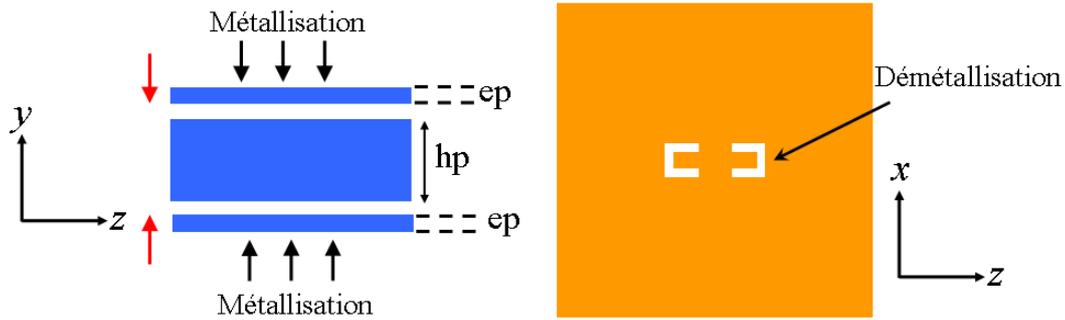


Figure III-16 : Vue de profil du résonateur (à gauche) et les motifs d'excitation gravés sur la plaque supérieure (à droite)

V.2. Simulation et étude de Q_0

La conductivité de l'or est fixée à $41 \text{ S}/\mu\text{m}$, la permittivité de l'alumine à 9 et sa tangente de perte à 10^{-3} . La bande interdite en fréquence est centrée à 150 GHz. Donc les valeurs de $\lambda_0/4$ et $\lambda_g/4$ sont respectivement de 0,5 mm et de 166 μm . La structure initiale a été étudiée pour une configuration présentant quatre plaques diélectriques autour de la cavité centrale.

Il faut tout d'abord fixer la fréquence de fonctionnement de la cavité : elle est choisie à 150 GHz en accord avec la BIE. Dans le cas d'une cavité parallélépipédique métallique classique remplie d'air et fonctionnant sur son mode fondamental TE_{101} à 150 GHz, sa fréquence de résonance est obtenue par la formule de l'Equation II-4. La largeur (l_{rc}) et la longueur (l_{nc}) de la cavité sont choisis égales, donc pour $l_{rc}=l_{nc}=1,41 \text{ mm}$ une cavité d'air va résonner à 150,3 GHz. La cavité a la même hauteur « hp » des plaques diélectriques, hauteur considérée à 0,75 mm. Par contre, l'épaisseur des plaques supérieure et inférieure « ep » est initialement considérée à 50 μm .

La Figure III-17 montre les paramètres S de la structure obtenus par la simulation EM 3D en oscillations forcées réalisée par le logiciel EMXD. Nous obtenons alors une cavité résonante fonctionnant à 149,96 GHz. La dimension finale du bord de la cavité (l_{nc} & l_{rc}) est de 1,363 mm. Cette différence avec la valeur considérée initialement (1,41 mm) est d'une part liée à l'influence des systèmes d'excitation et d'autre part au fait que les parois « équivalentes » de la cavité ramenées par les plaques périodiques ne correspondent pas aux dimensions physiques du volume d'air défini au centre de la structure périodique. La répartition du champ électrique du mode TE_{101} confiné dans la cavité d'air est présentée sur la Figure III-18.

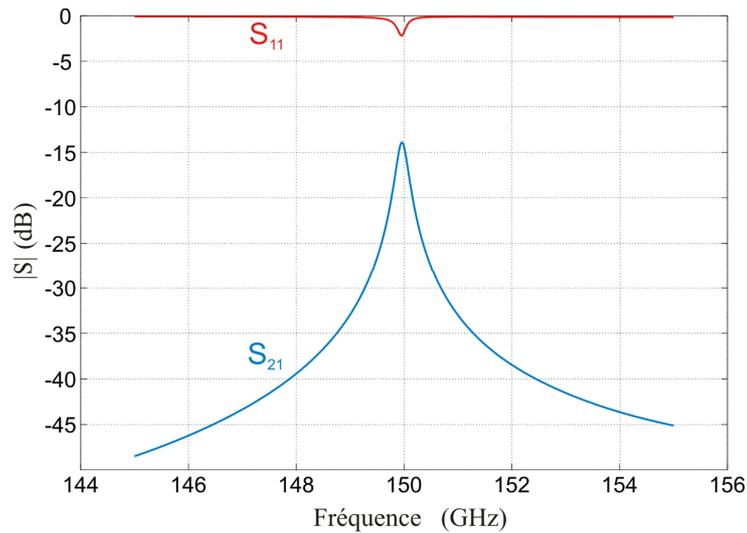


Figure III-17 : Réponse EM du résonateur à miroirs de Bragg : 4 plaques autour de la cavité d'air centrale

Afin d'évaluer les performances d'un tel résonateur, nous avons étudié l'évolution du facteur de qualité à vide Q_0 par deux études en oscillations libres. La première a calculé l'évolution du facteur de qualité à vide pour différentes combinaisons de valeurs de hauteur de cavité « hp » et d'épaisseurs des plaques supérieures et inférieures « ep ». Les résultats sont présentés sur la Figure III-19. À noter que cette étude est effectuée sur des miroirs de quatre plaques entourant la cavité d'air.

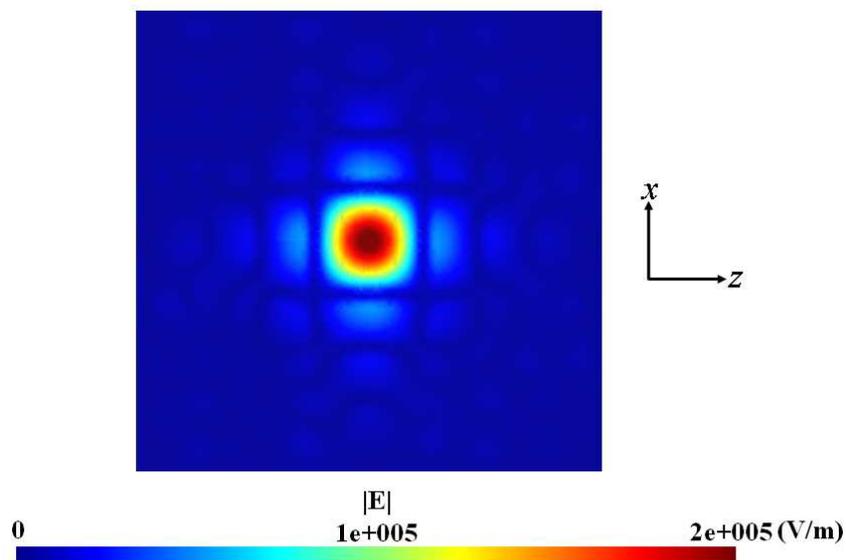


Figure III-18 : Répartition de champ électrique sur la fréquence de résonance

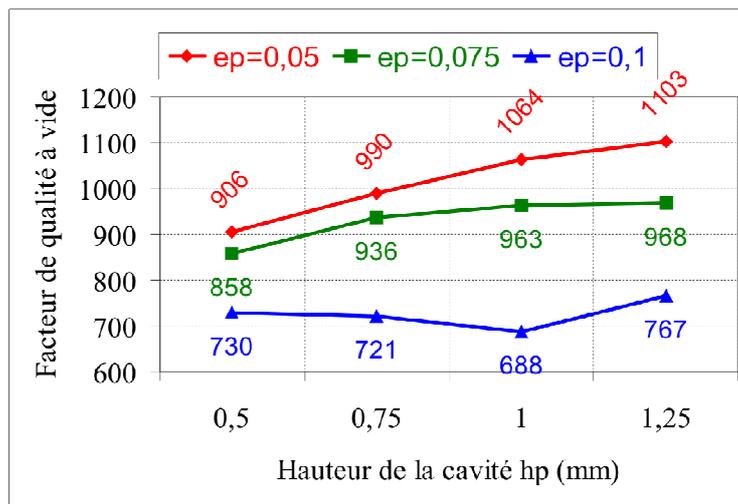


Figure III-19 : Facteur de qualité pour différentes valeurs de « h_p » et « ep »

De même que sur le résonateur à tiges, les facteurs de qualité à vide les plus importants sont obtenus pour les hauteurs de cavités les plus élevées et les épaisseurs de plaques les plus faibles. Le facteur de qualité à vide de cette dernière a été étudié en fonction du nombre de plaques entourant la cavité centrale de la structure. Les miroirs ont été choisis avec une hauteur de 1,25 mm et des plaques supérieures et inférieures épaisses de 50 μm .

Passer de 4 à 5 plaques dans les miroirs de Bragg entourant la cavité permet de faire passer le facteur de qualité de 1100 à 1480 ($ep=0,05$ mm, $h_p=1,25$ mm). Au-delà de 5 plaques, le gain sur Q_0 n'est pas significatif par rapport à la surface supplémentaire occupée par le résonateur.

Trois configurations ont alors été choisies pour la fabrication de ce type de filtre : une hauteur de miroirs de 1,25 mm et des épaisseurs de plaques supérieures et inférieures de 50, 75 et 100 μm . Nos échanges réguliers avec le CTTC ont montrés que de telles épaisseurs de plaque seraient délicates à fabriquer. Plusieurs essais de fabrications sur ce point ont ainsi décidées.

Des simulations en oscillations forcées sont réalisées afin de calculer le facteur de qualité à vide en considérant une configuration à miroirs de Bragg présentant cinq plaques autour de la cavité. Sur la Figure III-20, nous présentons la réponse EM en large bande du résonateur à miroirs de Bragg, configuration ($h_p=1,25$ mm et $ep=100$ μm). Une bonne isolation fréquentielle ($S_{21} < -20$ dB) est obtenue pour 150 ± 9 GHz. Nous choisissons de sous exciter la cavité afin d'extraire le facteur de qualité à vide de ces paramètres S.

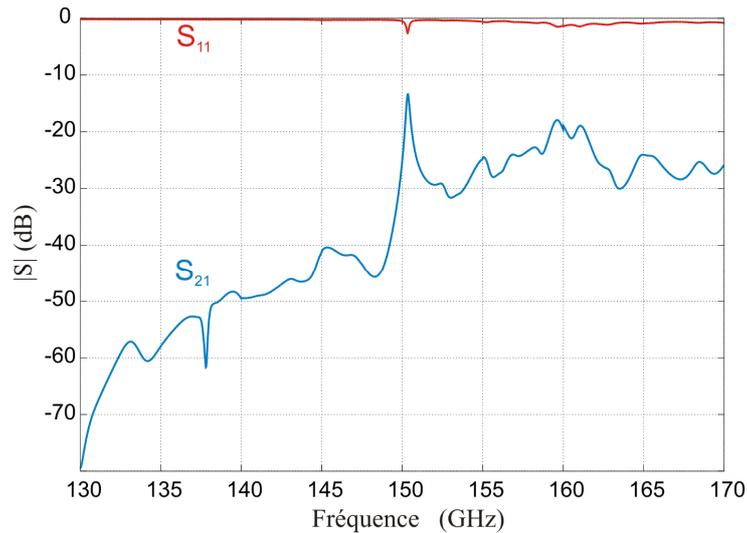


Figure III-20 : Réponse en fréquence large bande du résonateur à miroirs de Bragg

Les trois configurations, présentent respectivement des facteurs de qualité de 1435, 1186 et 812. Ici aussi, les meilleurs facteurs de qualités sont obtenus pour les épaisseurs de plaques (supérieures et inférieures) les plus faibles. Le Tableau III-4 résume les dimensions et les facteurs de qualité à vide pour les trois versions qui sont sélectionnées pour être fabriquées par la technologie stéréolithographie céramique 3D.

Version	hp (mm)	ep (μm)	lrc=lnc (mm)
V1	1,25	50	1,392
V2	1,25	75	1,348
V3	1,25	100	1,282

Tableau III-4 : Les trois configurations sélectionnées pour la fabrication

V.3. Fabrication céramique

Une structure collective de quatre résonateurs est réalisée pour chaque version sélectionnée. De même que sur la structure collective du résonateur à tiges, quatre résonateurs sont fabriqués dans chaque pièce collective. La Figure III-21 présente une vue de dessus de la structure qui montre les quatre cavités d'air, les zones d'espacements entre les résonateurs et les tiges ajoutées pour tenir la pièce.

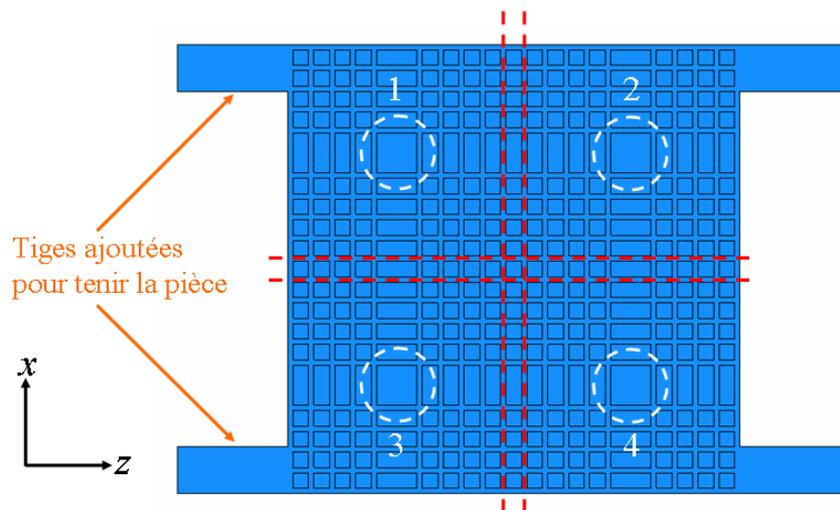


Figure III-21 : Vue de dessus de la structure à tiges collective (4 résonateurs) sans la plaque diélectrique supérieure

Une analyse des pièces réalisées sera décrite par la suite.

VI. Filtre deux pôles à miroirs de Bragg

Le filtre considéré se base sur le principe introduit sur le résonateur précédent. Il est basé sur le principe des cavités résonantes couplées. Le couplage peut être aisément réglé par la distance séparant les cavités ainsi que par la taille et la position des éléments les séparant. La première étape du design de ce filtre consiste à fixer son gabarit.

VI.1. Gabarit et conception du filtre

Nous fixons le gabarit suivant :

- fréquence centrale : 150 GHz,
- bande passante à -3 dB : 1,33%, soit une bande équi-ondulation de 1 GHz,
- ondulation dans la bande : 0,1 dB,
- réflexion dans la bande $S_{11} < -15$ dB.

En se basant sur la référence [II-22], le facteur de qualité extérieure Q_e et le coefficient de couplage inter-résonateurs sont donnés par les formules :

$$\text{Équation III-7 : } Q_e = \frac{g_0 g_1}{\frac{\Delta f}{f_0}}$$

$$\text{Équation III-8 : } k_{12} = \frac{\Delta f}{f_0} \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}}$$

Δf est la bande équi-ondulation et ($g_0=1$, $g_1=0,843$, $g_2=0,622$) sont les coefficients g_i pour un filtre de Chebyshev normalisé en fonction de l'ondulation dans la bande passante et du nombre de pôles n du filtre [II-22].

Il apparaît que le coefficient de couplage extérieur Q_e doit présenter une valeur de 126 et le coefficient de couplage inter-résonateurs k_{12} une valeur de $9,2 \cdot 10^{-3}$. Donc, il faut mener une étude en oscillations forcées pour vérifier que la valeur du facteur de qualité extérieur Q_e peut être atteinte sur ce type de résonateur à bande interdite.

Le système d'excitation pour ce filtre est le même système court-circuité utilisé pour les filtres présentés dans le deuxième chapitre. La Figure III-22 résume les valeurs de Q_e que peut présenter le résonateur à miroirs de Bragg de hauteur 1,25 mm en fonction de la taille du motif utilisé (dimensions L & W). La configuration choisie pour ce test est celle présentant une épaisseur de plaques inférieures et supérieures la plus importante (100 μm). En effet, les épaisseurs de plaques moins importantes montrent systématiquement des facteurs Q_e plus forts à taille de motif équivalente.

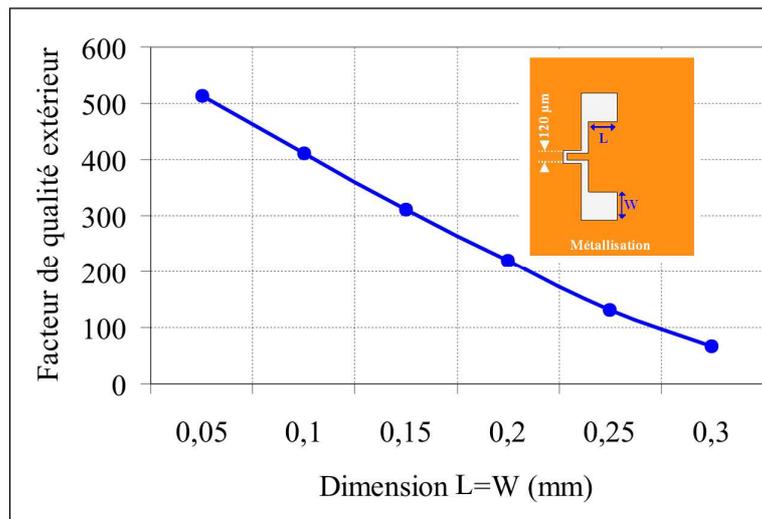


Figure III-22 : Evolution du facteur de qualité extérieure en fonction des dimensions L & W

Le type de motif coplanaire a ainsi montré que les valeurs de Q_e nécessaires à l'obtention d'un filtre bande étroite sont atteignables en ajustant la taille de ce dernier, et ce pour les épaisseurs de plaques les plus importantes parmi celles retenues. Nous pouvons donc penser légitimement que le passage du résonateur vers le filtre ne posera pas de problèmes particuliers.

Afin d'étudier le coefficient K_{12} , il faut proposer un système de couplage entre les deux cavités d'air résonantes insérées dans la structure à BIE. Dans ses travaux de thèse [II-19], N. Delhote a optimisé un filtre deux pôles à miroir de Bragg pour une BIE fonctionnant à 33 GHz. Il a utilisé deux plaques diélectriques entre les deux cavités pour assurer le couplage nécessaire. Nous allons, pour l'instant, prendre le même système de couplage.

Donc, une structure simplifiée de deux cavités blindées par un mur électrique parfait est étudiée en oscillations libres. Les deux cavités sont prises en sandwich entre deux plaques d'épaisseur de 100 μm et sont couplées par un autre couple de plaques d'épaisseur « cp ». La distance entre ces dernières est la dimension « gap ». Sur la Figure III-23, on présente l'évolution du coefficient K_{12} en fonction de la distance « gap »; la valeur de « cp » est fixée à 200 μm .

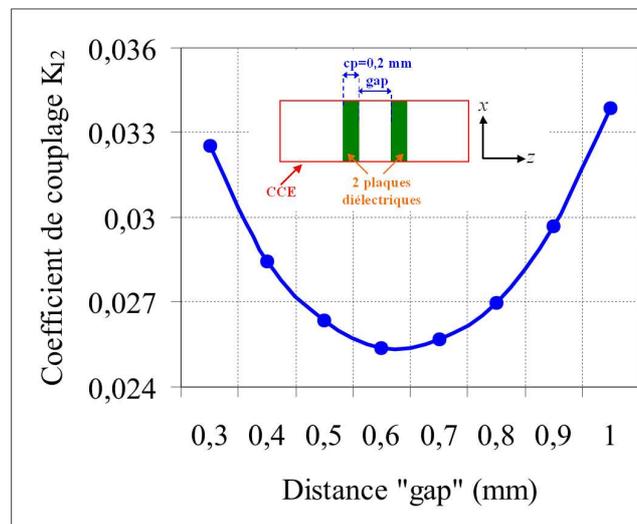


Figure III-23 : Evolution du coefficient de couplage K_{12} en fonction de la distance « gap »

On peut observer que la valeur du coefficient K_{12} n'est pas atteignable. Par contre, ce dernier est minimum pour une « gap » de 0,65 mm. Nous avons appliqué cette valeur pour étudier l'évolution de K_{12} en fonction de l'épaisseur « cp ». La Figure III-24 résume les valeurs obtenues par cette étude.

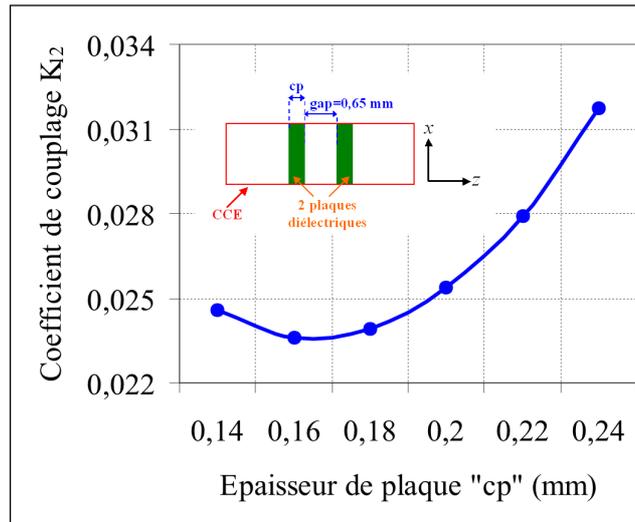


Figure III-24 : Evolution du coefficient de couplage K_{12} en fonction de l'épaisseur des plaques diélectriques « cp »

De nouveau, la valeur de K_{12} n'est pas atteignable; les valeurs obtenues étant systématiquement trop élevées. En effet, il y a besoin de diminuer le couplage entre les deux cavités, donc on propose d'ajouter une troisième plaque dans la zone de couplage entre les deux cavités résonantes. Sur la Figure III-25, nous présentons l'évolution du coefficient K_{12} en fonction de l'épaisseur de plaque centrale « cp2 ». L'épaisseur des autres deux plaques « cp » est fixée à $\lambda_g/4$ et la distance « gap » à 0,65 mm.

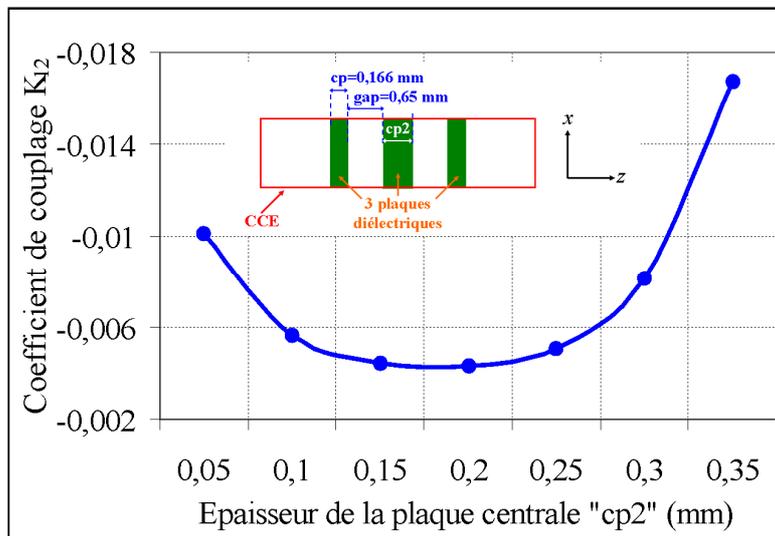


Figure III-25 : Evolution du coefficient de couplage K_{12} en fonction de l'épaisseur de la plaque centrale « cp2 »

La troisième plaque diélectrique a assuré un niveau d'isolation suffisante pour atteindre le couplage souhaité. Avec cette configuration, nous allons optimiser le filtre deux pôles constitué de deux cavités d'air créées dans la structure périodique à miroirs de Bragg.

VI.2. Optimisation du filtre

La structure finale du filtre deux pôles à miroirs de Bragg et ses dimensions sont montrées sur la Figure III-26. L'optimisation est effectuée par les simulations EM 3D en oscillations forcées réalisées par le logiciel EMXD. La vue montrée ne contient pas la plaque diélectrique supérieure du filtre où les motifs sont gravés sur sa face extérieure juste au dessus des cavités. Trois plaques sont utilisées pour assurer le couplage entre les deux cavités d'air qui sont entourées par cinq plaques diélectriques d'épaisseur $\lambda_g/4$ alignées verticalement et séparées par une distance de $\lambda_0/4$. La hauteur de la cavité d'air interne « *htc* » est toujours de 1,25 mm et l'épaisseur des plaques supérieure et inférieure « *ep* » est de 100 μm .

La réponse finale d'optimisation électromagnétique du filtre est montrée sur la Figure III-27. Le filtre est bien centré à 150 GHz, la bande passante équi-ondulation est de 1,06 GHz (2,1 GHz à -3 dB) et l'on trouve 1,9 dB de pertes d'insertion minimums. L'ondulation dans la bande est de 0,6 dB. La réflexion est toujours inférieure à -17 dB et les réjections hors bande sont toujours inférieures à -10 dB à 150 GHz $\pm 1,5$ GHz.

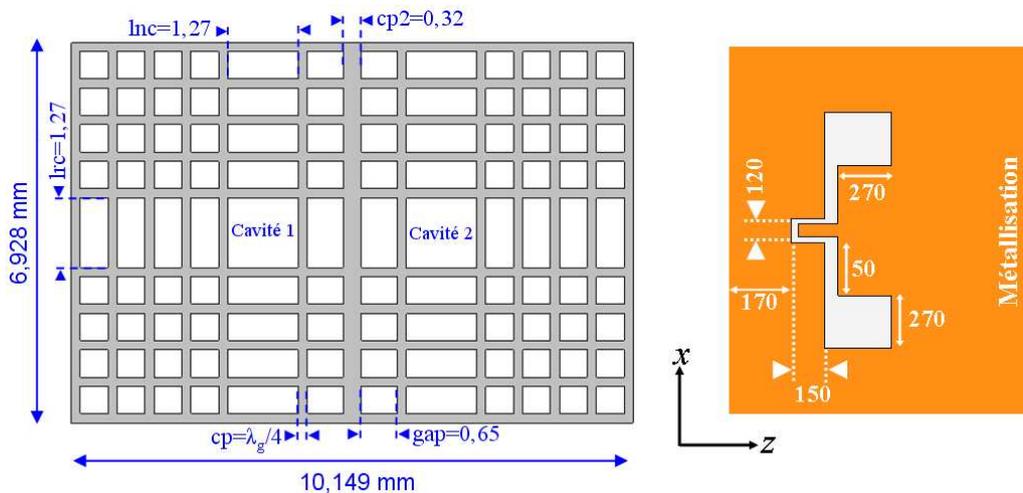


Figure III-26 : Dimensions globales du filtre en mm (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

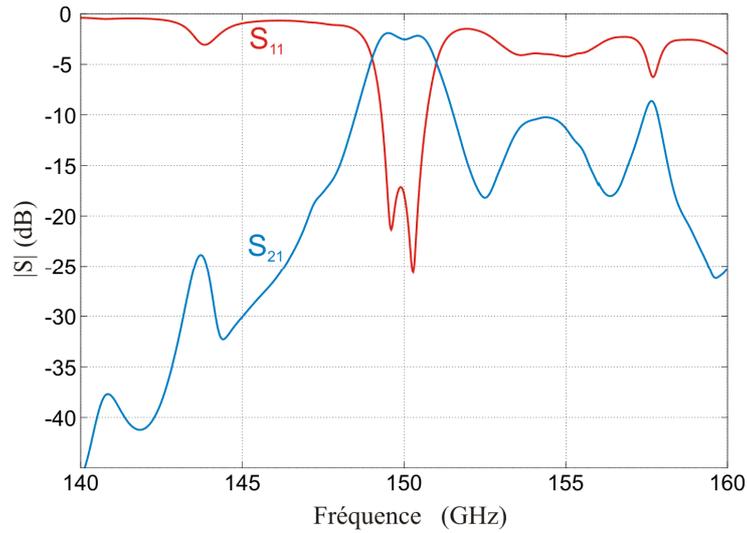


Figure III-27 : Réponse EM du filtre deux pôles à miroirs de Bragg

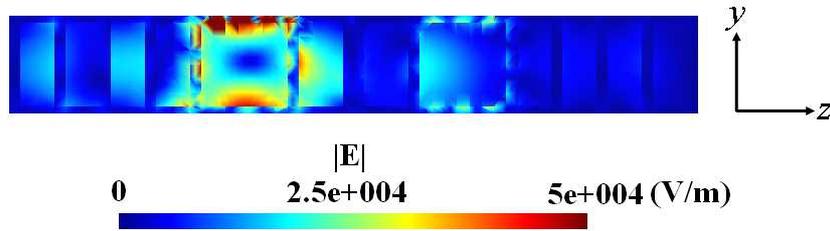


Figure III-28 : Champ électrique à 154 GHz

En considérant la répartition du champ électrique dans la Figure III-28, nous observons que la zone de transmission autour de 154 GHz semble liée à des fuites au niveau des plaques supérieure et inférieure. Pour cela, une simulation EM est effectuée sur un filtre ayant une plaque diélectrique de 50 μm d'épaisseur.

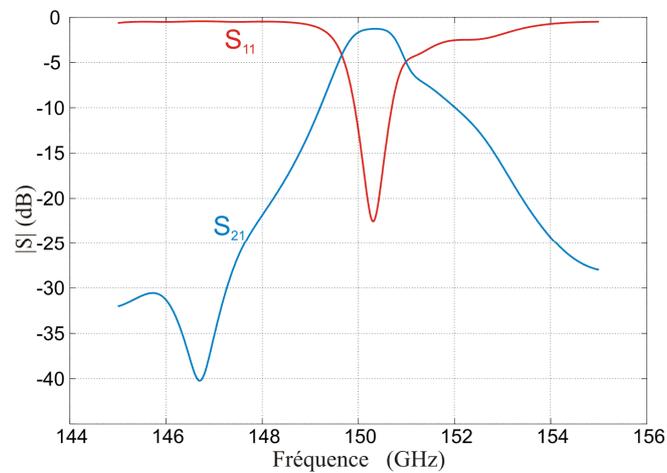


Figure III-29 : Filtre 2-pôle pour une plaque diélectrique supérieure et inférieure de 50 μm d'épaisseur.

Les paramètres S pour cette configuration sont montrés sur la Figure III-29. Nous pouvons remarquer que la transmission à 154 GHz est de -25 dB dans cette configuration. Ce résultat valide que, avec un tel type de filtre, l'utilisation d'une plaque diélectrique avec une épaisseur moins importante augmente l'isolation entre les différents modes excités.

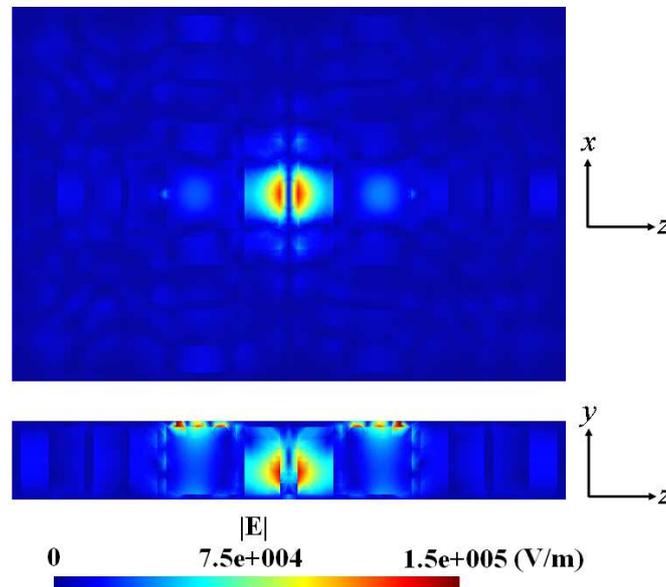


Figure III-30 : Champ électrique du mode parasite à 157,6 GHz excité entre les deux cavités résonantes

Les iso-valeurs du champ électrique autour 157,6 GHz (voir Figure III-30) ont montré que le pic à cette fréquence est lié à un mode excité dans les espaces d'air entre les deux cavités résonantes. Les performances de ce filtre sont satisfaisantes pour valider la réalisation d'un filtre fonctionnant à 150 GHz par la technologie stéréolithographie 3D, mais devrait être améliorées pour une application concrète.

VI.3. Fabrication céramique

Une structure collective de quatre filtres est préparée pour être fabriquée par la stéréolithographie céramique 3D. La Figure III-31 présente une vue de dessus de cette structure avec les tiges ajoutées pour tenir la pièce. Des zones d'espacements, offrant une isolation entre les quatre filtres si on souhaite les mesurer avant l'étape de découpe, seront de même prévues.

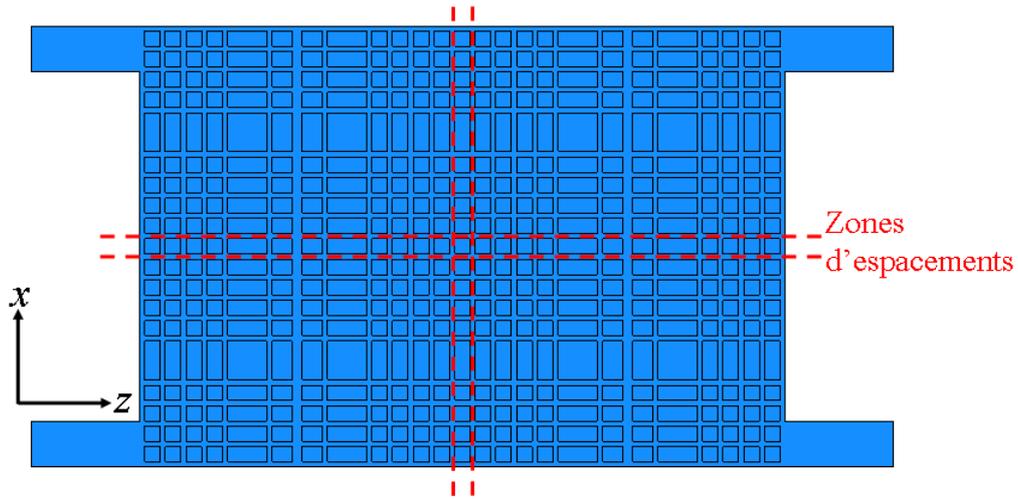


Figure III-31 : Vue de dessus de la structure collective (4 filtres) sans la plaque diélectrique supérieure

VI.3.1. Premier essai

Un premier essai de fabrication d'un résonateur seul (sans plaque inférieure) a été réalisé avec une pâte d'alumine classique mise au point au CTTC et bien maîtrisée. Les paramètres machines sont eux aussi parfaitement définis. Ainsi, la puissance laser est fixée à 25 mW et l'épaisseur de la couche de pâte céramique à 50 μm .

La photo dans la Figure III-32 montre le résultat obtenu pour la réalisation de la pièce intermédiaire après frittage. Dans un premier temps, la plaque inférieure n'a donc pas été considérée. Il est envisagé de venir la rapporter dans un second temps par cofrittage. Cet essai n'a pas été concluant et révèle les difficultés qu'il va falloir relever.

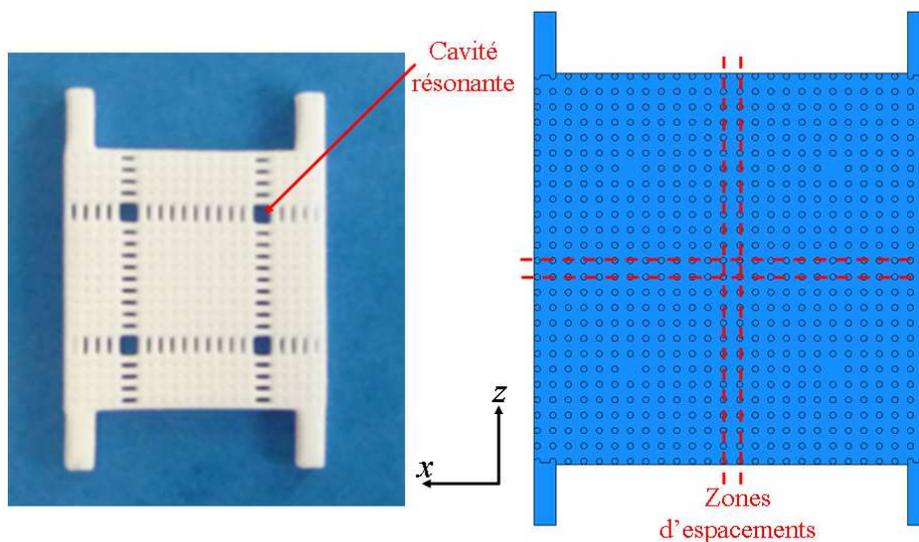


Figure III-32 : Pièce obtenue au premier essai

En effet, la structure ne présente quasiment aucune zone débouchante contribuant au blindage de la cavité résonante. L'épaisseur des parois diélectriques semble trop importante et par conséquent, celles-ci viennent réduire la taille de ces zones.

VI.3.2. Modification des paramètres du fichier de tranchage

Lors du tranchage du fichier STL qui décrit la géométrie de la surface d'une structure 3D, les surfaces sont décrites par des traits correspondants au passage du laser sur chaque couche pendant la fabrication. Différents paramètres sont donc à préciser ; on parle de compensation externe, compensation interne et d'écart hachure (distance séparant deux traits du laser). En effet, l'augmentation de la taille de la pièce est effectuée pour anticiper le retrait à la cuisson afin d'obtenir des dimensions finales proches des dimensions théoriques.

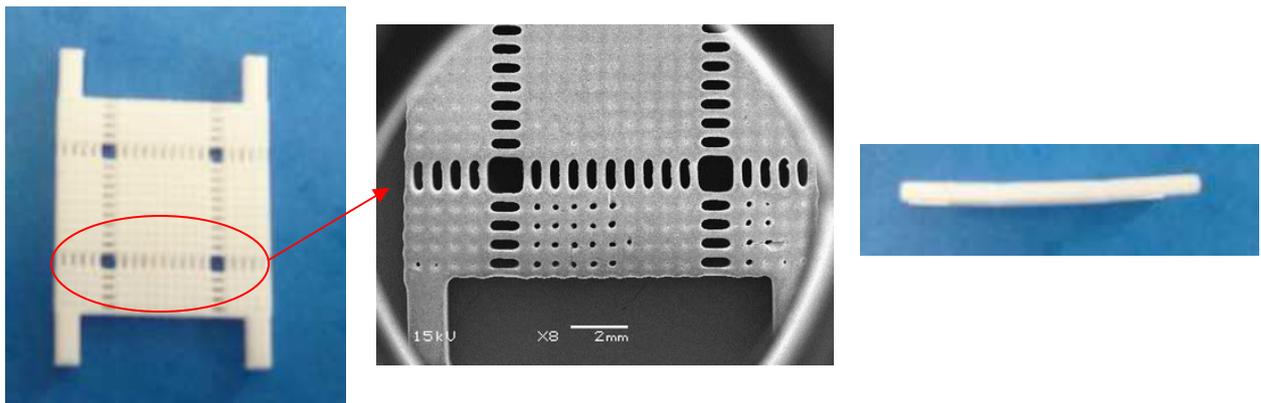


Figure III-33 : Pièce obtenue après changement de la compensation externe

Ainsi, les valeurs ont été modifiées afin de limiter le nombre de passage du laser pour fabriquer les cloisons. Cependant, ces modifications ne permettent pas d'obtenir des structures débouchantes. La Figure III-33 présente un exemple de résultat obtenu après changement de la valeur de la compensation externe initiale de 100 μm à 70 μm .

VI.3.3. Modification de la puissance de laser et/ou vitesse de marquage

Les zones non débouchantes sont attribuées au fait que la largeur des plaques diélectriques construites est trop importante. Afin de diminuer cette largeur de cloison, il faut diminuer la largeur de polymérisation. Ceci peut être réalisé par différentes voies notamment

en réduisant la puissance du laser initiale (25 mW) ou en augmentant la vitesse de marquage utilisée (2 m/s).

Par conséquent, différents essais ont été menés en faisant évoluer ces paramètres. Le Tableau III-5 présente quelques résultats obtenus.

Puissance laser	Vitesse marquage	Résultats
25 mW	3 m/s	Trous bouchés
25 mW	5 m/s	Polymérisation insuffisante
18 mW	3 m/s	Trous bouchés
18 mW	2 m/s	
10 mW	3 m/s	
10 mW	2 m/s	

Tableau III-5 : Résultats obtenus par les variations des paramètres de machine (puissance du laser et vitesse du marquage)

VI.3.4. Réduction du taux d'amorceur

Une autre voie pour diminuer le degré de polymérisation est donc de réduire la réactivité de la pâte est de modifier le taux d'amorceur. De nouveaux essais ont été réalisés à partir d'une pâte dont le taux d'amorceur est passé de 0,5% à 0,35% par rapport à la masse de résine.

Les mêmes essais menés au paragraphe VI.3.3 ont été étudiés avec cette nouvelle pâte. Ceci n'a pas non plus permis d'aboutir à des structures avec des cellules ouvertes.

VI.3.5. Modification du fichier CAO pour le tranchage de la pièce

Après contrôle du fichier de fabrication, il s'avère que lors de la réalisation des cloisons de largeur 170 μm , le laser passe deux fois en respectant un écart hachure, ce qui entraîne une largeur de polymérisation plus important que ce qui est souhaité. Afin d'éviter ce phénomène, il a été envisagé de décomposer la pièce en plusieurs pièces imbriquées, typiquement, en une superposition de lignes croisées avec une superposition de colonnes.

La réalisation de la pièce a été effectuée avec une puissance laser de 18 mW et une vitesse de 2 m/s. Cette procédure permet d'améliorer la fabrication. Le nettoyage de la pièce obtenue, par passage successif en solvant et utilisation d'une soufflette, entraîne le débouchage de quelques trous mais fragilise la structure.

L'utilisation de ce nouveau fichier a amélioré fortement la production de la pièce. Mais à nouveau, certaines cloisons sont fabriquées par passage double du laser d'où une largeur de cloison polymérisée différente de celle attendue. Un nouveau fichier a alors été fourni avec cette fois-ci des largeurs de plaques diélectriques de 30 μm correspondants au diamètre du faisceau laser. A nouveau, le fichier de tranchage révèle des cloisons pour lesquelles le laser passerait deux fois. Cette voie ne permet pas de résoudre le problème.

Au vu des difficultés rencontrées pour l'élaboration de ce résonateur, de nouveaux essais ont été menés pour vérifier les possibilités de la machine notamment sur la largeur de polymérisation obtenue suivant les paramètres de réglage.

VI.3.6. Essais complémentaires

Avant d'aller plus loin dans les essais pour réaliser cette structure résonante, le fichier dont le plan est présenté sur la Figure III-34 a été créé. Il est constitué comme le fichier précédent avec des colonnes de largeur 170 μm superposées à des lignes de hauteur 170 μm . Les dimensions des cellules ainsi formées vont ainsi pouvoir être étudiées.

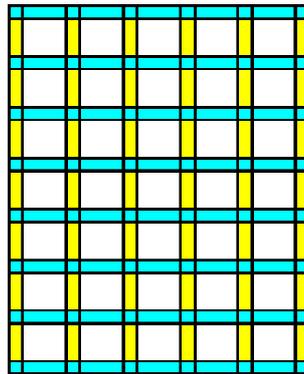


Figure III-34 : Plan de la pièce

La fabrication d'un tel fichier a été effectuée avec la pâte d'alumine contenant un taux d'amorceur réduit à 3,5 m% par rapport à la masse de résine avec entre autre les paramètres machine suivants : puissance laser = 18 mW et vitesse de marquage = 2 m/s.

Les premiers essais ont concerné la fabrication de zones débouchantes de taille 500 \times 500 μm^2 en cru telles celles présentes sur le résonateur. Les résultats obtenus sont identiques aux précédents, à savoir que les trous ne sont pas débouchants.

Les dimensions suivantes ont alors été envisagées :

- zones de 750 \times 750 μm^2 en cru

- zones de $1000 \times 1000 \mu\text{m}^2$ en cru

Après fabrication, l'étape de nettoyage (résine + soufflette) révèle des cloisons très fragiles dans le second cas, ce qui n'est pas le cas pour le premier. De plus, la réalisation de cavités $750 \times 750 \mu\text{m}^2$ permet d'obtenir des trous débouchant dans la pièce.

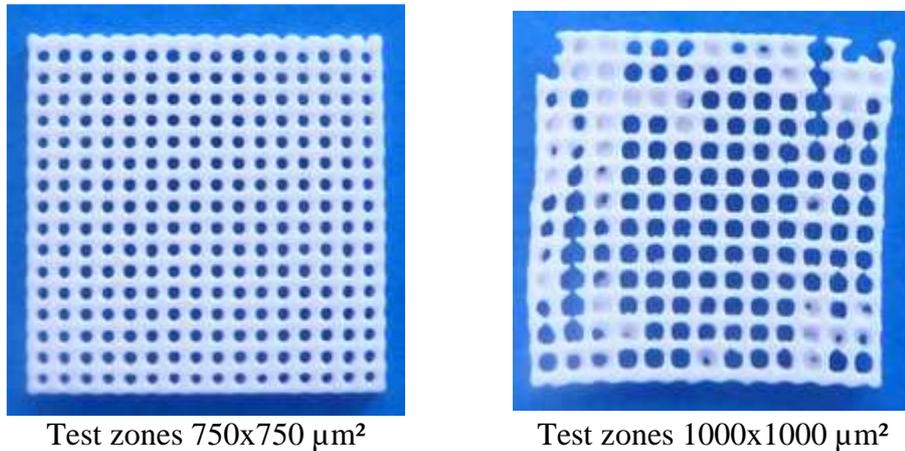


Figure III-35 : Les teste réalisés sur la largeur des cavités

La Figure III-35 présente les pièces obtenues après frittage. Une mesure effectuée par observation à la loupe binoculaire sur la pièce à gauche (test sur les zones de $750 \times 750 \mu\text{m}^2$) indique des largeurs de paroi d'environ $350 \mu\text{m}$ pour des zones débouchantes d'environ $450 \times 450 \mu\text{m}^2$. L'objectif est toujours de réaliser une structure ayant la plus petite largeur possible de paroi céramique avec des zones d'air débouchantes.

L'essai suivant consiste à utiliser la même taille des zones d'air (espacement entre les parois céramiques) de $750 \times 750 \mu\text{m}^2$ en cru, et de changer la largeur de parois céramiques. On demande ici artificiellement au laser de faire un minimum de passage pour la création des parois. Le Tableau III-6 résume les dimensions obtenues pour des largeurs de $5 \mu\text{m}$ et de $75 \mu\text{m}$. La Figure III-36 présente des photographies pour les pièces obtenues après frittage.

Largeur de parois	Parois après frittage	Espacement entre les parois
$5 \mu\text{m}$	$200 \mu\text{m}$	$150 \mu\text{m}$
$75 \mu\text{m}$	$200 \mu\text{m}$	$200 \mu\text{m}$

Tableau III-6 : Dimensions de parois et cavités après frittage pour une cavité de $750 \times 750 \mu\text{m}^2$

Comme montré sur le tableau au dessus, il est possible de fabriquer des parois d'épaisseur de $200 \mu\text{m}$. Ce travail a été fait par le CTTC de Limoges dans le cadre de ses activités pour réaliser les pièces céramiques optimisées par le laboratoire d'Xlim.

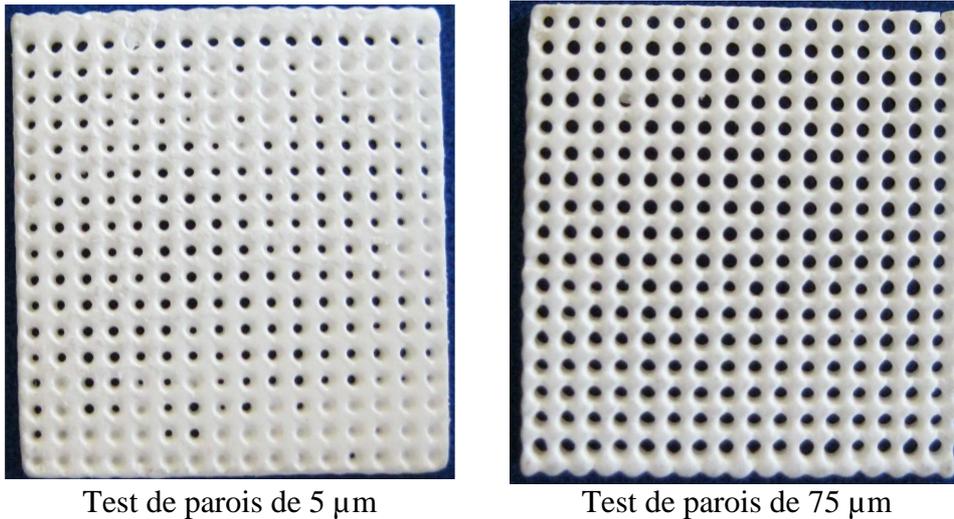


Figure III-36 : Tests réalisés sur les parois céramiques

VII. Étude complémentaire

Dans cette étude nous allons optimiser un résonateur compatible avec les dimensions expérimentales obtenues. Pour une épaisseur de parois ($\lambda_g/4$) après frittage de $200\ \mu\text{m}$ ($\lambda_0/4$ égale à $600\ \mu\text{m}$) la fréquence centrale de la bande interdite présentée par de tels miroirs est de $125\ \text{GHz}$. Sachant cela, un résonateur possédant ces miroirs est simulé en oscillations forcées pour résonner à $125\ \text{GHz}$. Les dimensions internes de la cavité d'air insérée dans ces miroirs de Bragg sont alors de $1,58\ \text{mm} \times 1,58\ \text{mm}$ tandis que sa hauteur « *htc* » est de $1,25\ \text{mm}$ et l'épaisseur des plaques supérieures et inférieures « *ep* » est de $100\ \mu\text{m}$.

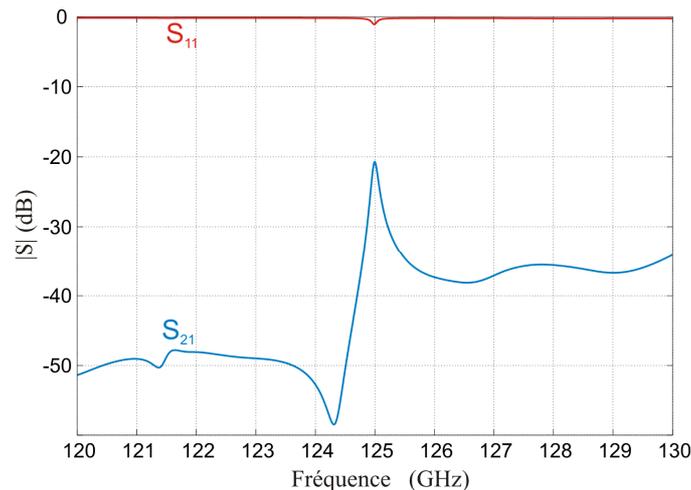


Figure III-37 : Réponse EM de la résonance à $125\ \text{GHz}$ pour une cavité ayant des parois de $200\ \mu\text{m}$

Sur la Figure III-37, nous présentons la réponse en fréquence à la résonance de 125 GHz. Ici aussi, la cavité est volontairement sous-couplée pour extraire le facteur de qualité à vide.

Le facteur de qualité obtenue est de 1130 pour une $\tan\delta$ de 10^{-03} et une conductivité de $4,1 \cdot 10^7$ S/m. Il sera intéressant de réaliser ce résonateur par la stéréolithographie 3D puisque les tests précédents ont montré la possibilité de fabriquer une telle structure ayant des parois d'épaisseur de 200 μm . La validation expérimentale de cette étape est très importante car cela sera la première application de cette technologie à une fréquence supérieure à 100 GHz.

VIII. Conclusion du chapitre III

Dans ce chapitre, une optimisation de deux résonateurs à bande interdite électromagnétique est menée. Les facteurs de qualité que l'on peut obtenir à 150 GHz sont très intéressants et sont de l'ordre de 800 pour un encombrement volumique du résonateur de l'ordre de 70 mm^3 . On a vu aussi que ce type de résonateur pourra évoluer vers des filtres bandes étroites à cette même fréquence.

Les dimensions et rapports de forme actuellement demandés pour les réalisations de ces résonateurs à 150 GHz sont parmi les plus complexes que le CTTC ait eu à réaliser jusqu'à présent. Légitimement, les premiers essais ont été réalisés à partir d'une pâte d'alumine maîtrisée (formulation, comportement, ...) et utilisée dans le cadre de nombreuses fabrications de prototypes. Au fur et à mesure des difficultés rencontrées, une évolution des paramètres de la machine a d'abord été envisagée comme cela est toujours le cas lors de la réalisation de pièces complexes. L'influence de la définition du fichier CAO ainsi que de la composition de la pâte ont ensuite été effectuées.

Pour le résonateur à tiges, il est très délicat de le fabriquer à cause de la finesse des tiges et de leur hauteur. Même avec un changement (triangulation de tiges) sur le fichier CAO, des défauts sont apparus qui indiquent notamment des tracés incohérents du laser.

Par contre, les derniers essais complémentaires sur la réalisation du résonateur à miroirs de Bragg ont permis de prouver qu'il est possible de fabriquer des zones débouchantes de $750 \times 750 \mu\text{m}^2$ tel que l'exige le résonateur à 150 GHz. Cependant, les cloisons séparant ces zones sont 1,2 fois plus épaisses que ce qui est souhaité, 200 μm pour 166 μm .

Evidemment, aucun essai n'a été mené pour fabriquer le filtre deux pôles parce que cela dépend du succès de la réalisation du résonateur et de la validation expérimentale par les mesures de paramètres S.

Par conséquent, d'autres travaux seraient nécessaires afin d'atteindre cet objectif. En particulier, une évolution supplémentaire de la pâte céramique pour la rendre moins réactive et ainsi réduire la largeur de polymérisation serait la première piste à exploiter.

En effet, la technologie micro stéréolithographie céramique 3D sera une solution alternative pour la réalisation du résonateur à tiges et pour la structure à miroirs de Bragg.

IX. Références du chapitre III

- [III-1] N. DELHOTE
“Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie. Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes”
Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, Octobre 2007
- [III-2] J.A. KONG
“Electromagnetic wave theory”
EMW Publishing, Cambridge, 2000
- [III-3] M. BORN AND E. WOLF
“Principles of optics”
Pergamon Press, Londres, 1965
- [III-4] J.-M. LOURTIOZ AND AL
“Les cristaux photoniques”
Hermès, Paris, 2003
- [III-5] L.N. BRILLOUIN
“Wave propagation in periodic structures”
Dover Phoenix Editions
- [III-6] J.D. JOANNOPOULOS, R.D. MEADE AND J.N. WINN
“Photonic crystals”
Princeton University Press, New Jersey, 1995
- [III-7] D. THOMPSON, O. TANTOT, H. JALLAGEAS, G.E. PONCHAK, E. TENTZERIS AND J. PAPAPOLYMEROU
“Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°4, p. 1343-1352, Avril, 2004
- [III-8] P.H. BOLIVAR, M. BRUCHERSEIFER, J.G. RIVAS, R. GONZALO, I. EDERRA, A.L. REYNOLDS, M. HOLKER & P.D. MAAGT
“Measurement of the dielectric constant and loss tangent of high dielectric-constant materials at terahertz frequencies”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, n°4, p. 1062-1066, Avril, 2003
- [III-9] D. KAJFEZ
"Data processing for Q factor measurement"
43rd ARFTG Conference Digest-Spring, vol. 25, pp.104-111, Mai 1994
- [III-10] G. MATTHAEI, L. YOUNG AND E.M.T. JONES
"Microwave filters, impedance matching, networks and coupling structures"
Mac Graw Hill, 1964

CHAPITRE IV

Technologie LTCC pour des applications de filtrage à 150 GHz

I. Introduction du chapitre IV

Dans le troisième chapitre de ce manuscrit, nous avons présenté une étude de faisabilité concernant la réalisation par la technologie de stéréolithographie céramique 3D de résonateurs et filtres fonctionnant autour de 150 GHz. Tout en conservant les mêmes contraintes de filtrage, nous avons mené en parallèle une étude portant sur des structures réalisées en technologie LTCC « Low Temperature Cofired Ceramics ». Nous rappelons ici que les différentes étapes de fabrication ainsi que des exemples d'applications de cette technique sont décrites en détails dans le premier chapitre de ce manuscrit.

Ce procédé permet ainsi de fabriquer des circuits métallo-diélectrique quasi 3D (2,5D). Ses avantages sont une haute densité d'intégration de circuits, des pertes métalliques et diélectriques modérées et une précision de fabrication pour des applications millimétriques. Il est ici proposé de tester ce procédé pour des applications sub-millimétriques. On a déjà mentionné que, à notre connaissance, la technologie LTCC n'a pas été utilisée pour réaliser des filtres fonctionnant à des fréquences supérieures à 60 GHz, ce qui rend notre travail original.

Afin de se familiariser avec les contraintes de filtrage, de synthèse et de mesures à 150 GHz, nous avons dans un premier temps conçu un filtre deux pôles. Une très bonne concordance entre mesures et simulations EM est ainsi observée ; contribuant ainsi à montrer que cette technologie peut potentiellement répondre à des besoins de filtrage à 150 GHz. Fort de cette première expérience, des filtres quatre pôles à deux zéros de transmission et cinq pôles Chebyshev ont été conçus afin de répondre spécifiquement aux performances demandées. Ces spécifications sont présentées dans la première partie du troisième chapitre.

II. Filtre deux pôles préliminaire

II.1. Spécifications de filtrage

Les spécifications de filtrage proposées traduisent des besoins en radioastronomie du CNES (voir chapitre III). Pour ce filtre test préliminaire, elles sont les suivantes :

- fréquence centrale : 150 GHz,

- pertes d'insertions autour 5 dB,
- bande passante à -3 dB : 1,33% ; soit 2 GHz,
- réflexion dans la bande $S_{11} < -15$ dB

Dans un premier temps, nous étudierons la conception d'un filtre à 2 pôles. Les contraintes de filtrage mentionnées dans le troisième chapitre ne seront pas respectées car un filtre à plusieurs pôles est nécessaire pour assurer ces spécifications, notamment en terme de sélectivité, mais ce premier filtre test nous permettra d'évaluer la technologie LTCC à cette fréquence de travail.

II.2. Design du filtre

La structure 3D du filtre suggéré est montrée sur la Figure IV-1. Il se compose de deux cavités résonantes rectangulaires diélectriques dont les murs latéraux métalliques sont assurés par trois rangées de vias d'or alignés verticalement pour s'assurer que les pertes de rayonnement latérales deviennent négligeables. Ces rangées de vias périodiques sont relativement volumineuses en terme de maillage pour le simulateur 3D mais il a été essentiel de les modéliser parfaitement afin que leur influence sur le filtre soit correctement prises en compte. De plus, ces rangées de vias permettent de blinder entièrement la structure et donc la protègent complètement de l'environnement extérieur. Il est important de rappeler que cette cavité a pour objectif premier de relier les plans de masse de la structure entre eux mais aussi d'assurer une protection de la structure face à l'environnement extérieur.

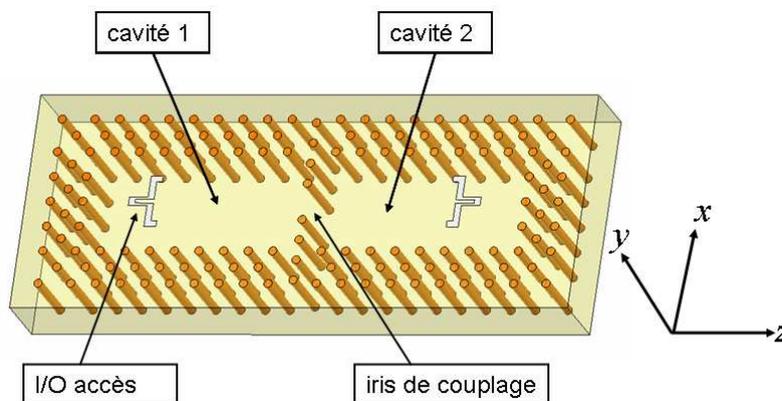


Figure IV-1 : Modèle 3D du filtre deux pôles multi-couches

Rappelons que la distance minimale centre à centre des vias à respecter est limitée à deux fois et demi le diamètre des vias concernés, dans notre cas, $2,5 \times 100 \mu\text{m} = 250 \mu\text{m}$. Il est aussi important de mentionner ici que toutes les distances, y compris les dimensions internes de la cavité, sont mesurées en se référant aux centres des vias.

Une des raisons qui garantit la simplicité de fabrication est l'homogénéité du filtre suivant l'axe y. Rien n'est ajouté entre les couches, tandis que les couches supérieure et inférieure sont métallisées par une couche d'or. Le système d'excitation entrée/sortie utilisé pour ce filtre est imprimé sur le dessus du substrat et est composé de lignes CPW court-circuitée. Ce type d'accès a été déjà utilisé dans toutes les structures de ce manuscrit. Il permet d'envisager à terme, un report flip-chip entre le filtre et un substrat d'accueil. Les lignes court-circuitées produisent un champ magnétique élevé contribuant ainsi à l'excitation du champ magnétique du mode de cavité. La largeur du gap et du conducteur central de la ligne coplanaire sont adaptés à l'entraxe des sondes de mesure ($75 \mu\text{m}$) qui sont utilisées par la suite.

Le nombre de couches proposé pour cette structure est de huit ($99 \mu\text{m}$ chacune), et par conséquent la hauteur de la structure est fixe. Les cavités résonantes sont couplées par un iris formé entre deux vias symétriquement opposés par rapport à l'axe du filtre. La position et la largeur de l'iris règlent le niveau de couplage entre les deux modes générés dans les cavités. Ce couplage est nécessaire à l'obtention des spécifications de filtrage. Enfin, la position de l'accès d'excitation CPW gère le couplage entrée/sortie et est lié au facteur de qualité externe.

II.3. Matériaux utilisés

Les structures de test ont été fabriquées par VTT (Finlande). Le matériau diélectrique utilisé est le Ferro A6-S. Ses propriétés électriques sont caractérisées dans la bande 49 – 69 GHz [IV-1]. Les valeurs obtenues sont 5,99 pour la permittivité et 0,0015 pour la tangente de pertes. Un autre « design kit » présenté par « FERRO Electronic Materials » [IV-2] donne $\epsilon_r=5,9 \pm 0,2$ et $\tan\delta=0,002$. En considérant une variation linéaire de $\tan\delta$ en fonction de la fréquence, on estime que sa valeur à 150 GHz est environ de 0,003. L'or est utilisé pour métalliser ce filtre en utilisant le processus « screen printing ». Sa conductivité est supposée être égale à $47 \text{ S}/\mu\text{m}$.

II.4. Optimisation du filtre

Toutes les simulations électromagnétiques sont effectuées en utilisant le logiciel EMXD. Les pertes diélectriques et métalliques sont prises en compte ($\epsilon_r=5,9$, $\tan\delta=0,003$ & $\sigma=47 S/\mu m$) dans toutes les simulations. Le mode de fonctionnement choisi pour ce filtre est le TM_{115} .

Afin d'extraire expérimentalement le facteur de qualité à vide, une cavité résonante simple entourées de trois rangées de vias métalliques est conçue et mesurée. Dans ce cas, la cavité résonante est sous couplée ($|S_{21}| \leq -10$ dB), donc on a écarté les deux accès d'entrée/sortie. Par conséquent, on a augmenté la longueur de la cavité qui ne résonne pas à 150 GHz désormais. Le facteur de qualité théorique à vide peut être calculé en appliquant la formule dans l'Équation III-6.

Le mode TM_{115} résonne à 139,4 GHz dans la cavité résonante pour une largeur de 1,19 mm (suivant l'axe x) et une longueur de 3,03 mm (suivant l'axe z). Le facteur de qualité à vide théorique calculé est égal à 246. En considérant le niveau de pertes diélectrique élevé, cette valeur de Q_0 est satisfaisante pour notre application à cette haute fréquence.

Une méthode de synthèse classique a été appliquée pour synthétiser le filtre deux pôles. Les dimensions finales des cavités sont données sur la Figure IV-2, tandis que la hauteur du filtre est toujours égale à 0,792 mm (8 couches \times 99 μm). Les dimensions entre les vias ainsi que les dimensions des motifs coplanaires sont aussi montrées sur la même Figure IV-2.

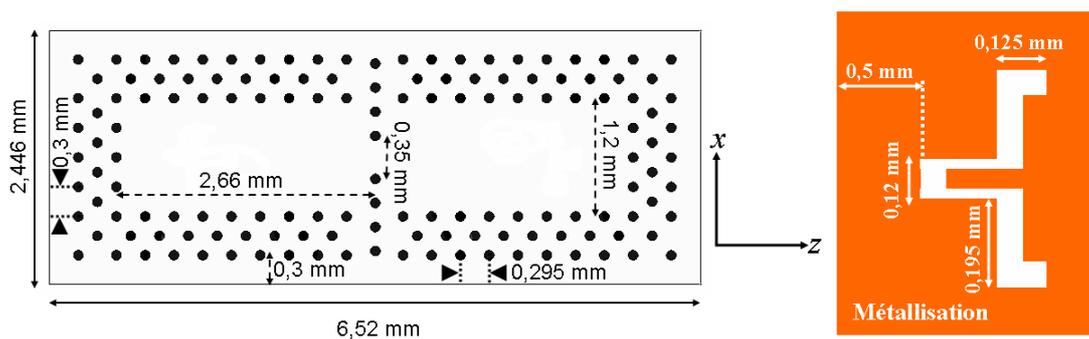


Figure IV-2 : Dimensions globales du filtre en se référant aux centres des vias (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

La réponse des paramètres S est montrée sur la Figure IV-3. Les pertes d'insertion minimum sont de -3,9 dB, et la bande passante (148,87-150,98 GHz) est de 1,4%, le

coefficient de réflexion est supérieure à -16 dB. L'atténuation hors de la bande (146,86-152,76 GHz) est supérieure à 20 dB.

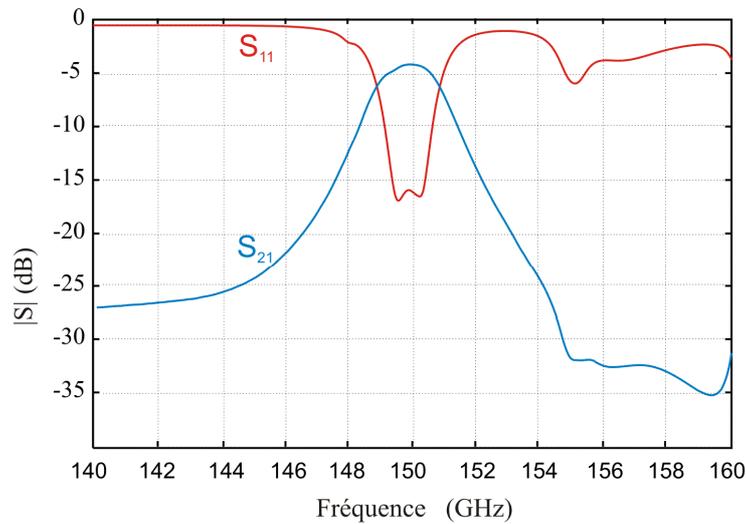


Figure IV-3 : Réponse EM du filtre deux pôles

Les simulations EM ont prouvé que le pic de transmission autour de 155 GHz est dû au mode TE_{020} qui résonne autour des vias et il est variable suivant la hauteur de la cavité (suivant l'axe y). La réponse théorique du filtre répondant au gabarit espéré, nous pouvons passer à la fabrication en LTCC.

II.5. Validation expérimentale

Après avoir effectué la synthèse et l'étude électromagnétique de structures test, VTT a procédé à leur réalisation. Tous les masques utiles ont été dessinés au laboratoire Xlim, et VTT s'est chargé des réalisations. Les validations expérimentales de la cavité résonante et du filtre deux pôles sont effectuées à Xlim. Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de mesures et la technique utilisée pour les réaliser à 150 GHz.

II.5.1. Technique de mesures à 150 GHz

La technique de mesures utilisée dans le laboratoire pour détecter les performances des circuits électroniques à 150 GHz est décrite sur la Figure IV-4. La chaîne commence par l'analyseur de réseaux vectoriel HP8510C qui est connecté avec « HP85105A mm-wave Test

set controller ». Ce contrôleur est ensuite connecté avec « OLESON 110-170 GHz mm-wave VNA extender (Transmission/Reflection Module) ».



Figure IV-4 : Technique de mesures sous-pointes à 150 GHz

Cette tête millimétrique est en liaison avec un système sous-pointes « Cascade Microtech ± 170 S-GSG 75µm waveguide infinity probe ». Ce système présente un pitch de 75 µm compatibles avec les dimensions de la ligne coplanaire utilisée pour l'excitation du filtre. La technique SOLT (Short-Open-Load-Thru) est utilisée pour calibrer l'analyseur afin de corriger les erreurs sur la bande de fréquence voulue.

II.5.2. Mesures de paramètres S

Pour ce qui concerne la cavité résonante simple, la fréquence de résonance mesurée est égale à 139 GHz (Figure IV-5) et le facteur de qualité à vide Q_0 est de 260 proche de 246 obtenue en théorie. A noter cependant que les oscillations sur le S_{21} expérimental rendent difficile l'extraction du Q_0 ce qui peut expliquer cette valeur pratique un peu plus élevée qu'attendue. Cette comparaison constitue cependant une première validation de notre approche théorique étant donné la bonne cohérence entre les facteurs de qualité expérimentaux et théorique.

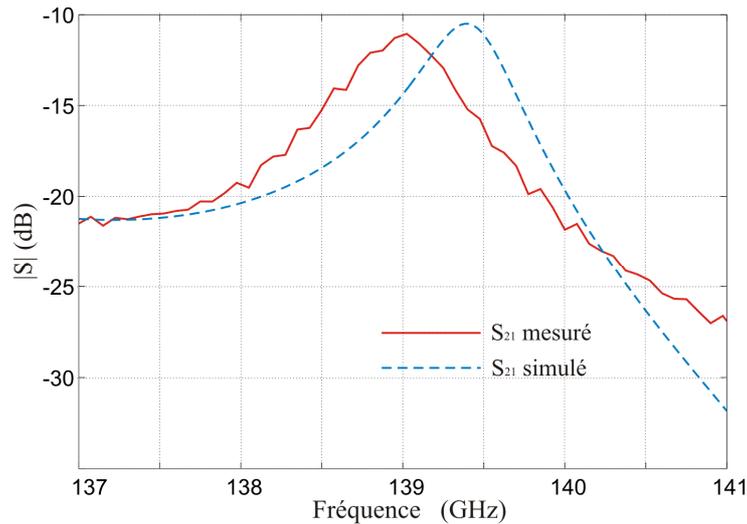


Figure IV-5 : Cavité resonante: Mesure du facteur de qualité à vide

Une comparaison théorie/mesure du filtre deux pôles est présentée sur la Figure IV-6. La réflexion dans la bande passante est supérieure à -12,5 dB. Cependant, cette structure présente 4,6 dB de pertes d'insertion et l'ondulation est de 1,2 dB. Le pourcentage de la bande passante (2,4 GHz) sur la fréquence centrale est égal à 1,6%, très proche de celle prévue (1,4%).

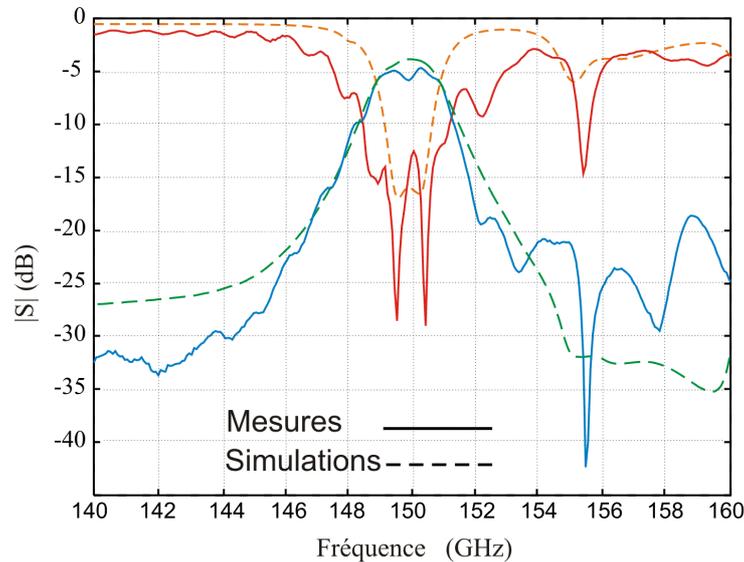


Figure IV-6 : Résultats de simulation et de mesures du filtre deux pôles

Différentes investigations ont été menées pour comprendre l'apparition d'un comportement parasite à 152,2 GHz. Nous avons constaté que celui-ci est dû à un problème de calibrage THRU dans la méthode de calibration SOLT utilisée. Malgré de nombreuses tentatives pour recalibrer l'analyseur, le phénomène n'a pas pu être évité. Néanmoins cet

inconvéniént n'est pas réapparu dans les prochaines mesures présentées dans la suite du manuscrit. Il semble que ce problème n'a aucun effet sur la transmission mais il influence la réflexion en l'abaissant à -9,2 dB. Nous n'avons pas pu améliorer cette mesure et celle-ci, malgré ce souci, a néanmoins validé le fonctionnement du filtre. Ce problème sera toutefois considéré plus attentivement pour les filtres suivants dans ce chapitre.

Pour la première fois, un filtre passe-bande centré à 150 GHz a été réalisé en technologie LTCC. Les résultats simulés et mesurés sont satisfaisants et sont très encourageants. Les résultats expérimentaux valident notre approche de conception, et montrent que la technologie LTCC pourrait être une technologie alternative à ces fréquences de travail. Cette étude se poursuit par la synthèse de filtres multipôles. Ce travail a été publié dans [IV-3].

III. Filtre cinq pôles Chebyshev

Afin de répondre aux performances demandées plus spécifiquement en terme de réjection (-20 dB à $\pm 1,5$ GHz), un nombre plus important de pôles est nécessaire pour améliorer la sélectivité de la réponse électromagnétique du filtre [IV-4]. Donc, nous avons d'une part augmenté le nombre de cavités résonantes couplées et d'autre part proposer des topologies originales de filtres (notamment au niveau des méthodes de couplage inter-cavités).

Dans ce paragraphe, nous allons présenter la matrice de couplage idéale du filtre cinq pôles de type Chebyshev, l'optimisation EM de la structure proposée et la réponse finale souhaitée.

III.1. Matrice de couplage objectif

En utilisant le logiciel Felo [IV-5], nous avons déterminé la réponse de filtrage objectif et la matrice de couplage idéale à partir des caractéristiques du cahier des charges. Les réponses en transmission et réflexion d'un filtre cinq pôles de type Chebyshev satisfont les contraintes de filtrage et en particulier la sélectivité. Ces réponses sont montrées sur la Figure IV-7. (Sans prendre en compte les pertes de matériaux (Q_0 infiniment élevé)).

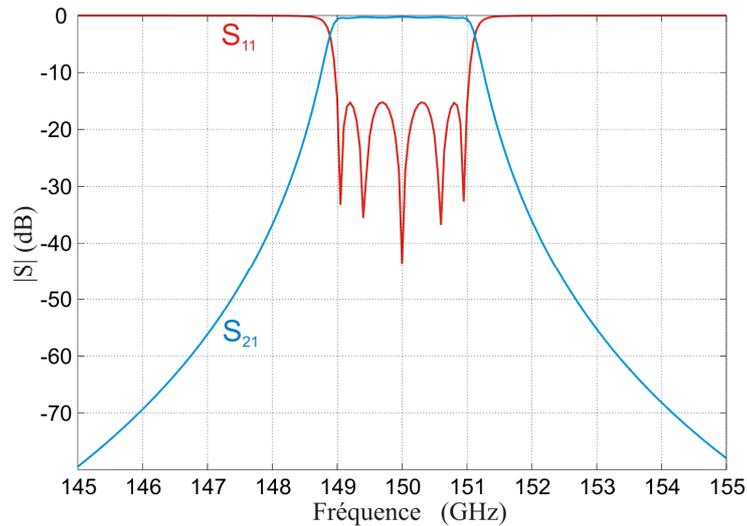


Figure IV-7 : Réponses objectives sans pertes du filtre cinq pôles

Ces réponses sont ensuite présentées sur la Figure IV-8, en prenant en compte un facteur de qualité à vide de 250 (valeur expérimentale obtenue dans la partie II.5.2). Le gabarit de filtrage imposé est superposé sur la même réponse.

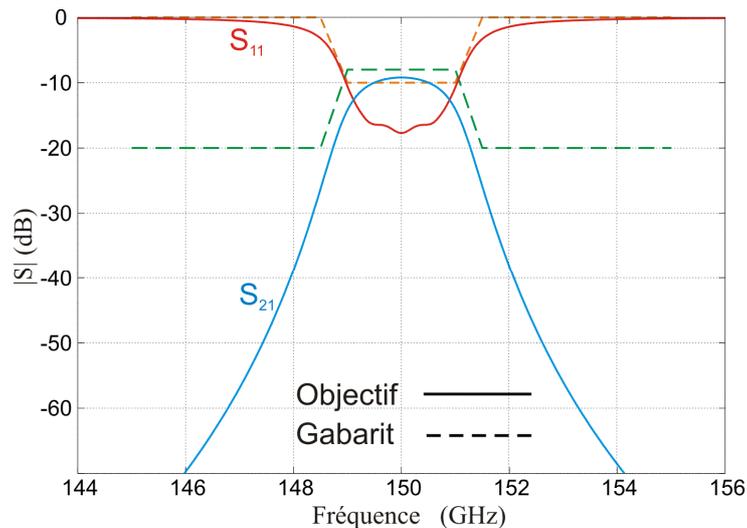


Figure IV-8 : Réponses objectives avec pertes en comparaison avec le gabarit de filtrage

Sur la Figure IV-9, nous présentons la matrice de couplage objectif $[M_{obj}]$, obtenue par le logiciel Felo, correspondant au filtre cinq pôles Chebyshev. A partir de cette matrice de couplage, nous devons réfléchir sur la topologie du filtre à adopter.

$$[M_{obj}] = \begin{pmatrix} 0 & 0,901 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,901 & 0 & 0,773 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,773 & 0 & 0,598 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,598 & 0 & 0,598 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,598 & 0 & 0,773 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,773 & 0 & 0,901 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,901 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure IV-9 : Matrice de couplage objectif du filtre 5 pôles Chebyshev

Nous avons considéré que la réflexion dans la bande est de -15 dB, une précaution prise en compte afin d'atteindre le niveau de -10 dB après les phases de fabrication et de mesures. Sur la matrice de couplage, on peut observer que les quatre couplages entre les cinq cavités sont positifs, donc de même type (électrique ou magnétique).

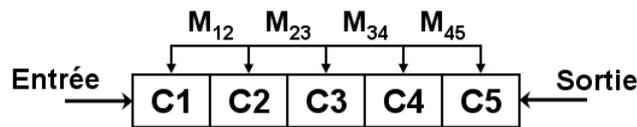


Figure IV-10 : Un schéma simplifié du filtre 5 pôles

Le couplage M_{12} entre les deux cavités (C1, C2) est égal au cela (M_{45}) entre les cavités (C4, C5). C'est le cas entre les deux couples de cavités (C2, C3) & (C3, C4). Les couplages d'entrée-sortie normalisés (M_{in} & M_{out}) correspondants aux résistances du système d'excitation du filtre.

III.2. Structure proposée

Sur la Figure IV-11, nous présentons la structure proposée pour optimiser le filtre cinq pôles qui est une version évoluée du filtre deux pôles déjà présenté dans le paragraphe précédent. Elle est constituée de cinq cavités parallélépipédiques résonantes alignées et couplées par des iris formés par un espacement de taille contrôlé entre deux vias. En ajustant la distance entre les deux vias centraux dans la rangée séparant deux cavités adjacentes, il est possible de précisément régler le couplage entre celles-ci.

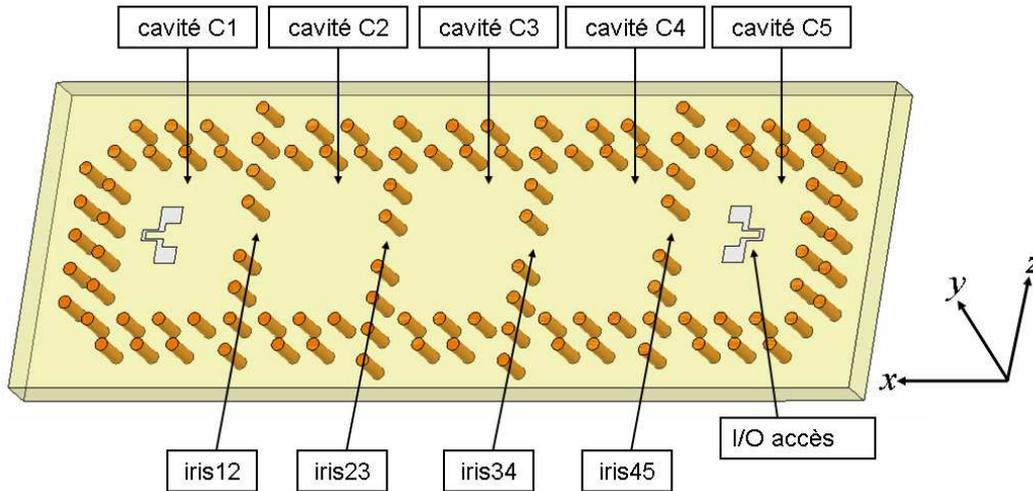


Figure IV-11 : Modèle 3D du filtre cinq pôles proposé

Des simulations EM sur un guide d'ondes WR06 rempli par un diélectrique de permittivité relative de 5,9 sont effectuées afin d'examiner la transmission à travers deux rangées de vias métalliques insérées dans le guide. Ces simulations ont montré que le champ électrique du mode TE_{10} est bien atténué (voir Figure IV-12) par ces vias qui sont séparés par une distance de 0,3 mm tandis que la distance minimale imposée par la technologie entre deux vias est de 0,25 mm (centre à centre). À noter que la direction du champ électrique du mode TE_{10} est verticale (suivant l'axe y) ; c'est le cas du mode TE_{103} qui est appliqué par la suite dans les cavités résonantes pour optimiser les filtres.

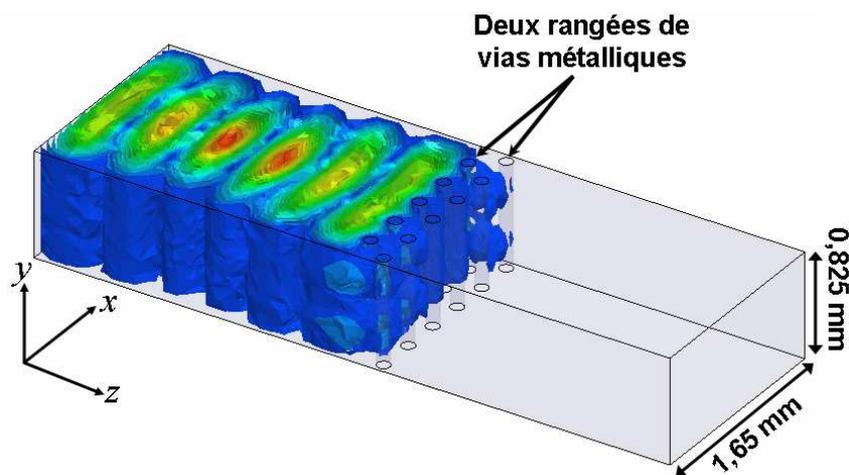


Figure IV-12 : Champ électrique du mode TE_{10} atténué par deux rangées de vias à 150 GHz

Sur la Figure IV-13, on présente les paramètres S issus de la simulation EM du guide. Nous observons que le coefficient de transmission est toujours inférieur à -39 dB tandis que le

coefficient de réflexion est toujours proche de 0 dB dans une bande de 20 GHz centrée autour de 150 GHz. Nous montrons ainsi que deux rangées de vias sont suffisantes pour assurer un mur métallique capable de confiner le champ électromagnétique dans la cavité résonante à 150 GHz.

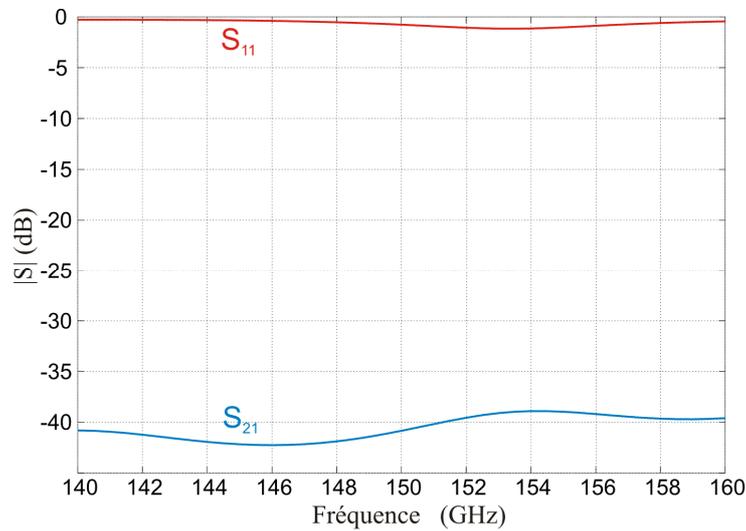


Figure IV-13 : Paramètres S obtenus par la propagation du mode TE_{10} à travers deux rangées de vias métalliques

Donc, ces cavités sont toutes entourées d'un double rangé de vias métalliques faisant office de blindage. L'excitation du filtre est assurée par deux lignes coplanaires court-circuitées imprimées au dessus de la première et de cinquième cavité.

III.3. Optimisation du filtre

III.3.1. Facteur de qualité à vide

La topologie de la structure proposée impose une forme allongée, donc sa longueur (suivant l'axe x) va être très grande en comparaison avec sa largeur (suivant l'axe z) si les cavités sont résonantes sur le mode TM_{115} (mode de fonctionnement du filtre deux pôles étudié dans le paragraphe précédent). Cette différence va diminuer aussi la compacité de la structure. Donc, nous avons proposé d'utiliser le mode TE_{103} qui a trois variations suivant la longueur de la cavité résonante et une variation suivant sa largeur comme montré sur la Figure IV-14. Le champ électrique est orienté dans la direction des vias métalliques et est donc efficacement confiné par ces rangées. En plus, nous allons voir que la valeur du facteur

de qualité à vide Q_0 de ce mode est toujours voisine de 250, et est donc très proche de celle obtenue avec le mode TM_{115} .

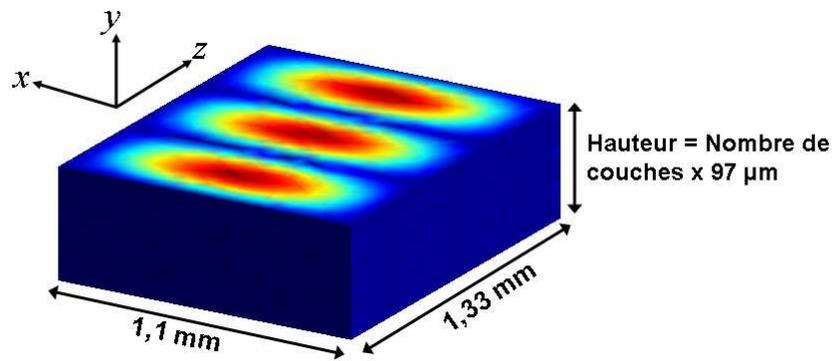


Figure IV-14 : Champ électrique du mode TE_{103} à la fréquence de résonance de 150 GHz

Afin d'étudier l'effet de la hauteur de la cavité résonante sur le facteur de qualité à vide, nous avons simulé une cavité simple (sans les vias) en oscillations libres en utilisant le logiciel EMXD. Le champ électrique du mode TE_{103} à 150 GHz et les dimensions de la cavité sont montrés sur la Figure IV-14. Le matériau diélectrique utilisé pour ces calculs est le Ferro A6M dont la permittivité standard est de 5,9. Les pertes diélectriques et métalliques sont prises en compte ($\tan\delta=0,003$ & $\sigma=47 S/\mu m$) dans ces simulations. Sur la Figure IV-15, nous présentons l'évolution du facteur Q_0 en fonction du nombre de couches de la cavité fonctionnant sur le mode TE_{103} .

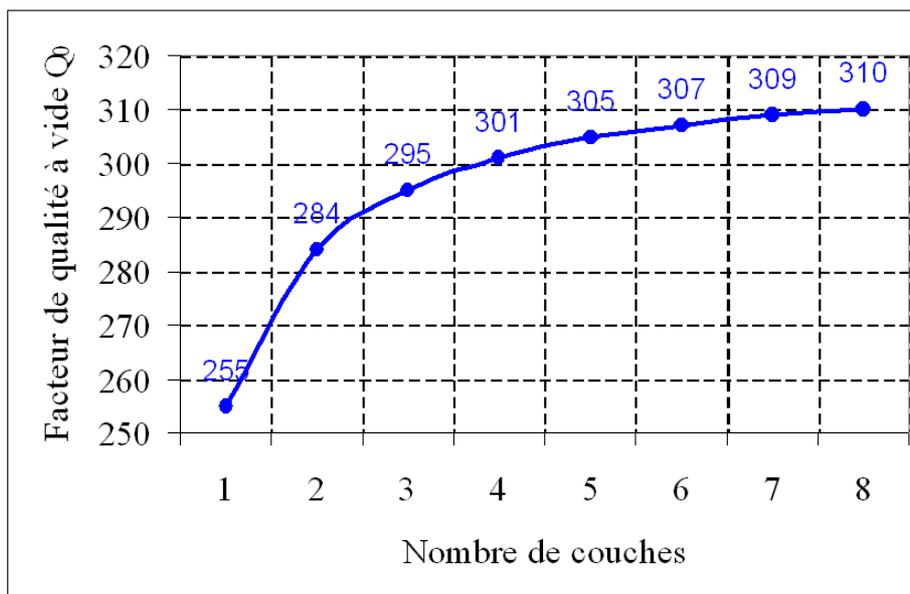


Figure IV-15 : Facteur de qualité à vide en fonction du nombre de couches

Pour une longueur de 1,33 mm et une largeur de 1,1 mm, la cavité va résonner à 150,032 GHz. Ces dimensions sont fixées et l'évolution du Q_0 est étudiée en modifiant la hauteur de la cavité suivant le nombre de couches de Ferro A6M (97 μm). Nous pouvons observer que la valeur du facteur de qualité à vide reste autour de 300 et est approximativement constante pour une cavité ayant trois couches et plus. En effet, la valeur de tangente de pertes à 150 GHz ($\tan\delta=0,003$) semble d'être le facteur limitant dans cette étude puisque ces pertes représentent 89% de pertes totales.

Le choix du nombre de couches sera un compromis entre le facteur de qualité et l'isolation fréquentielle. Pour cette raison, nous avons étudié l'évolution de fréquence de résonance des modes qui ont des variations suivant la hauteur de la cavité (suivant l'axe y) en fonction du nombre de couches. Sur la Figure IV-16, nous présentons les résultats de cette étude qui montrent une isolation fréquentielle obtenue pour une cavité ayant les dimensions 1,1mm x 1,33mm et une hauteur de 291 μm (3 couches \times 97 μm). Ce nombre de couches présente un Q_0 satisfaisant si on considère les valeurs de ce dernier sur la Figure IV-15.

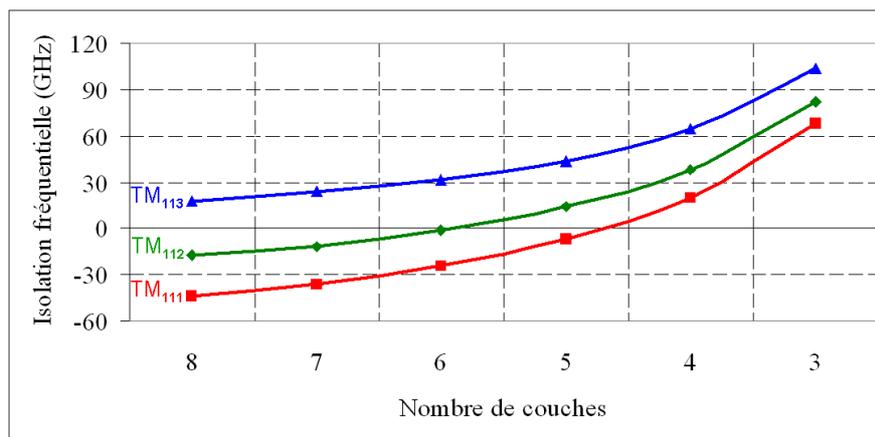


Figure IV-16 : Isolation fréquentielle en fonction du nombre de couches

Nous allons donc choisir une cavité de trois couches qui donne une bonne isolation qui nous servira à avoir une bonne réjection hors bande. De plus, le choix d'une cavité constituée de trois couches va permettre d'éviter l'excitation du mode parasite TE₀₁₀ qui résonne autour de 155 GHz dans le cas où l'on utilise quatre couches. Sur la Figure IV-17, on observe que le champ électrique est concentré autour des vias métalliques.

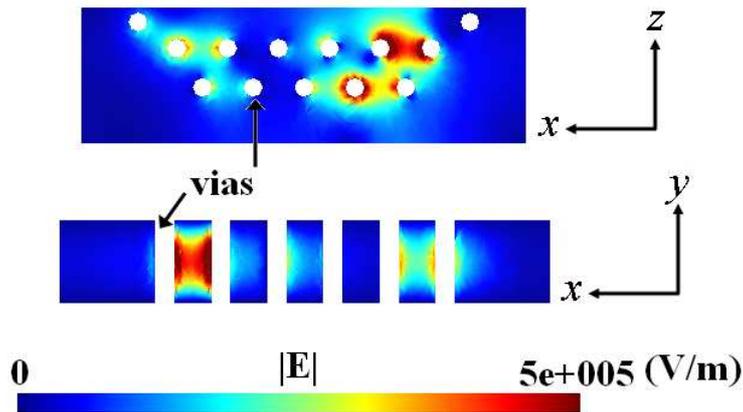


Figure IV-17 : Champ électrique de mode parasite TE_{010} autour 150 GHz

Limiter le nombre de couches, permet une meilleure précision dans le positionnement des vias suivant les couches, et par conséquent une meilleure précision dans les dimensions des cavités et du filtre en général.

Une cavité de trois couches entourée par des vias d'or métalliques est simulée en oscillations forcées afin de calculer le facteur de qualité à vide en considérant la présence des vias, et donc l'effet de leurs pertes métalliques et de leur présence. Pour des dimensions internes (référencées aux centres des vias) de cette cavité sont de 1,128 mm \times 1,355 mm, la fréquence de résonance est de 150 GHz.

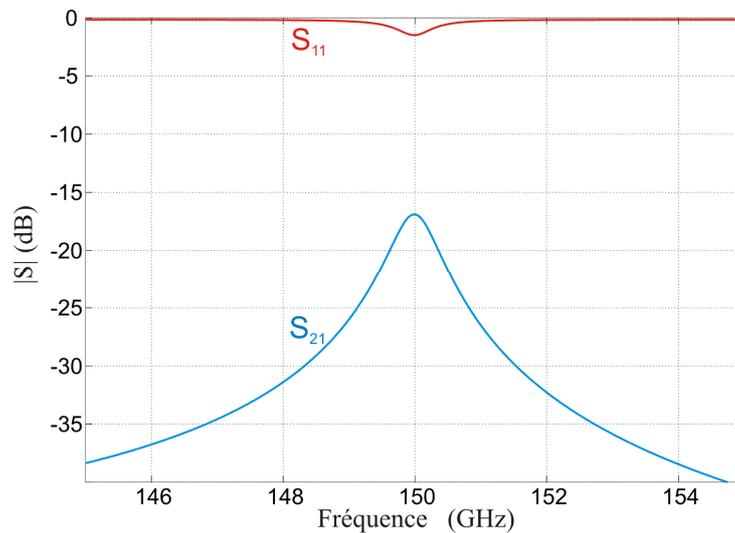


Figure IV-18 : Résonance du mode TE_{103} à 150 GHz

La réponse EM de la cavité résonant à 150 GHz est montrée sur la Figure IV-18. Le facteur de qualité, calculé en appliquant la formule de l'Équation III-6 est de 245. Cette valeur est très proche de la valeur obtenue pour le filtre deux pôles fonctionnant sur le mode TM_{115} .

Les isovalues des champs électriques (composante y) et magnétiques (composantes x & z) sont respectivement montrées sur la Figure IV-19 et la Figure IV-20.

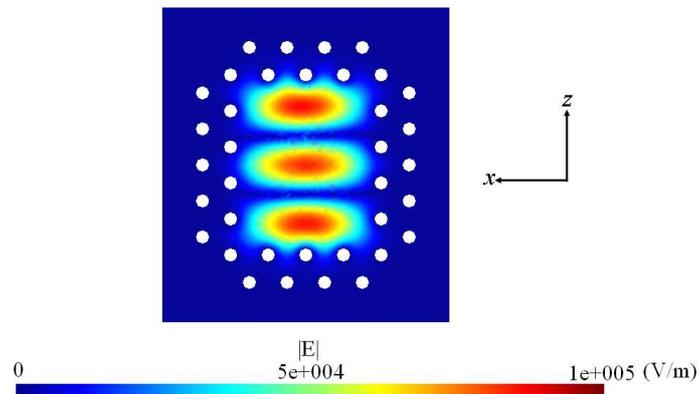


Figure IV-19 : Champ électrique blindé par les vias métalliques dans la cavité à 150 GHz

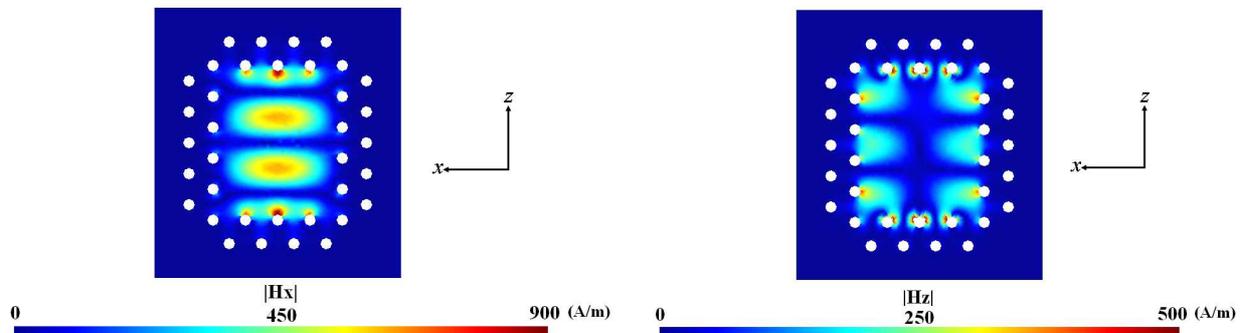


Figure IV-20 : Composantes H_x et H_z du champ magnétique dans la cavité à 150 GHz

III.3.2. Coefficient de couplage K

Sur la Figure IV-20, la répartition du champ magnétique montre une concentration importante sur les bords de la cavité. Donc, le couplage par l'iris formé de deux vias métalliques centraux dans le plan intermédiaire de la cavité est un couplage magnétique. Ce couplage peut être réglé en ajustant la distance entre ces deux vias.

D'après la matrice $[M_{obj}]$, on a :

$$M_{12}=M_{45}=0,773$$

$$M_{23}=M_{34}=0,598$$

On peut directement en déduire les valeurs des coefficients K_{ij} correspondants en appliquant la formule de l'Équation II-14 montrée dans le chapitre précédent :

$$K_{12}=K_{45}=0,0103$$

$$K_{23}=K_{34}=7,973 \text{ e}^{-03}$$

Afin de réduire les temps de calculs EM pendant la phase d'optimisation, nous avons dans un premier temps étudié le couplage par iris entre deux cavités simples, sans vias, blindées par un mur électrique parfait. Cette étude, qui est effectuée en oscillations libres, va donner les largeurs initiales approximatives des iris de couplages.

La longueur et la largeur de ces cavités simples sont respectivement de 1,33 mm et 1,1 mm. Sur la Figure IV-21, nous présentons l'évolution du coefficient de couplages inter-résonateurs K en faisant varier la largeur de l'iris formé entre deux murs électriques. La valeur initiale de l'iris est de 150 μm et correspond à la distance technologique minimale bord à bord entre deux vias ayant un diamètre de 100 μm .

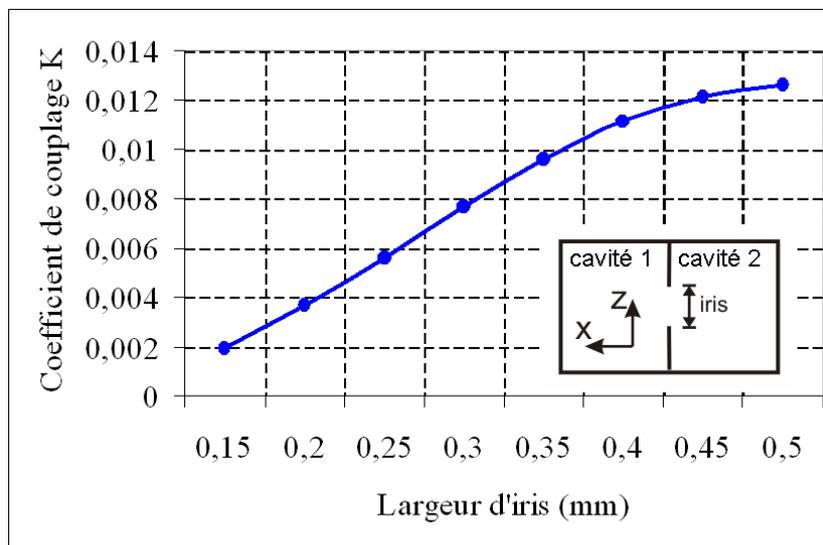


Figure IV-21 : Coefficient de couplage K variant en fonction de la largeur d'iris

On peut observer que l'intensité de couplage est plus forte pour un iris plus large. Afin d'obtenir $K_{12}=K_{45}=0,0103$ & $K_{23}=K_{34}=7,973 \text{ } 10^{-3}$, nous avons initialement retenu les dimensions approximatives suivantes : $\text{iris}_{12} = \text{iris}_{45} = 0,35 \text{ mm}$ & $\text{iris}_{23} = \text{iris}_{34} = 0,3 \text{ mm}$.

Afin de conserver une largeur d'iris relativement grande en comparaison avec la distance minimale entre deux vias, nous avons essayé de jouer sur l'intensité de ce couplage en déplaçant l'iris suivant l'axe z. Puisque le champ magnétique est concentré sur le plan médiant de la longueur de la cavité, le déplacement « dp » du centre de l'iris sur ce plan va diminuer ce couplage magnétique. La Figure IV-22 montre l'évolution du coefficient K en fonction de la variable « dp », pour une largeur d'iris constante. La valeur du paramètre « dp » sera ajustée pendant la phase d'optimisation du filtre.

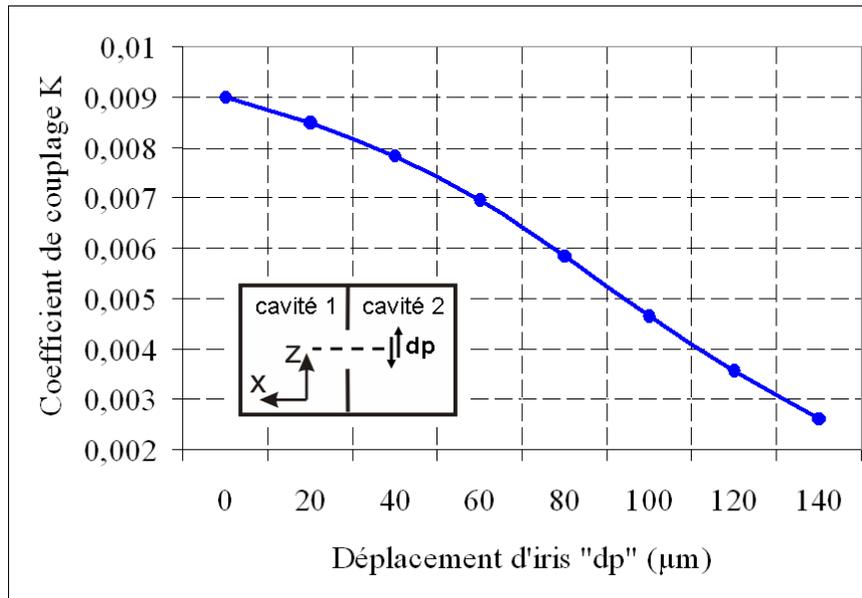


Figure IV-22 : Coefficient K variant en fonction du déplacement d'iris de couplage

III.3.3. Réponse EM et dimensions finales

La procédure d'optimisation de ce filtre est basée sur l'identification systématique des différents paramètres de la nouvelle matrice de couplage issue de chaque simulation EM [IV-6]. Cette identification est réalisée à l'aide du logiciel « Presto » qui est déjà utilisé pour l'optimisation du filtre quatre pôles dans chapitre II. La comparaison entre la matrice de couplage objectif et la matrice idéale nous aide à modifier les différentes dimensions du filtre afin d'atteindre une réponse optimisée proche de la réponse objective.

La boucle d'optimisation en appliquant « Presto » a précédemment été montrée dans le deuxième chapitre. Les calculs EM sont effectués dans un premier temps sans prendre en compte les pertes métalliques et diélectriques. Par contre un plan de symétrie a été considéré afin de réduire les temps de calculs. Le maillage du modèle doit être relativement fin et précis pour assurer l'exactitude du calcul. Des études de convergence de maillage ont dans ce sens été réalisées afin de s'assurer de la validité de l'approche EM.

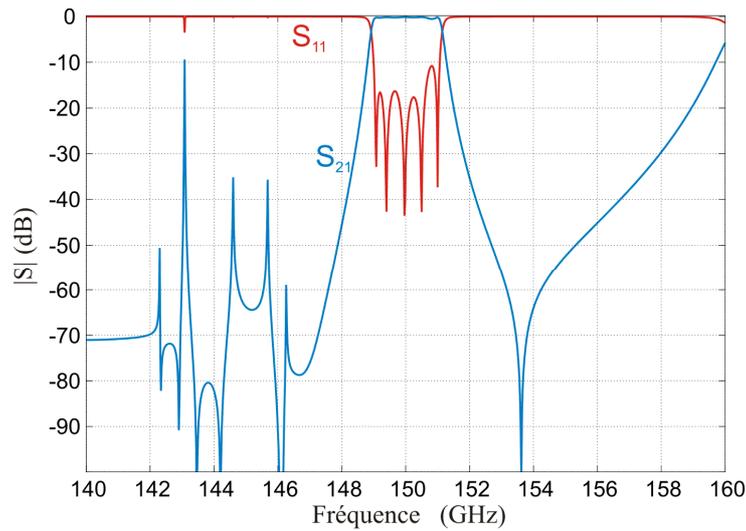


Figure IV-23 : Réponse EM sans pertes du filtre cinq pôles Chebyshev

Sur la Figure IV-23, nous montrons la réponse EM optimisée à l'aide du logiciel Presto sans considérer les pertes diélectriques et métalliques de la structure.

La matrice de couplage identifiée extraite de la réponse EM de ce filtre est montrée sur la Figure IV-24.

$$[M_{id}] = \begin{pmatrix} 0 & 0,909 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,909 & -0,011 & 0,761 & 0,026 & -0,015 & 0 & 0 \\ 0 & 0,761 & -0,019 & 0,612 & 0,032 & -0,015 & 0 \\ 0 & 0,026 & 0,612 & 0 & 0,612 & 0,026 & 0 \\ 0 & -0,015 & 0,032 & 0,612 & -0,019 & 0,761 & 0 \\ 0 & 0 & -0,015 & 0,026 & 0,761 & -0,011 & 0,909 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,909 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure IV-24 : Matrice de couplage extraite de la réponse EM optimisée

Les valeurs de coefficients de couplage normalisés M_{ij} sont très proches de ceux de la matrice idéale montrée sur la Figure IV-9. Les couplages indésirables entre les différentes cavités sont très faibles et n'ont pas d'influence sur la réponse globale de notre filtre. Sur la Figure IV-25, nous présentons la réponse EM en considérant les pertes métalliques et diélectriques. La conductivité de l'or, remplissant les vias et couvrant les couches diélectriques supérieures et inférieures, est de $4,7 \cdot 10^7$ S/m. La valeur de la permittivité utilisée est la valeur standard de Ferro A6M (5,9). Les pertes diélectriques estimées à 150 GHz sont de $3 \cdot 10^{-3}$.

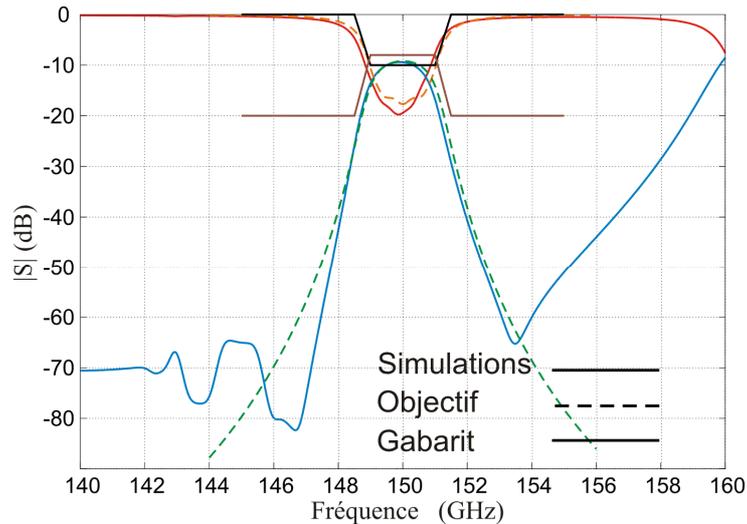


Figure IV-25 : Réponse EM en comparaison avec la réponse objective et le gabarit du filtrage

Remarquons que dans la bande passante les coefficients de transmission et de réflexion sont proches du gabarit de filtrage. En dehors des pertes d'insertions dans la bande de transmission (9,4 dB), ce filtre respecte les spécifications demandées. La bande passante est de 2 GHz, et la réflexion dans cette bande est toujours supérieure à 17 dB. La réjection hors bande est de 28 dB pour 150+1,5 GHz & 28,5 dB pour 150-1,5 GHz. Les dimensions finales optimisées sont montrées sur la Figure IV-26.

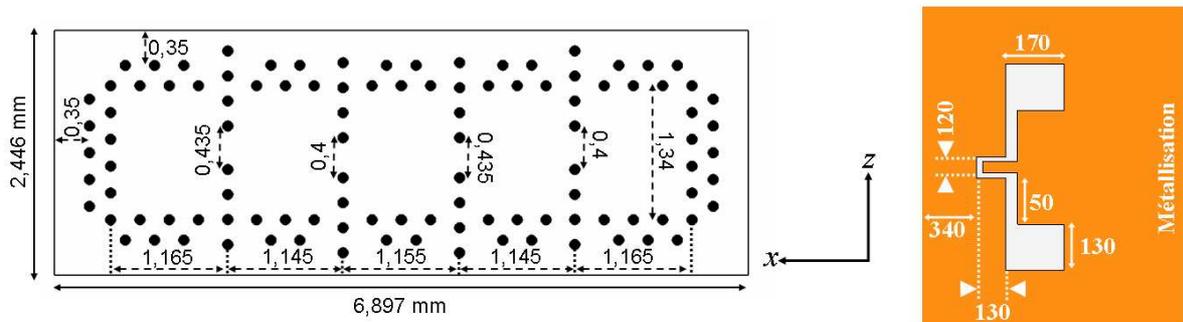


Figure IV-26 : Dimensions globales (en mm) du filtre en se référant aux centres des vias (à gauche) et les dimensions correspondantes du motif en μm (à droite)

Rappelons que ce filtre est constitué de trois couches ayant une épaisseur de 97 μm , donc la hauteur globale de ce filtre est de 0,291 μm . Le filtre est fabriqué en technologie LTCC et un test expérimental est effectué pour valider cette topologie. Les résultats expérimentaux sont présentés plus loin dans ce chapitre.

IV. Filtre quatre pôles quasi-elliptique

Avec le filtre cinq pôles Chebyshev, nous avons obtenu une réponse EM qui respecte le gabarit de calibrage en dehors de pertes d'insertions un peu trop élevées. Ces pertes sont dues au nombre élevé de résonateurs dans le filtre. Afin de conserver le même niveau d'isolation fréquentielle et de réjection hors bande, tout en diminuant les pertes, une solution proposée est de construire un filtre ayant quatre cavités résonantes couplées de manière à obtenir une réponse avec deux zéros de transmission. Ce type quasi-elliptique est très sélectif et assure une réjection hors bande très importante. Dans ce paragraphe, nous allons présenter la matrice de couplage idéale, les types de couplages différents et la réponse finale de ce filtre quatre pôles quasi-elliptique.

IV.1. Matrice de couplage objectif

La topologie de la matrice de couplage désigne les couplages à réaliser physiquement entre les éléments résonants du filtre. Cette topologie peut être déduite des termes non-nuls de la matrice de couplage et/ou elle peut être représentée sous la forme d'un diagramme de couplage, comme celle présentée sur la Figure IV-27 dont les cercles sont les éléments résonants et les lignes sont les couplages.

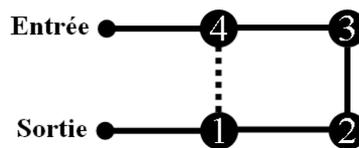


Figure IV-27 : Topologie en flèche du filtre quatre pôles avec deux zéros de transmission

Le mode de fonctionnement appliqué dans les cavités de ce filtre est le mode TE_{103} , la valeur du facteur de qualité à vide est toujours de 250. Cette valeur de Q_0 , le nombre de pôles et de zéros, le niveau de réflexion dans la bande passante, sont insérés dans l'outil Felo afin d'extraire la matrice de couplage objectif pour optimiser le filtre. Sur la Figure IV-28, on montre la réponse objective obtenue sans prendre en compte les pertes (facteur de qualité très fort). La réponse objective avec pertes ($Q_0=250$) est donnée sur la Figure IV-29.

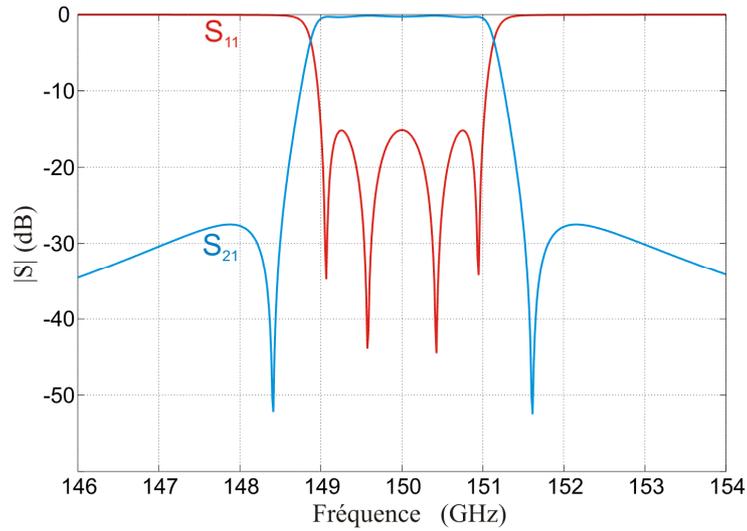


Figure IV-28 : Réponse idéale sans pertes obtenue par Felo

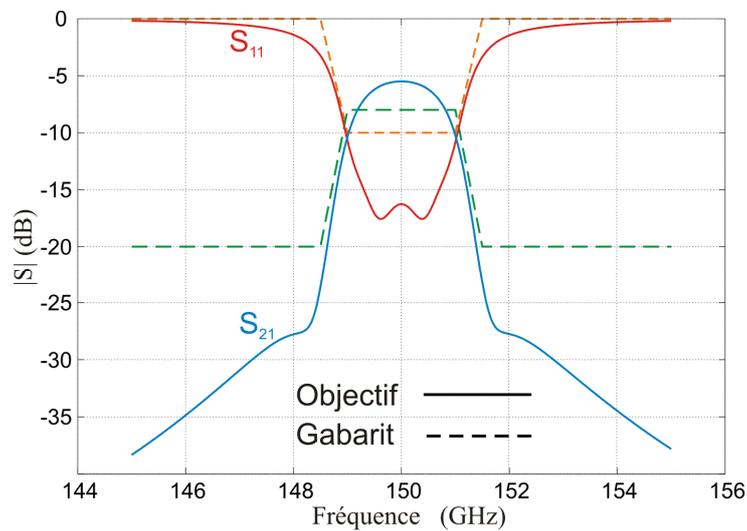


Figure IV-29 : Réponse objectif avec pertes et le gabarit de filtrage

Nous pouvons remarquer la différence entre la réponse idéale sans pertes et celle avec pertes ($Q_0=250$). Ce gabarit de filtrage respecte bien les spécifications demandées au niveau de pertes d'insertions (5,5 dB), bande passante (2 GHz), réflexion dans la bande (-15 dB) et la réjection fréquentielle hors bande (-20 dB pour $f_0 \pm 1,4$ GHz). La matrice de couplage objectif pour le filtre quasi-elliptique est montrée sur la Figure IV-30.

$$[M_{obj}] = \begin{pmatrix} 0 & 0,903 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,903 & 0 & 0,754 & 0 & -0,209 & 0 \\ 0 & 0,754 & 0 & 0,740 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,740 & 0 & 0,754 & 0 \\ 0 & -0,209 & 0 & 0,754 & 0 & 0,903 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,903 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure IV-30 : Matrice de couplage objectif du filtre 4 pôles quasi-elliptique

Une précaution sur le coefficient de réflexion est toujours prise en compte (-15 dB pour -10 dB requis). On peut observer que les quatre couplages entre les cavités ne sont pas du même type. Le paramètre de couplage normalisé M_{14} est négatif tandis que les autres trois couplages (M_{12} , M_{23} & M_{34}) sont positifs, donc les types de couplages sont différentes, soit électriques soit magnétiques. Ce couplage négatif est impératif à obtenir s'il l'on veut introduire le zéro de transmission nécessaire pour la forte réjection en bande haute et bande basse. Rappelons que les couplages dans le filtre cinq pôles Chebyshev précédent sont du même type (magnétique).

IV.2. Structure proposée

La structure du filtre proposée, répondant à la matrice de couplage objectif, est présentée sur la Figure IV-31.

Nous allons essayer de construire une topologie qui donne un couplage négatif et trois couplages positifs. Nous pouvons tout aussi bien choisir trois couplages positifs et un couplage négatif. La solution retenue s'avère plus simple à mettre en place avec des cavités résonantes sur le mode TE_{103} . En effet, on peut multiplier une colonne de la matrice par un signe négatif afin de modifier le positionnement du couplage négatif selon le comportement du champ électromagnétique et les arrangements des cavités résonantes. Nous supposons que le couplage négatif est entre la première et la deuxième cavité.

Ce filtre est composé de quatre cavités résonantes fonctionnant sur le mode TE_{103} . Ces cavités sont couplées en série et en parallèle. Les cavités C1 et C4 et les cavités C2 et C3 sont couplées magnétiquement par un iris dans la rangée de vias les séparant. Ce type de couplage est déjà validé avec le filtre cinq pôles. Les cavités C3 et C4 sont couplées magnétiquement par des ouvertures réalisées dans le plan métallique séparant les deux cavités superposées. En

effet, ces ouvertures sont positionnées dans les zones de la concentration du champ magnétique (Figure IV-20) aux bords de la cavité à côté des vias métalliques.

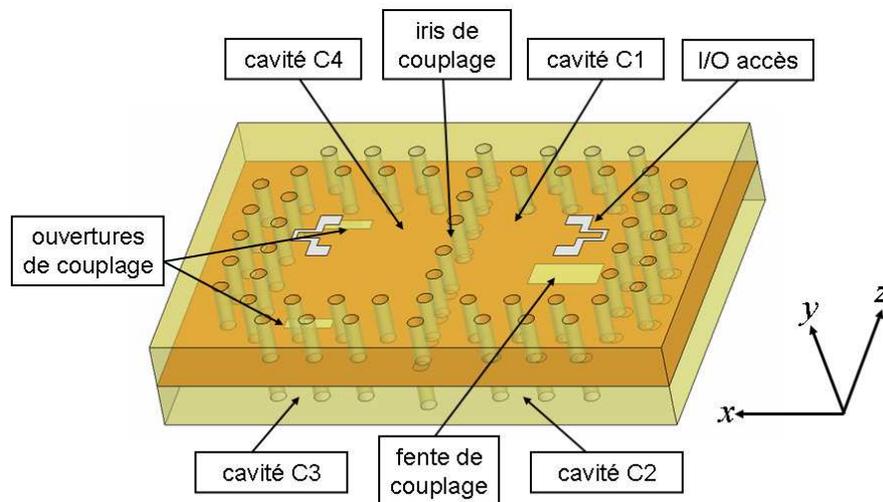


Figure IV-31 : Modèle 3D du filtre quatre pôles quasi-elliptique proposé

Les trois couplages positifs sont choisis magnétiques, donc le quatrième couplage doit être électrique afin de donner un signe négatif. Un couplage électrique entre les cavités C1 et C2 est effectué par une fente dans le plan métallique les séparant. Cette fente est située dans la zone de concentration du champ électrique du mode TE_{103} suivant l'axe x (Figure IV-19). Cette configuration permet d'obtenir un filtre quasi-elliptique quatre pôles et deux zéros de transmission.

L'excitation de ce filtre est effectuée par les lignes coplanaires court-circuitées imprimées sur les cavités résonantes C1 et C4. La hauteur imposée pour le filtre est de 0,582 μm , autrement dit, six couches ayant une épaisseur de 97 μm chacune.

IV.3. Coefficient du couplage K

D'après la matrice $[M_{obj}]$, on a :

$$M_{12} = -M_{34} = -0,754$$

$$M_{23} = 0,74$$

$$M_{14} = 0,209$$

On peut directement en déduire les valeurs des coefficients K_{ij} correspondants :

$$K_{12} = -K_{34} = -0,01$$

$$K_{23} = 0,0097$$

$$K_{14} = 0,0028$$

L'évolution du coefficient de couplage inter-résonateurs K en fonction de la largeur d'iris est étudiée en oscillations libres et montrée dans le paragraphe du filtre cinq pôles. Donc, en utilisant l'abaque présentée sur la Figure IV-21, on peut estimer les valeurs initiales des largeurs des iris séparants les cavités (C1, C4) et (C2, C3). Ces dimensions sont respectivement : $iris_{14}=0,3$ mm et $iris_{23}=0,45$ mm.

Pour déterminer les valeurs numériques du couplage magnétique entre les cavités (C3, C4), et afin de tracer un abaque du coefficient K en fonction des dimensions des ouvertures créées dans le plan métallique intermédiaire, nous avons fait une autre étude en oscillations libres sur des cavités simple blindées par un mur électrique parfait. Les dimensions de ces cavités simples sont toujours de $1,33$ mm \times $1,1$ mm, leur hauteur étant toujours de trois couches diélectriques de 97 μ m d'épaisseur.

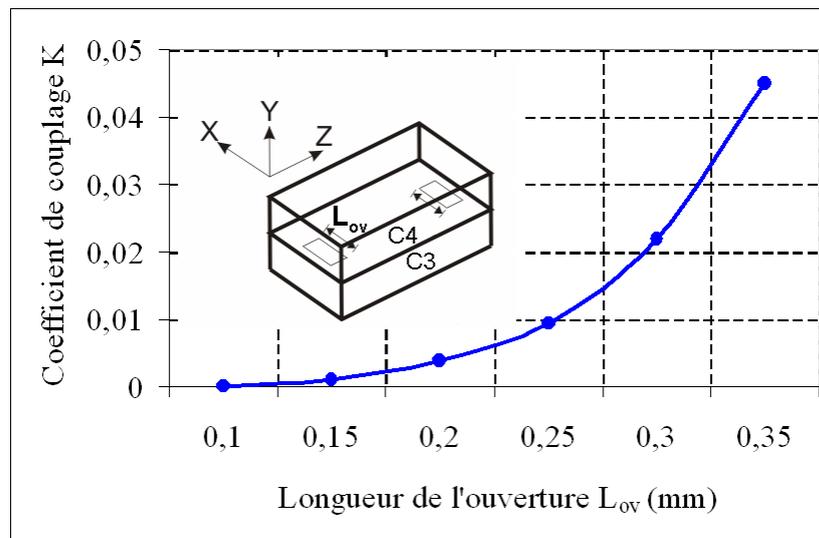


Figure IV-32 : Valeurs du coefficient K en fonction de la longueur de l'ouverture L_{ov}

L'intensité du couplage magnétique est plus forte lorsque l'ouverture est proche du bord de la cavité. En raison des contraintes de fabrication, la longueur minimale entre le bord de cette ouverture et le centre de la via ne devra pas être inférieure à $0,1$ mm (le diamètre d'un via). La largeur de l'ouverture (suivant l'axe z) est fixée à 90 μ m. Sur la Figure IV-32, on présente les valeurs du coefficient K en fonction de la longueur de l'ouverture L_{ov} (suivant l'axe x). La valeur de cette longueur appropriée pour K_{34} est de $0,25$ mm.

Sur la Figure IV-33, nous présentons les valeurs du coefficient K obtenues en fonctions de la longueur L_{fn} de fente du couplage électrique entre les cavités (C1, C2) tandis que sa largeur est fixée à $200 \mu\text{m}$. Le couplage demandé ($K_{12} = -0,01$) est atteint pour une longueur de fente de $0,3 \text{ mm}$.

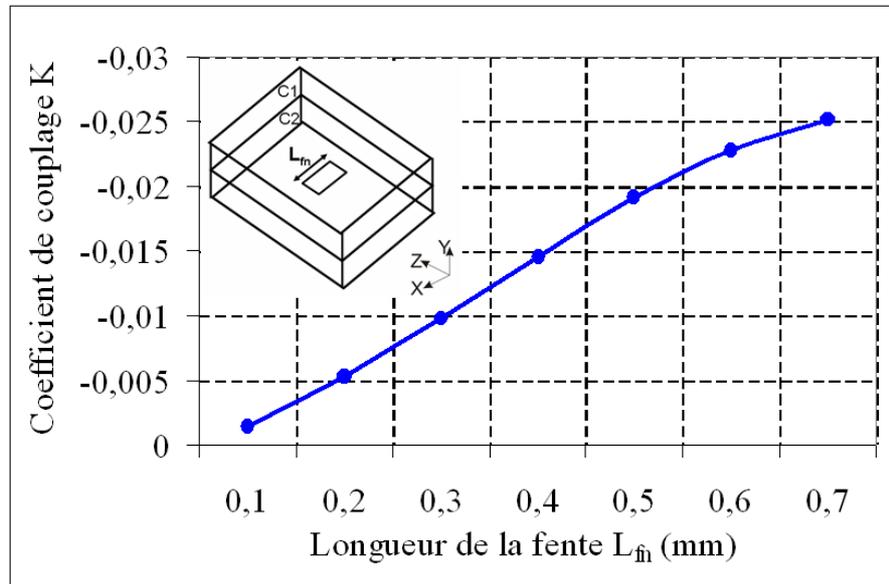


Figure IV-33 : Valeurs du coefficient K en fonction de la longueur de la fente L_{fn}

IV.4. Réponse EM et dimensions finales

Une fois les dimensions initiales des ouvertures de couplage évaluées, l'optimisation du filtre par simulations EM peut être effectuée. Mais avant de simuler la structure complète avec ses vias, une structure simple constituée de cavités blindées par des murs électriques est tout d'abord simulée. Le but de cette simulation est de valider la capacité de la topologie à donner un filtre quasi-elliptique ayant deux zéros de transmission. Presto est toujours utilisé pour nous aider à optimiser ce type de filtre. Sur la Figure IV-34, on montre la réponse fréquentielle obtenue par des calculs sans pertes.

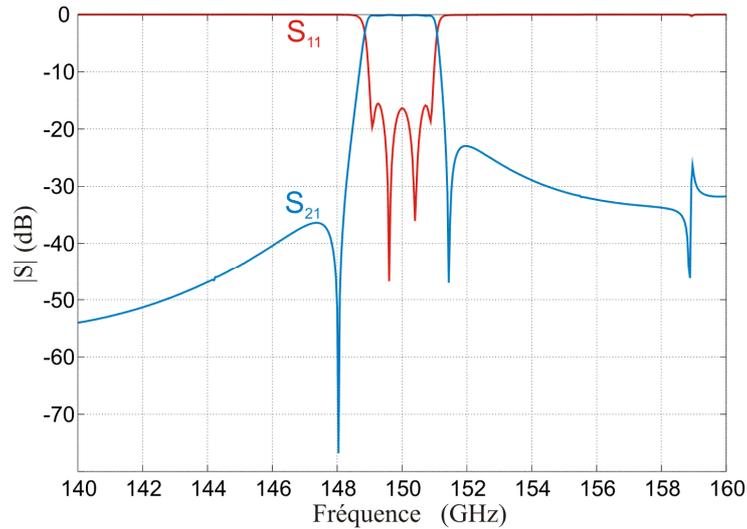


Figure IV-34 : Paramètres S obtenues par la simulation de la structure sans vias et sans pertes

Grâce à cette étude, nous avons validé notre approche pour optimiser ce filtre avec deux zéros de transmission. Nous allons maintenant remplacer les murs électriques par des vias cylindriques métalliques de 100 μm de diamètre. Cette structure complète est initialement simulée en oscillations forcées sans prendre en compte des pertes métalliques et diélectriques, la permittivité de Ferro A6M étant considérée à 5,9. La réponse finale des paramètres S optimisés est montrée sur la Figure IV-35.

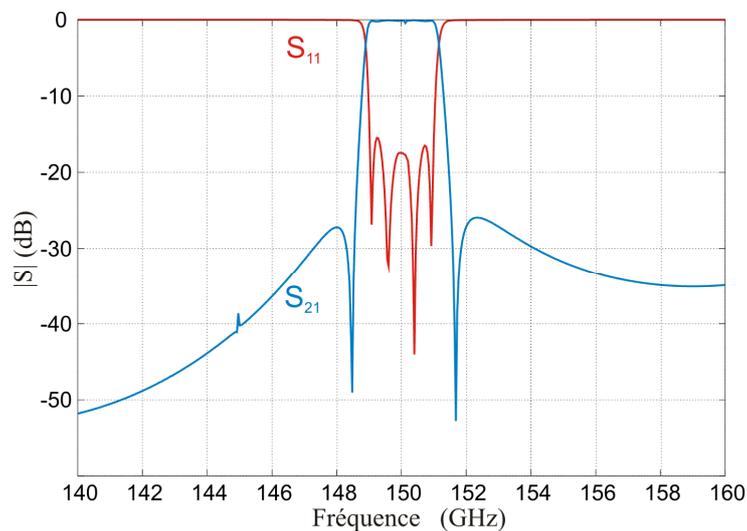


Figure IV-35 : Réponse EM finale du filtre quatre pôles elliptique

La matrice de couplage identifiée extraite de la dernière réponse EM de ce filtre est montrée sur la Figure IV-36.

$$[M_{id}] = \begin{pmatrix} 0 & 0,918 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,918 & 0,051 & 0,736 & 0,05 & -0,208 & 0 \\ 0 & 0,736 & -0,022 & 0,741 & 0,048 & 0 \\ 0 & 0,05 & 0,741 & -0,028 & 0,769 & 0 \\ 0 & -0,208 & 0,048 & 0,769 & 0,023 & 0,936 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,936 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure IV-36 : Matrice identifiée du filtre 4 pôles quasi-elliptique

Les dimensions des cavités, des ouvertures de couplage, et des motifs d'excitation sont affichées sur la Figure IV-37 tandis que les dimensions des accès entrée/sortie sont données sur la Figure IV-38. La longueur des cavités (suivant l'axe z) est toujours fixée à 1,35 mm, donc les variations dimensionnelles afin de régler les paramètres M_{ii} de la matrice idéale sont exécutées sur les largeurs des cavités (suivant l'axe x).

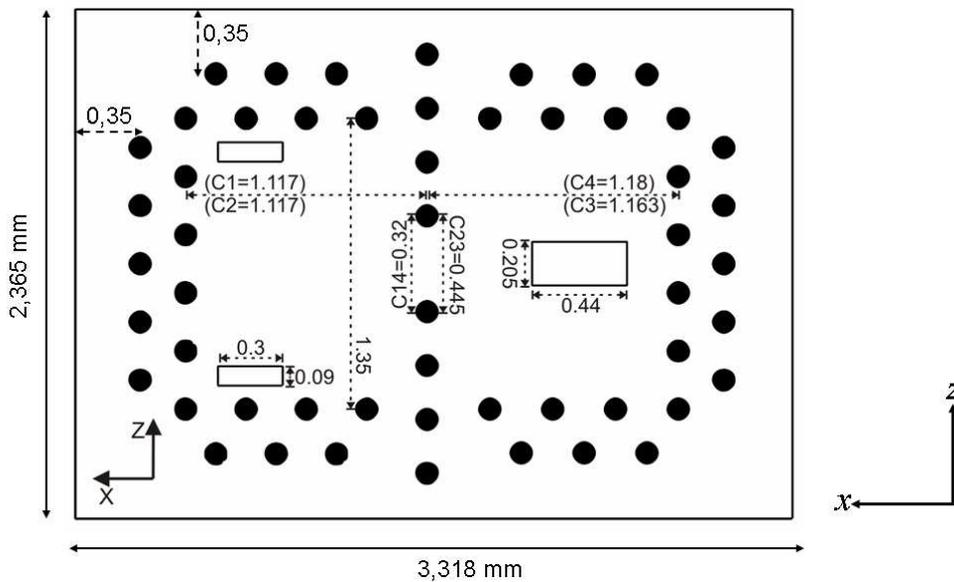


Figure IV-37 : Dimensions globales (en mm) du filtre en se référant aux centres des vias

Pendant le processus d'optimisation, des couplages indésirables sont apparus entre les cavités C1 et C3. Ils sont limités en déplaçant la fente du couplage électrique des cavités C1 et C2 loin de l'iris connectant les cavités C2 et C3.

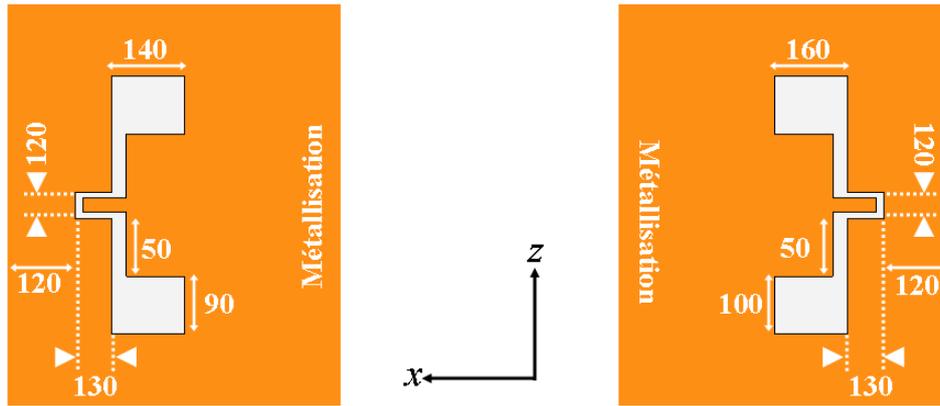


Figure IV-38 : Dimensions des motifs d'excitation au dessus de C1 (à gauche) et C4 (à droite)

Un calcul sans pertes a été effectué sur une bande large entre 130 et 170 GHz afin de déterminer l'isolation fréquentielle de ce filtre. Les paramètres S (Figure IV-39) montrent que le premier mode dans la bande haute est excité à 166,08 GHz tandis qu'aucun mode n'est situé dans bande basse jusqu'à 130 GHz.

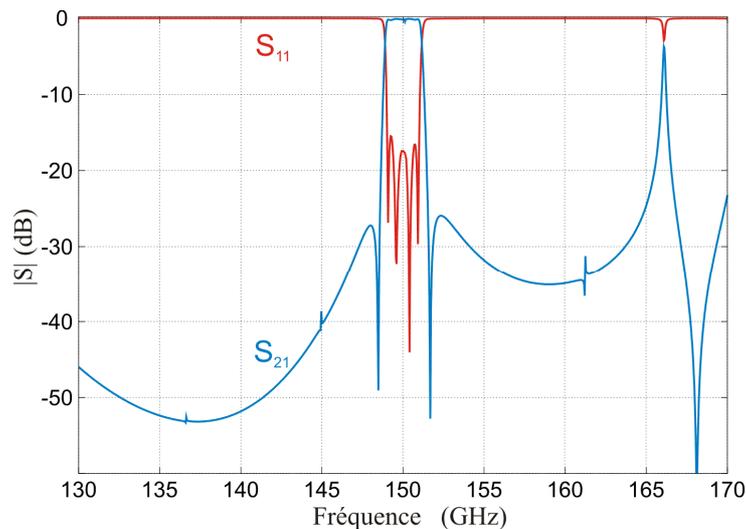


Figure IV-39 : Réponse EM sur une large bande

Nous allons maintenant mener une simulation EM en considérant les pertes métalliques ($\sigma=47 S/\mu m$) de l'or, et diélectriques ($\tan\delta=0,003$) de matériaux Ferro A6M. La réponse en fréquence de cette simulation est montrée sur la Figure IV-40. La réjection hors bande est de 20 dB pour $150 \pm 1,4$ GHz. En considérant les pertes métalliques et diélectriques de la structure, les pertes d'insertion théoriques sont de 5,8 dB et le paramètre de réflexion reste supérieur à -18 dB.

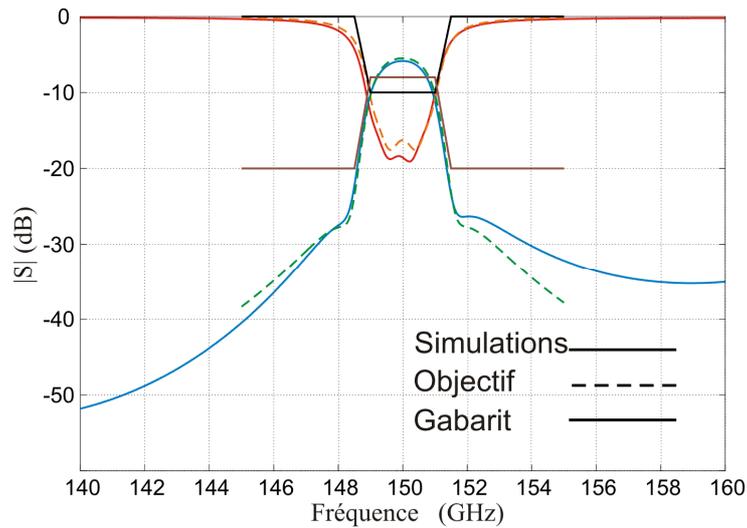


Figure IV-40 : Réponse EM en comparaison avec la réponse objective et le gabarit du filtrage

Il est intéressant de remarquer que les fortes pertes diélectriques du Ferro A6M sont principalement responsables de fortes pertes d'insertions. Néanmoins celles-ci restent inférieures aux spécifications demandées et ont donc conduit à sa fabrication.

V. Première réalisation LTCC

Le filtre quatre pôles a été en premier réalisé par la technologie LTCC. Trois plaquettes (plaquettes 3, 4 et 5) sont fabriquées avec trois filtres sur chacune, donc 9 filtres au total. Sur la Figure IV-41, nous présentons une photographie d'une plaquette LTCC qui montre le positionnement de filtres.

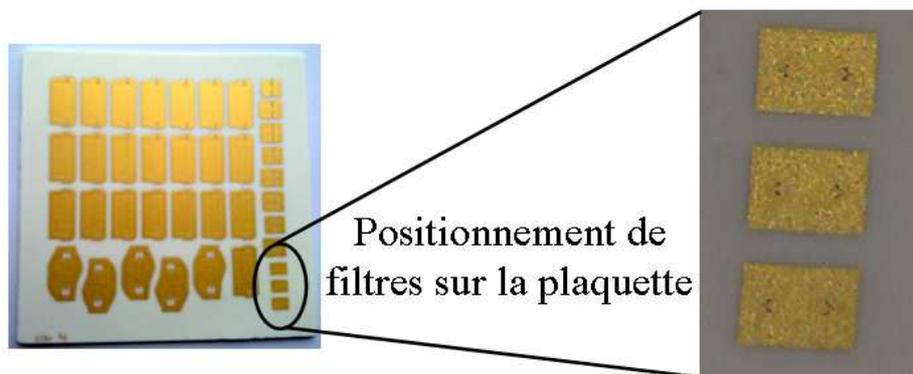


Figure IV-41 : Une plaquette fabriquée par technologie LTCC

Une photographie de la réalisation de ce filtre est donnée sur la Figure IV-42. Les dimensions globales du filtre (blindage compris) sont de 2,37 mm × 3,32 mm. Les circuits ont été mesurés au laboratoire Xlim, avec une station sous pointes et un analyseur de réseau vectoriel HP8510C. La technique de mesures à 150 GHz est décrite sur le paragraphe II.5.1 de ce chapitre.

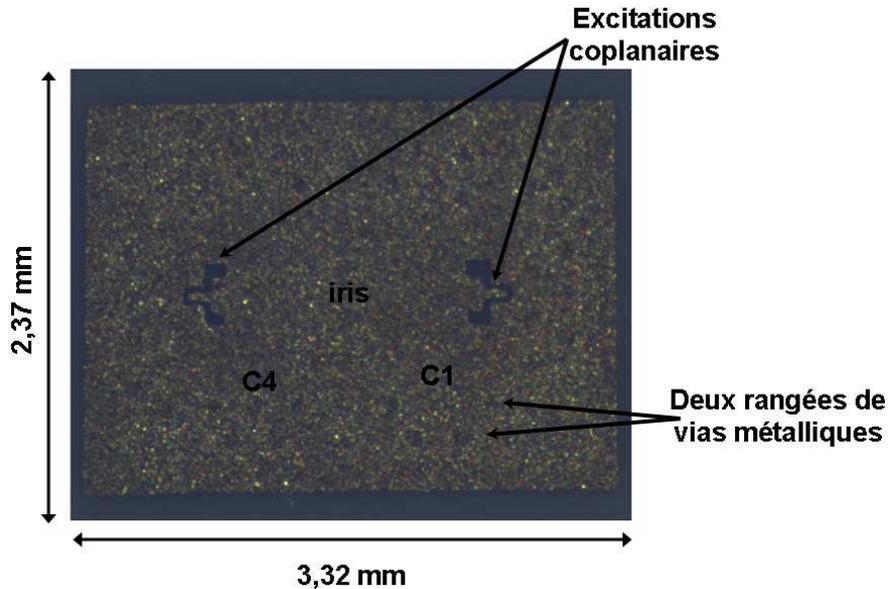


Figure IV-42 : Photographie du filtre quatre pôles LTCC réalisé (vue de dessus)

V.1. Résultats de mesures

Les résultats de mesures des 9 filtres sont affichés sur le Tableau IV-1. La bande passante est mesurée à -3 dB du niveau de pertes d'insertion minimum et f_0 est la fréquence centrale de cette bande.

Plaquette	Plaquette 3			Plaquette 4			Plaquette 5		
Filtre	F1	F2	F3	F1	F2	F3	F1	F2	F3
P.I. (dB)	5,08	5,01	5,22	5,08	5,01	5,22	5,08	5,01	5,22
B.P. (GHz)	1,849	1,94	1,95	1,849	1,94	1,95	1,849	1,94	1,95
f_0 (GHz)	149,05	148,85	149,69	149,05	148,85	149,69	149,05	148,85	149,69

Tableau IV-1 : Caractéristiques électriques extraites des mesures

En effet, les différences entre ces résultats peuvent être à priori expliquées par le positionnement différent de chaque filtre. Le pourcentage de rétrécissement n'est pas le même sur toute la plaquette. Ceci va modifier les dimensions des cavités résonantes et fentes de couplage. Nous obtenons donc des caractéristiques différentes pour chaque filtre. Une

comparaison entre la réponse théorique et celle de mesures du filtre F3/plaquette3 est montrée sur la Figure IV-43. D'autres résultats de ces mesures sont montrés en Annexe I.

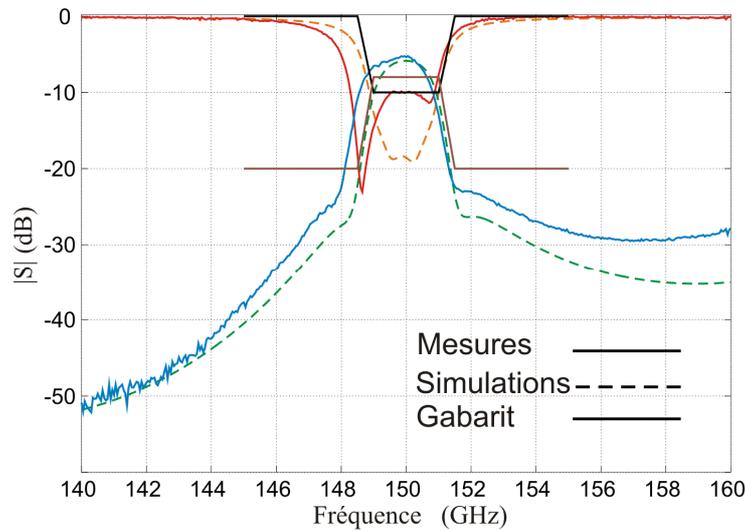


Figure IV-43 : Réponse mesurée en comparaison avec la réponse théorique et le gabarit du filtrage

Nous pouvons noter une très bonne concordance entre les résultats expérimentaux et ceux attendus. La bande passante à -3 dB est de 1,3% et la réflexion dans la bande est toujours supérieure à -10 dB. Le décalage en fréquence expérimental observé n'est que de 0,2% (310 MHz). Les pertes observées sont inférieures à celles prévues, prouvant que la tangente de perte réelle du Ferro A6M doit être légèrement inférieure à $3 \cdot 10^{-3}$. Enfin, le paramètre de réflexion, la bande passante (~2 GHz) et la réjection respectent les valeurs demandées. Ce travail a été publié dans [IV-7].

L'analyse des divers filtres fabriqués montre qu'en moyenne ceux-ci sont décalés de 600 MHz vers les basses fréquences. Des échanges avec le fabricant ont révélés que les filtres fabriqués ont subit un rétrécissement moins important que prévu: en conséquence, les dimensions des filtres fabriqués sont très légèrement plus grandes (+0.3% sur les dimensions latérales x et z) que prévu. Cependant, cette variation est tout à fait dans les écart-types standard de cette technologie.

Il est ensuite possible d'extraire la matrice correspondante à la mesure afin d'identifier les différences avec la matrice identifiée (Figure IV-36) de la dernière analyse EM. Nous présentons sur la Figure IV-44 ci-dessous cette matrice extraite des mesures.

$$[M_{\text{exp}}] = \begin{pmatrix} 0 & 0,939 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,939 & -0,567 & 0,841 & 0,009 & -0,294 & 0 \\ 0 & 0,841 & -0,445 & 0,814 & 0,008 & 0 \\ 0 & 0,009 & 0,814 & -0,28 & 0,945 & 0 \\ 0 & -0,294 & 0,008 & 0,945 & -0,415 & 0,927 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,927 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure IV-44 : Matrice de couplage expérimentale extraite de la mesure

Toujours grâce au logiciel Presto, le facteur de qualité à vide Q_0 de ce filtre est estimé à 250 en bon accord avec ce que nous avons prévu. Par comparaison des deux matrices (électromagnétique et expérimentale), nous notons quelques légères différences et les plus remarquables sont celles des fréquences de résonance qui sont inférieures dans le cas du filtre mesuré aux valeurs espérées. Ces différences s'expliquent par le fait que les cavités résonantes sont plus grandes que prévus (+0.3%). Les paramètres des couplages existants entre les cavités (M_{ij}) sont légèrement plus grands que ceux de la matrice identifiée, donc les dimensions des iris et des fentes sont un peu plus grandes. Cela peut aussi être expliqué par le retrait plus faible que prévu pendant l'étape de cuisson.

V.2. Retro-simulations

Avant de lancer une nouvelle fabrication, des retro-simulations sont effectuées afin d'anticiper toutes les variations technologiques et d'avoir un filtre centré à la fréquence souhaitée. Nous avons mentionné que VTT nous a communiqué que la variation du rétrécissement est de 0,3%, mais ce facteur n'est pas le seul qui est pris en compte dans nos simulations. Nous avons considéré aussi un changement sur la permittivité. Autrement dit, les compensations sont exécutées sur trois axes : le rétrécissement, la permittivité, et sur ces deux facteurs à la fois.

Les résultats des mesures ont montré que le décalage expérimental moyen observé est de 600 MHz. Donc les compensations sont faites sur les dimensions des cavités résonantes en considérant cette valeur, et trois filtres sont examinés:

- un filtre centré à 150,6 GHz avec permittivité de 5,9 (filtre A sur le Tableau IV-2),

- le décalage de 600 MHz impose un changement de 0,035 sur la permittivité, donc un filtre centré à 150 GHz avec une permittivité de 5,935 a été optimisé (filtre B sur le Tableau IV-2),
- un filtre centré à 150,6 GHz avec une permittivité de 5,935 (filtre C sur le Tableau IV-2).

Le Tableau IV-2 résume les dimensions des cavités résonantes obtenues après ces phases de compensations. Les longueurs des cavités sont toujours fixées à la même valeur.

Filtre	longueur	Largeur C1	Largeur C2	Largeur C3	Largeur C4
Filtre idéal	1,35	1,117	1,117	1,163	1,18
Filtre A	1,345	1,113	1,113	1,159	1,176
Filtre B	1,345	1,114	1,114	1,16	1,177
Filtre C	1,34	1,112	1,112	1,157	1,174

Tableau IV-2 : Dimensions globales (en mm) du filtre quatre pôles obtenues après les phases de compensation

Ce premier travail sur le filtre quatre pôles nous a conduit à modifier par anticipation les dimensions du filtre cinq pôles avant la phase de fabrication. Les dimensions des cavités résonantes sont affichées sur le Tableau IV-3.

Les dimensions compensées de ce filtre cinq pôles et celles du filtre quatre pôles elliptique sont appliquées dans la deuxième fabrication où nous espérons avoir un filtre centrée à 150 GHz respectant les spécifications imposées. A noter que des filtres non compensés seront de même réalisés.

Filtre	Longueur de cavités	Large C1, C5	Large C2, C4	Large C3
Filtre idéal	1,34	1,165	1,145	1,155
Filtre A	1,335	1,16	1,14	1,15
Filtre B	1,337	1,16	1,14	1,15
Filtre C	1,332	1,155	1,135	1,145

Tableau IV-3 : Dimensions globales (en mm) du filtre cinq pôles obtenues après les phases de compensation

VI. Deuxième réalisation LTCC

Cette fabrication est dédiée au filtre cinq pôles Chebyshev et au filtre quatre pôles quasi-elliptique compensé en fonction des résultats de la première réalisation. Cinq plaquettes sont fabriquées avec vingt filtres (10 filtres 4-pôles et 10 filtres 5-pôles) intégrés sur chaque

plaquette. Le positionnement des filtres et leur numérotation sont affichés sur la Figure IV-45 et le Tableau IV-4 au dessous.

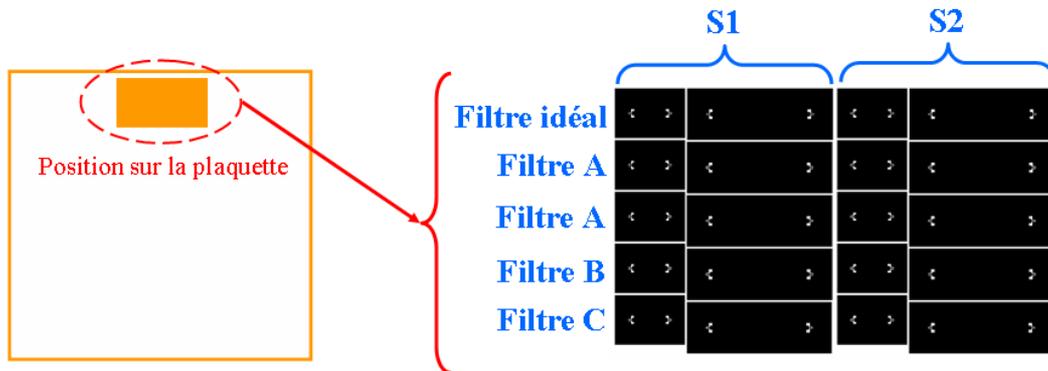


Figure IV-45 : Le positionnement des filtres sur la plaquette

Filtre idéal	Dimensions théoriques ; $\epsilon_r=5,9$
Filtre A	Compensation sur les dimensions ; $\epsilon_r=5,9$
Filtre B	Dimensions théoriques ; ϵ_r compensé
Filtre C	Compensation sur les dimensions et sur ϵ_r

Tableau IV-4 : Numérotation des filtres par rapport au type de compensation

VI.1. Résultats du filtre cinq pôles

Une photographie d'un filtre cinq pôles est donnée sur la Figure IV-46. Lors des mesures, nous avons observé que la majeure partie des filtres présente un décalage fréquentiel de +2 GHz en moyenne (+1,33%).

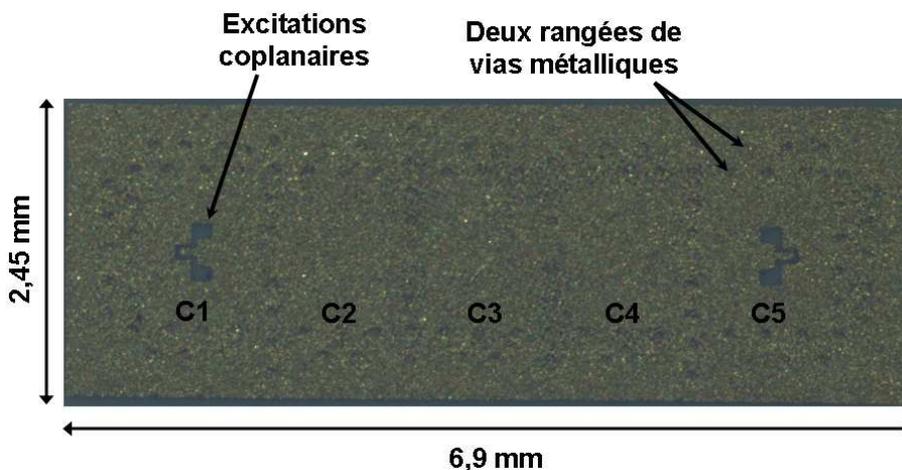


Figure IV-46 : Photographie du filtre cinq pôles LTCC réalisé (vue de dessus)

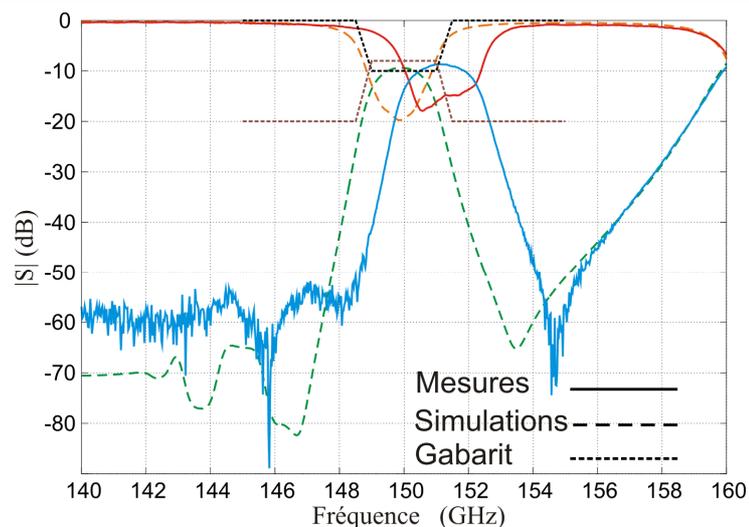


Figure IV-47 : Réponse expérimentale en comparaison avec la réponse théorique et le gabarit du filtrage

Ces résultats de mesures sont inattendus parce que les réponses mesurées lors de la première réalisation ont été décalées vers les basses fréquences et les compensations ont été effectuées afin d'avoir des filtres bien centrés à 150 GHz. L'interprétation de ce décalage est discutée dans cette section. Dans ce paragraphe, nous allons présenter une réponse de filtre cinq pôles tandis que d'autres résultats sont donnés en Annexe II.

Sur la Figure IV-47, nous présentons une réponse en fréquence obtenue en mesures et superposée aux simulations EM et gabarit de filtrage. Les performances relevées sont les suivantes :

- pertes d'insertions : 8,4 dB,
- fréquence centrale : 151,175 GHz,
- bande passante : 1,975 GHz,
- coefficient de réflexion > 15 dB sur la bande passante,
- réjection hors bande : -20 dB à $151,175 \pm 1,5$ GHz.

La matrice de couplage extraite de ces mesures par le logiciel Presto est montrée sur la Figure IV-48. La fréquence centrale considérée pour extraire cette matrice est la fréquence centrale mesurée (151,175 GHz).

$$[M_{\text{exp}}] = \begin{pmatrix} 0 & 1,085 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1,085 & -0,122 & 0,912 & 0,05 & -0,015 & -0,012 & 0 \\ 0 & 0,912 & -0,045 & 0,702 & 0,066 & -0,029 & 0 \\ 0 & 0,05 & 0,702 & 0,004 & 0,685 & 0,053 & 0 \\ 0 & -0,015 & 0,066 & 0,685 & 0,139 & 0,886 & 0 \\ 0 & -0,012 & -0,029 & 0,053 & 0,886 & 0,273 & 1,002 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,002 & 0 \end{pmatrix}$$

Figure IV-48 : Matrice de couplage expérimentale extraite des mesures

En comparaison avec la matrice extraite à partir de la simulation EM et présentée sur la Figure IV-24, les valeurs de coefficients de couplages normalisés sont proches des valeurs de référence tandis que les valeurs des fréquences de résonance sont proches de zéro puisque nous avons considéré une fréquence centrale égale à celle mesurée.

Les performances sont très intéressantes et couvrent en majeure partie les spécifications demandées. La bande passante, la réjection et le coefficient de réflexion correspondent aux valeurs attendues. Les pertes sont légèrement plus fortes que les valeurs objectives. Néanmoins le décalage en fréquence observé est assez déroutant ; des essais pour le comprendre sont détaillés dans le paragraphe suivant.

VI.2. Calculs complémentaires

Afin de comprendre le décalage fréquentiel vers les hautes fréquences, des calculs complémentaires sont effectués. Mais avant d'expliquer ces simulations, nous allons présenter les fréquences centrales des filtres idéaux qui sont fabriqués sans aucune compensation sur les dimensions ou sur la permittivité. Cette comparaison est donnée sur le Tableau IV-5 (S1 & S2 sont les deux sets montrés sur la Figure IV-45).

Plaquette	3	4	6	7	8
S1	150,8	151,16	151,11	150,375	150,5
S2	151,21	151,22	151,11	151,1	150,39

Tableau IV-5 : Fréquences centrales du filtre fabriqué sur plusieurs plaquettes

Les valeurs sur ce tableau montrent des différences observées pour les filtres positionnés sur une même plaquette (décalage fréquentiel entre 0 et 0,7 GHz). La cause de ce décalage pourrait de nouveau être due au retrait des couches lors de la cuisson. Des échanges

avec le fabricant ont indiqués que chaque structure individuelle devrait avoir la même déviation des dimensions nominales, mais la quantité de métallisation sur la plaquette peut affecter. Donc le pourcentage de rétrécissement n'est pas tout à fait le même sur tous les endroits sur la plaquette.

Une autre observation est à faire sur les différences entre les filtres positionnés au même endroit sur des plaquettes différentes (0,83 GHz de différence entre le filtre S2-F1 de plaquette 4 et celle de plaquette 8). Ces décalages pourraient être liés aux variations des paramètres de frittage pendant la phase de cuisson, donc des pourcentages de rétrécissement dans chaque plaquette. L'autre hypothèse est la valeur de permittivité relative qui peut différer d'une plaquette à l'autre.

Une investigation sur la valeur réelle de la permittivité de Ferro A6M est faite sur plusieurs axes. Le premier est une caractérisation effectuée par VTT sur une bande de fréquence entre 50 et 110 GHz. La permittivité obtenue à 110 GHz est de $5,66 \pm 0,2$. Le deuxième axe est une autre caractérisation exécutée au laboratoire Xlim sur des échantillons livrés avec les plaquettes fabriquées en utilisant la méthode décrite dans [IV-8]; la valeur extraite est de $5,55 \pm 0,16$ à 95 GHz. La troisième valeur provient de résultats de retro-simulations sur des filtres fabriqués sur les mêmes plaquettes, filtres centrés autour 10 GHz. Ces simulations sont exécutées sans prendre en compte des changements sur les dimensions, juste des variations sur la permittivité qui est estimée être autour de 5,8.

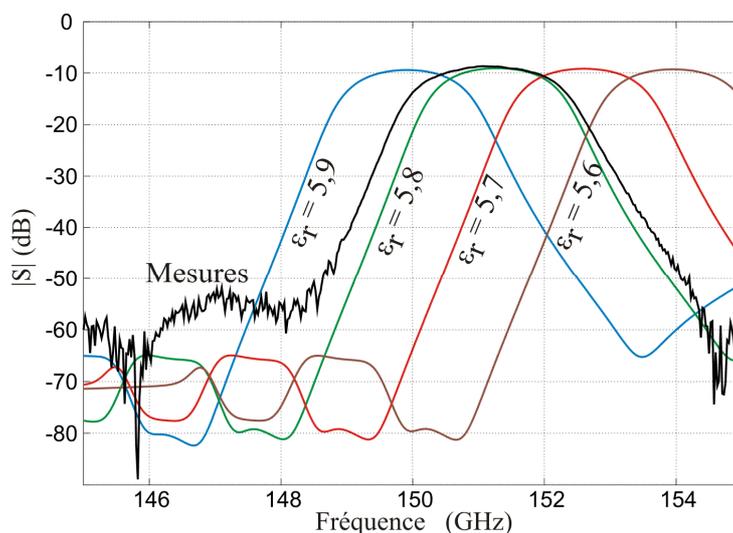


Figure IV-49 : Réponses EM variantes en fonction de la permittivité

Face aux différentes valeurs obtenues, et en considérant les décalages fréquentiels mesurés, nous avons exécuté des retro-simulations sur la structure ayant les dimensions

théoriques correspondantes d'un filtre centré à 150 GHz pour une permittivité de 5,9. Sur la Figure IV-49, nous présentons les réponses EM pour une variation sur ϵ_r allant jusqu'à 5,6. Les fréquences centrales correspondantes sont données sur le Tableau IV-6.

permittivité	5,9	5,8	5,7	5,6
f_0 (GHz)	150	151,285	152,6	153,955

Tableau IV-6 : Fréquences centrales des filtres pour des valeurs différentes de ϵ_r

On peut observer qu'une variation de 0,1 sur la permittivité conduit à un changement en fréquence de 1,3 GHz. Le décalage fréquentiel maximum est de 2 GHz, donc nous estimons que la valeur minimum de ϵ_r est de 5,7 par contre cette dernière est plutôt 5,8 si on considère le décalage fréquentiel moyen. Nous remarquons aussi qu'il n'y a pas d'influence significative sur la bande passante et sur le niveau de pertes d'insertion. Les paramètres S en transmission et en réflexion ne sont pas modifiés.

La permittivité relative ϵ_r n'est probablement pas le seul facteur qui cause ces décalages, donc nous allons étudier l'effet des changements sur les dimensions dues du au rétrécissement. Sur la Figure IV-50, on montre deux réponses EM résultant de variations de -0,5 et de -1% sur les dimensions latérales (x et z) des cavités résonantes et des iris de couplage. Les décalages respectifs sont de +0,84 et +1,7 GHz.

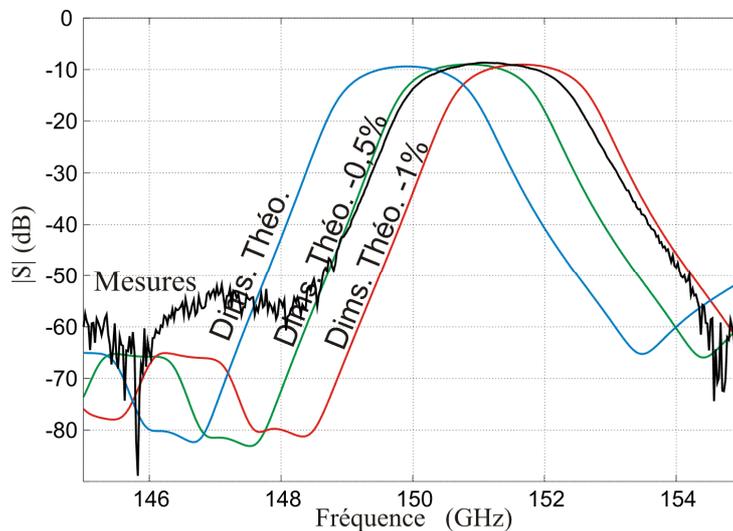


Figure IV-50 : Réponses EM en fonction des dimensions

Suite à ces calculs complémentaires, on trouve qu'il est difficile à ce stade de différencier l'origine du décalage en fréquence. Etant donné que les variations observées, que ce soit en permittivité ou en dimensions, sont dans les tolérances nominales du procédé, il est difficile de privilégier l'un ou l'autre de ces aspects.

VI.3. Résultats du filtre quatre pôles

Puisque les filtres quatre pôles sont fabriqués sur les mêmes plaquettes que les filtres cinq pôles, les mêmes décalages fréquentiels sont obtenus lors des mesures de ce filtre elliptique. Un autre problème observé est une altération sur la réponse en transmission et la plupart de filtres présentent un comportement comparable autour de la fréquence centrale (voir Figure IV-51). Avec une telle réponse, il est très délicat d'extraire la matrice de couplage expérimentale. Nous n'avons pas pu dans ce cas préciser l'origine de ce comportement fréquentiel.

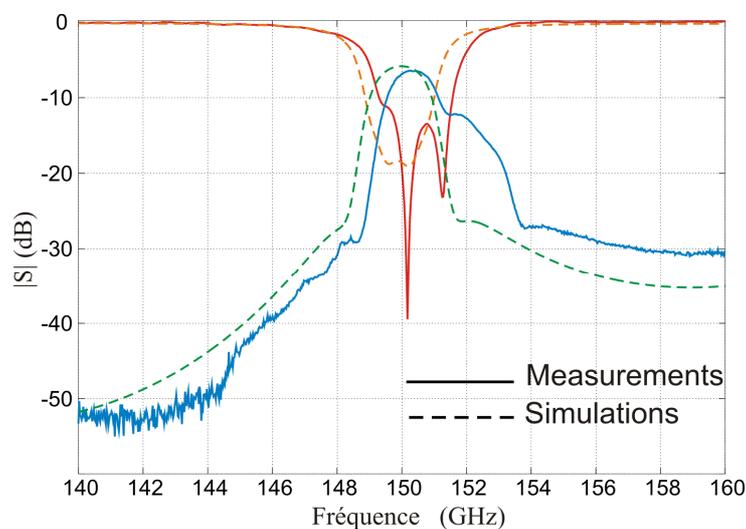


Figure IV-51 : Réponse expérimentale du filtre quatre pôles résultant de la deuxième réalisation en comparaison avec la réponse théorique

VII. Conclusion du chapitre IV

Il apparaît que les designs de filtres proposés associés à la technologie LTCC peuvent répondre aux spécifications demandées (fréquence centrale, bande passante, réjection) pour de tels filtres à 150 GHz. Le filtre quasi-elliptique quatre pôles/deux zéros de transmission présente néanmoins les avantages suivants sur le design cinq pôles Chebyshev :

- globalement plus compact : 3,318mm × 2,365mm contre 6,897 mm × 2,45 mm,
- moins de pertes d'insertions : ~5,5 dB contre 8,4 dB, même si l'augmentation possible du Q_0 des cavités du filtre 5 pôles pourra faire passer ses pertes à moins de 8 dB,

- une isolation fréquentielle plus intéressante : le filtre cinq pôles présente une résonance à 160 GHz qui peut limiter ses performances,

A noter toutefois que les diverses fabrications effectuées ont révélé que le filtre cinq pôles est bien moins sensible aux tolérances de fabrication que le filtre quatre pôles. Ce point n'est pas à négliger étant donné que la fréquence de travail demandée est très exigeante en termes de respect des dimensions et permittivité souhaitées.

Les différentes structures ayant été réalisées sur plusieurs fabrications, plusieurs remarques complémentaires peuvent être faites :

- le rétrécissement subi par les structures au cours de l'étape de cuisson peut légèrement varier en fonction des circuits présents sur le wafer. Le nombre, la position des vias et des métallisations influencent ce rétrécissement. Ce dernier est globalement bien contrôlé par le fabricant mais peut présenter des variations dépendantes du reste des circuits sur le wafer réalisé,
- de plus, le rétrécissement subi par les filtres dépend de sa position sur le wafer et des circuits adjacents. Encore une fois, ce point est bien maîtrisé mais peut présenter de légères déviations,
- la permittivité du matériau elle-même semble aussi légèrement varier dans une fourchette observée d'environ $\pm 0,1$ autour de 5,9 à 150 GHz,
- enfin les épaisseurs de couches peuvent elles-aussi varier de quelques micromètres (2 μm) autour de leur valeur nominale de 97 μm .

En conclusion, cette étude a révélé que les spécifications demandés peuvent être tenues par les circuits proposés, mais qu'il peut être nécessaire de multiplier le nombre de circuits fabriqués par wafer afin de garantir un pourcentage acceptable de filtres opérationnels compte-tenu des variations inhérentes au procédé LTCC.

Pour ce type d'applications en radioastronomie qui ne nécessite pas une fabrication des circuits en masse, la technologie LTCC peut s'avérer être un candidat potentiel présentant des atouts intéressants en termes de performances, intégration, de réalisation ... Il conviendra cependant de procéder par la suite à des tests complémentaires (mécaniques, thermiques, environnementaux, ...) liés aux contraintes du spatial.

VIII. Références du chapitre IV

- [IV-1] A. LAMMINEN, J. SÄILY & A. VIMPARI
“Design and processing of 60 GHz antennas on low temperature co-fired ceramic (LTCC) substrates”
7th MINT Millimeter-Wave Inter. Symposium-MINT-MIS, 2006
- [IV-2] FERRO ELECTRONIC MATERIALS
“LTCC A6 system for wireless solutions”
Materials, specifications and guidelines, 2002
- [IV-3] A. KHALIL, PASSERIEUX, D. BAILLARGEAT, N. DELHOTE, S. VERDEYME, L. RIGAUDEAU, & J. PUECH
“150 GHz band-pass filter using LTCC technology”
IEEE Microwave & Wireless Components Letters, vol. 9, n°7, pp 455-457, Juillet 2009
- [IV-4] A. E. ATIA & A. E. WILLIAMS
“Narrow band-pass waveguide filters”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, p. 258-265, Avril 2005
- [IV-5] R. J. CAMERON
“General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, p. 433-442, Avril 1999
- [IV-6] F. SEYFERT, L. BARATCHART, J.P. MARMORAT, S. BILA, & J. SOMBRIN
“Extraction of coupling parameters for microwave filters: determination of a stable rational model from scattering data”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 25-28, Juin 2003
- [IV-7] A. KHALIL, D. PASSERIEUX, D. BAILLARGEAT, N. DELHOTE, S. VERDEYME, L. RIGAUDEAU, & J. PUECH
“Quasi-elliptic 150 GHz highly selective LTCC filter”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Anaheim USA, Mai 2010
- [IV-8] 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 Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°4, p. 1343-1352, Avril 2004

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). Xlim a fourni les moyens de simulation électromagnétique, de synthèse et d'optimisation de filtres pour deux gabarits de filtrage différents. Le premier en bande Ku est alloué pour des applications de radio-télécommunications au sein du projet FILIPIX. Ce dernier est soutenu par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) et constitué, avec le CNES et TAS, de plusieurs laboratoires de recherche et du CTTC (Centre de Transfert de Technologies Céramiques) à Limoges. Le deuxième gabarit est lié à des applications de radioastronomie à 150 GHz au sein d'une action dans le projet R&T CNES (2007-2010). Deux technologies de fabrication céramique 3D ont été employées pour construire les filtres nécessaires pour satisfaire les gabarits de filtrage demandés.

Au cours du **premier chapitre**, nous avons notamment procédé à une étude bibliographique sur les technologies de fabrication multi-couches. Cette étude nous a permis de comparer différentes techniques de prototypage rapide avec la stéréolithographie 3D (SLA) en termes d'avantages et d'inconvénients. La technologie SLA 3D utilisée par le CTTC de Limoges s'est alors révélée très intéressante pour la réalisation de pièces 3D de formes complexes. La seconde technologie choisie dans le cadre de ce travail de thèse est la technologie de LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) pour sa capacité à fabriquer des structures multicouches de haute précision. Ces deux approches de fabrication ont ainsi été présentées de même que les contraintes technologiques et les règles de conception à respecter pendant les phases d'optimisation.

Le **deuxième chapitre** a été consacré à l'étude de différentes topologies de filtres satisfaisant à un gabarit de filtrage dans la bande Ku et fabriqué par la SLA céramique 3D. Nous avons notamment contribué à l'optimisation de pièces de petites dimensions, toujours en respectant le gabarit de filtrage imposé. Les structures présentées et optimisées sont donc basées sur le principe des cavités résonantes céramiques couplées. Ces structures sont fabriquées dans une seule pièce céramique monobloc tandis que le blindage est effectué par une métallisation totale de toutes les faces. Des lignes coplanaires sont ensuite gravées pour assurer les accès d'entrée et de sortie du filtre qui va être intégré au sein d'un module macrohybride.

La première topologie est constituée de cavités résonantes parallélépipédiques couplées par des iris circulaires. Un filtre deux pôles a été optimisé, puis fabriqué et mesuré pour valider le principe de fonctionnement de la structure. Les résultats expérimentaux sont en bon

accord avec la retro-simulation. Nous avons ainsi proposé un premier filtre deux pôles fonctionnant à 15,77 GHz, de bande passante de 14,27% avec de faibles pertes d'insertions (0,2 dB).

Quelques problèmes subsistent lors de l'optimisation et la fabrication de la première topologie : temps important de métallisation et les dimensions globales du filtre quatre pôles proposé dans un premier temps pour satisfaire le gabarit de filtrage en bande Ku. En considérant ces problèmes, nous avons proposé une structure « papillon ». Les cavités sont toujours parallélépipédiques mais les iris sont maintenant rectangulaires.

Pour faire en sorte que plusieurs filtres soient fabriqués dans une seule pièce céramique monobloc, nous avons suggéré de construire une structure « collective » qui permet de traiter plusieurs filtres ensemble (métallisation, gravure). Les cavités résonantes utilisées dans ces structures ont des faces latérales inclinées tandis que les filtres sont séparés par des vias métallisés. Le recours à des vias permet de mesurer les différents filtres d'une même pièce sans avoir à les séparer, même si leur séparation (découpe) est tout à fait possible. Nous avons optimisé un filtres deux pôles et un filtre quatre pôles.

Au cours de ce deuxième chapitre, nous avons validé la méthode de fabrication par SLA 3D et sa capacité à réaliser des structures complexes selon plusieurs topologies optimisées pour satisfaire le gabarit du filtrage en bande Ku.

En perspective à ces travaux, nous pourrions notamment envisager des techniques plus adaptées aux formes 3D comme des métallisations par voie humide, mais aussi utiliser des techniques de réglages afin de pouvoir modifier la fréquence de résonance propre de chaque cavité résonante. Enfin, les dimensions globales des filtres pourraient être diminuées par l'utilisation de cavités à mode dual par exemple.

Une étude sur la conception de composants de filtrage céramiques fonctionnant autour de 150 GHz a été présentée dans le **troisième chapitre**. C'est la première fois que la technologie stéréolithographie céramique 3D est utilisée pour réaliser des structures à de telles fréquences. Deux types de résonateurs céramiques basés sur des structures périodiques BIE sont présentés.

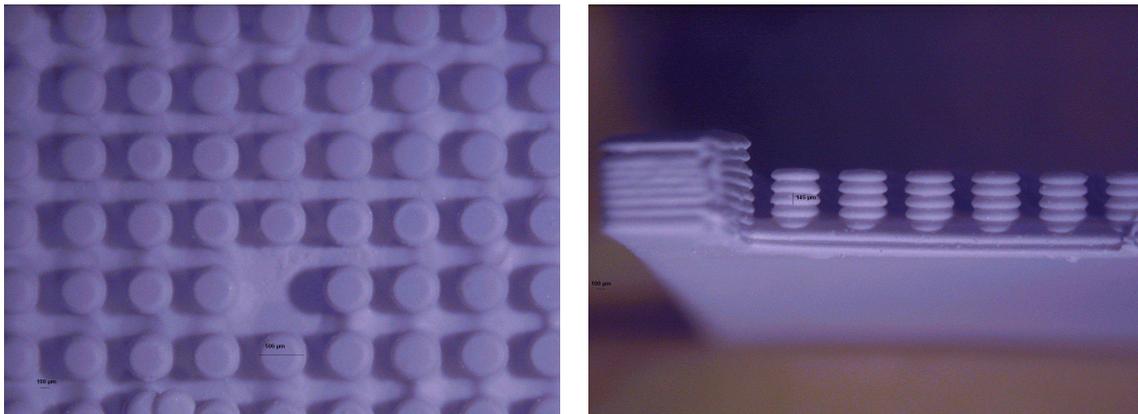
Le premier est constitué d'une cavité créée dans des rangées de tiges céramique pour assurer son blindage électromagnétique. La difficulté à fabriquer ce résonateur vient de la finesse des tiges (diamètre de l'ordre de 140 μm) et de leur hauteur (0,75 mm) à une telle fréquence. Le deuxième résonateur est toujours constitué d'une cavité d'air, mais elle est

insérée dans un réseau de plaques diélectriques de $166\ \mu\text{m}$ d'épaisseur dans une configuration proche du cristal BIE nommé miroir de Bragg. Les derniers essais pour fabriquer cette structure par SLA céramique 3D ont permis de réaliser des résonateurs constitués de plaques qui ont une épaisseur de $200\ \mu\text{m}$, soit très proche des valeurs requises. A noter que ces objets sont les plus petits que le CTTC a jamais eu à réaliser.

Le travail se poursuit pour atteindre les précisions nécessaires à l'obtention d'un résonateur céramique à 150 GHz.

Un filtre deux pôles à bande étroite (1,33%) basé sur le miroir de Bragg a été également optimisé. Sa fabrication suivra la validation expérimentale du résonateur 150 GHz.

Concernant le résonateur à tiges, la technologie de microstéréolithographie peut être utilisée pour le fabriquer. Des premiers tests de réalisation sont actuellement en cours (photos ci-dessous). Ils se poursuivront prochainement par des tests expérimentaux pour valider les performances électriques.



*Fig a : Photographies de premiers tests de réalisation du résonateur à tiges 150 GHz
(— : $100\ \mu\text{m}$)*

Le **quatrième chapitre** est consacré à la conception de filtres en technologie LTCC pour satisfaire le gabarit de filtrage autour de 150 GHz. Cette étude a été menée en parallèle avec l'étude de faisabilité présentée dans le troisième chapitre. Ce travail à 150 GHz est original parce que, à notre connaissance, la technologie LTCC n'a pas été utilisée pour réaliser des filtres fonctionnant à des fréquences supérieures à 60 GHz. Un filtre quatre pôles quasi-elliptique et un filtre cinq pôles Chebyshev sont optimisés et fabriqués suite à une validation expérimentale de la technologie LTCC à 150 GHz par un filtre deux pôles préliminaire.

Les deux filtres multi-pôles proposés peuvent répondre aux spécifications demandées. Néanmoins, le filtre quatre pôles présente moins de pertes d'insertions (5,5 dB contre 8,4 dB) par rapport au cinq pôles filtre. Le décalage fréquentiel expérimental est de 0,3% pour le quatre pôles et de 0,8% pour le filtre cinq pôles. En dehors de cette légère variation, les performances obtenues satisfont tout à fait le gabarit demandé, validant totalement l'utilisation d'une telle technologie à cette fréquence.

En perspective, il sera intéressant d'intégrer ce filtre dans un module complet afin de l'évaluer pour les applications de radioastronomie pour lesquelles il est prévu.

Au cours de ce travail de thèse, nous avons cherché à démontrer comment des technologies céramiques spécifiques (stéréolithographie 3D et LTCC) peuvent être des choix technologiques pertinents pour des applications de filtrage données. Les résultats obtenus sont convaincants sur ce point. Un travail important portant sur les tolérances de fabrication (précision géométrique, matériaux, évolution des technologies...), sur les conditions d'intégration des circuits, sur des tests environnementaux (stabilités, vieillissement, ...) reste à faire et ouvre à des perspectives intéressantes et nombreuses.

Annexe

Annexe I

Résultats de mesures du filtre quatre pôles LTCC quasi-elliptique

Filtre	Plaquette3/F1	Plaquette3/F2	Plaquette4/F2
Pertes d'insertions (dB)	5,08	5,01	4,94
Bande passante (GHz)	1,849	1,94	1,656
Fréquence centrale (GHz)	149,05	148,85	148,63

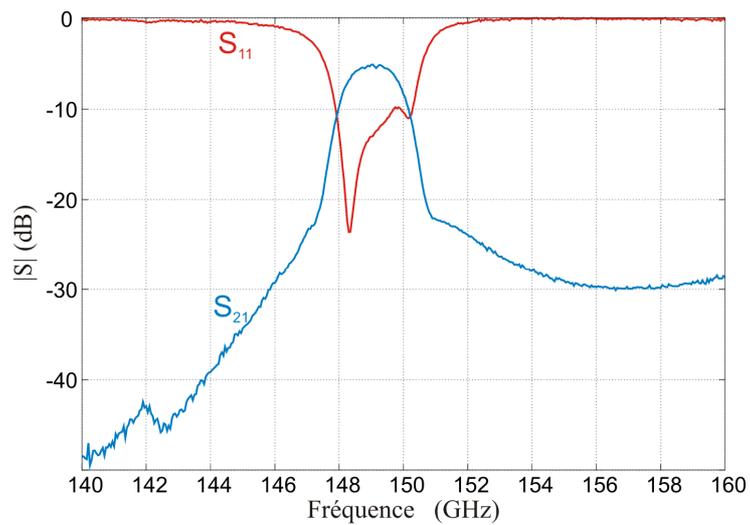


Fig b : Plaquette3/F1

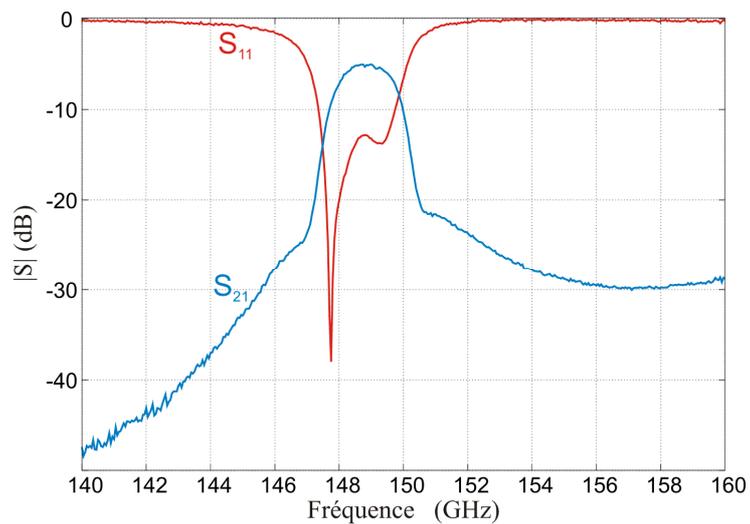


Fig c : Plaquette3/F2

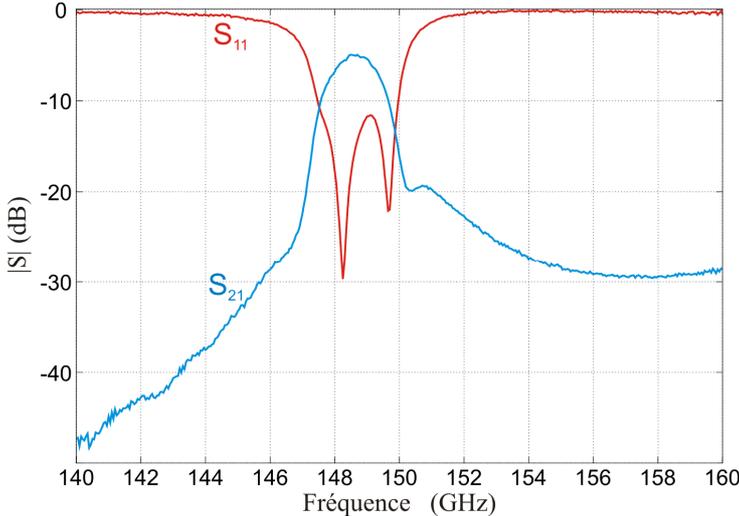


Fig d : Plaquette4/F2

Annexe II

Résultats de mesures du filtre cinq pôles LTCC

Filtre	Plaquette4/ S1/F4	Plaquette6 /S2/F4	Plaquette8 /S1/F4	Plaquette8 /S2/F4
Pertes d'insertions (dB)	8,66	8,52	8,575	8,08
Bande passante (GHz)	1,9	1,875	1,875	1,825
Fréquence centrale (GHz)	152,05	151,65	150,84	150,56

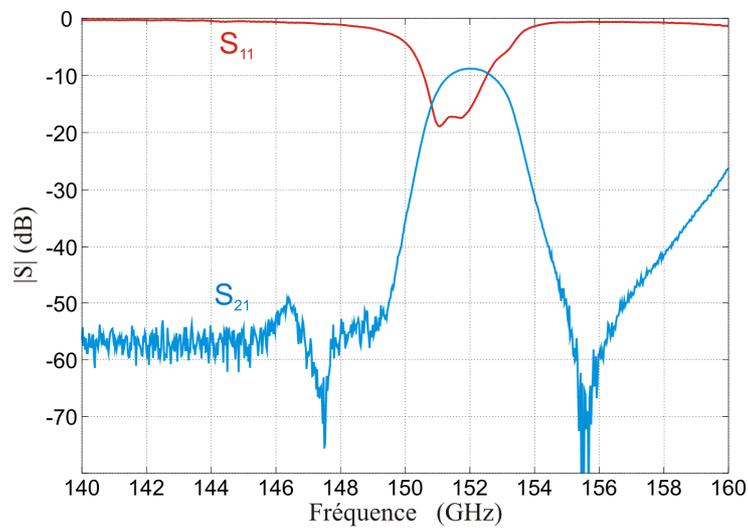


Fig e : Plaquette4/S1/F4

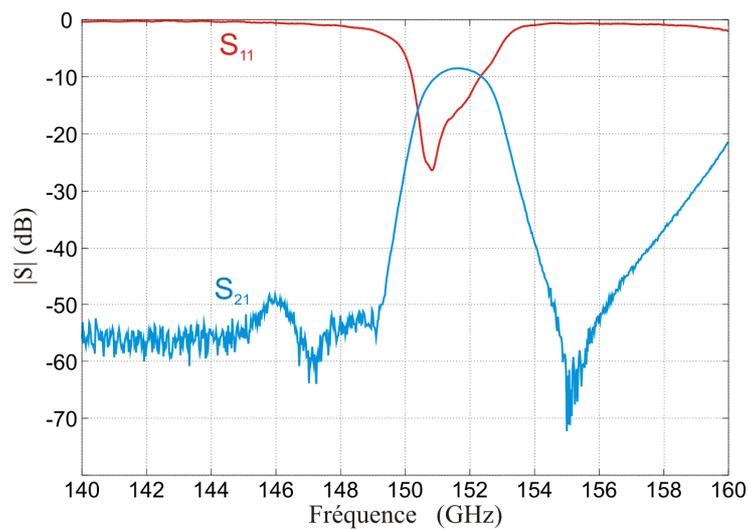


Fig f : Plaquette6/S2/F4

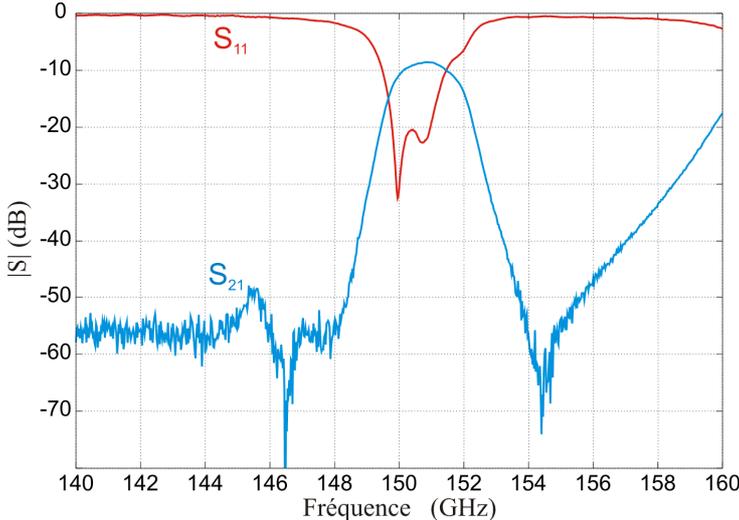


Fig g : Plaquette8/S1/F4

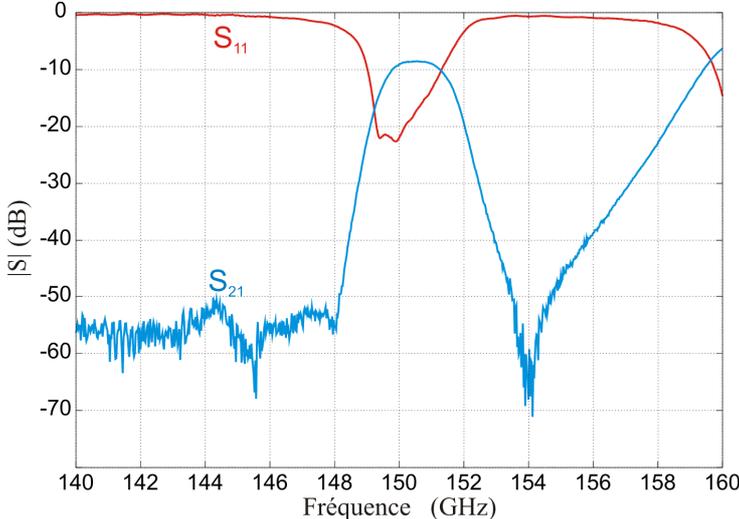


Fig h : Plaquette8/S2/F4

RESUME

Ce mémoire est consacré à la conception de dispositifs de filtrages innovants par stéréolithographie céramique 3D et LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). La première technologie permet de réaliser des structures céramiques complexes dédiées à différentes applications. Nous allons l'utiliser pour la réalisation de filtres dans les gammes millimétriques et sub-millimétriques. Le procédé LTCC est employé pour étudier les performances qu'elle offre pour la conception et la réalisation de fonctions de filtrage dans une bande de fréquence autour de 150 GHz pour des applications en radioastronomie.

Le premier chapitre est constitué d'une étude bibliographique sur les technologies de fabrication multicouches en particulier les deux techniques de fabrication ainsi que les contraintes technologiques et les règles de conception. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de différentes topologies de filtres à cavités résonantes diélectriques couplées entre eux pour satisfaire un gabarit de filtrage dans la bande Ku et fabriqués par la stéréolithographie céramique 3D. Le troisième chapitre présente une conception de composants de filtrage céramiques fonctionnant à 150 GHz; les résonateurs étudiés sont basés ici sur des structures périodiques à Bande Interdite Electromagnétique (BIE). Le quatrième chapitre concerne la conception de filtres multi-pôles centrés à 150 GHz en technologie LTCC. Ce travail à cette fréquence est original parce que, à notre connaissance, la technologie LTCC n'a pas été utilisée pour réaliser des filtres fonctionnant à des fréquences supérieures à 100 GHz. Les performances expérimentales obtenues satisfont tout à fait le gabarit demandé.

ABSTRACT

This PhD dissertation is dedicated to the conception of innovative filters by 3D ceramic stereolithography and LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). The first technology permits the fabrication of 3D complex ceramic structures that are dedicated to different applications. We will apply it for the realization of filters in the millimetric (Ku band) and the sub-millimetric (150 GHz) wave ranges. The LTCC process is employed to study its performances in the conception and the realization of filtering functions in a band around 150 GHz for radio-astronomy applications.

The first part contains a bibliographic study about the multi-layer fabrication technologies. Particularly, the two fabrication techniques as well as the technological constraints and the conception rules which should be respected during the optimisation steps. The second part is devoted to a study of different filter topologies based on coupled dielectric resonant cavities and fabricated by 3D stereolithography in order to satisfy filtering specifications in the Ku band. The third part presents a conception of filtering ceramic components functioning around 150 GHz; the resonators are based on Electromagnetic Band Gap (EBG) periodic structures. The fourth part concerns the conception of LTCC multi-poles filters centred at 150 GHz. This work is original because, to the best of our knowledge, this technology hasn't been used to fabricate filters at frequencies over 100 GHz; the obtained experimental performances completely satisfies the demanded specifications.

Mots clés : Stéréolithographie céramique 3D – LTCC – Analyse électromagnétique 3D – Cavités résonantes- Filtre passe-bande – Alumine – Ferro A6M – 150 GHz radio astronomie