

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'information

FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année 2010

Thèse N° .23-2010

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes fréquences, Photonique et
systèmes

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Présentée et soutenue publiquement par

Raghida HAJJ

Le Mardi 13 Juillet 2010

*Conception et réalisation de fonction de filtrage dans
les domaines millimétriques et sub-millimétriques*

Thèse dirigée par Matthieu Chatras et Pierre Blondy

V. Madrangeas	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Présidente
P. Ferrari	Professeur à l'Université de Grenoble IMEP- - LAHC	Rapporteur
C. Person	Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale	Rapporteur
G. Dambrine	Professeur à l'Université de Lille IEMN	Examineur
P. Blondy	Professeur à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
M. Chatras	Maître de conférence à l'Université de Limoges - XLIM	Examineur
B. Espana	Ingénieur à Thalès Alenia Space	Invitée
F. Courtade	Service Laboratoires et Expertises au CNES - Toulouse	Invité
L. Rigaudeau	Ingénieur au CNES	Invitée

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département Minacom (Micro et NANotechnologies pour Composants Opto_electroniques et Microondes) de l'Institut de

Recherche XLIM UMR CNRS 6172, à l'Université de Limoges. Je tiens dans un premier temps à

remercier Monsieur Dominique Cros, directeur du laboratoire XLIM, de m'avoir accueillie et permis de réaliser ces travaux.

Je remercie Madame Valérie Madrangeas, Professeur à l'Université de Limoges, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

Je remercie sincèrement Monsieur Philippe Ferrari, professeur à l'Université de Grenoble d'avoir accepté de rapporter sur ces travaux. J'adresse également mes remerciements les plus sincères à Monsieur Christian Person, professeur à l'université de Bretagne occidentale , Brest - L ab-sticc d'avoir rapporté sur ces travaux.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Gilles Dambrine, professeur à l'IEMN, université de lille, d'avoir examiné ces travaux.

Je souhaite adresser mes remerciements les plus vifs à Monsieur Pierre Blondy et à Monsieur

Matthieu Chatras, respectivement Professeur et maître de conférences à l'Institut de Recherche

XLIM de Limoges, pour avoir dirigé ces travaux de doctorat et pour m'avoir fait confiance. Je remercie particulièrement Monsieur Matthieu Chatras de m'avoir transmis une large partie de ses connaissances technologiques, ainsi que de m'avoir souvent apporté des solutions, sinon des conseils judicieux dans la conception et la fabrication de composants.

Je remercie Madame Béatrice Espana Ingénieur à Thalès Communications, Monsieur Frédéric Courtade, Ingénieur au CNES (Centre Nationale d'Etudes Spatiales) de Toulouse, ainsi que Madame Laetitia Rigau deau Ingénieur au CNES d'avoir accepté d'examiner ce rapport et d'assister à la soutenance.

Je remercie également les personnes qui ont participé de près ou de loin à ces travaux, notamment Monsieur Olivier Vendier.

Mes derniers remerciements vont à toutes les personnes qui m'ont accompagné et encouragé tout au long de ces trois années. A ma famille, à mes amis.

Introduction generale.....	1
Introduction	3
Chapitre 1.....	5
filtres : methodes de synthese.....	5
Filtres : méthodes de synthèse.....	7
I. Introduction	7
II. Systèmes d'excitation.....	8
II.1. Guides d'ondes.....	8
II.2. Lignes de transmission.....	10
II.2.1. présentation	10
II.2.2. La ligne microruban	11
II.2.3. La ligne coplanaire.....	12
III. Filtres	13
III.1. Théorie des filtres	14
III.1.1. Notion de la fonction de transfert [9].....	14
III.1.2. Cahier de charge : gabarit	15
III.1.3. Notion de bande passante d'un filtre passe bande [10]	16
III.1.4. Synthèse de filtres passe bande [11][12]	17
III.1.5. Filtre passe bas prototype	20
III.1.6. Notion de modèle électrique d'un résonateur	20
III.1.7. Utilisation des paramètres de couplage extraits à partir de la matrice idéale	21
III.2. Filtres planaires.....	24
III.2.1. Filtres coplanaires CPW [20][21].....	25
III.2.2. Filtres microrubans [23][24].....	25
III.2.3. Amélioration des structures planaires.....	26
III.3. Filtres volumiques.....	30
III.3.1. Filtres à base de guides	31

III.3.2. Filtres à cavités métalliques [51] et à résonateurs diélectriques [52]	32
III.4. Filtres quasi planaires [54].....	33
III.5. Filtre accordables	34
III.5.1. Filtre accordables ferroélectriques.....	34
III.5.2. Filtres accordables Mems [56].....	35
III.6. Filtres Piezoélectriques SAW et BAW	37
III.6.1. Filtres à résonateurs à ondes acoustiques de surface (Surface Acoustic Wave – SAW)	37
III.6.2. Filtres à résonateurs à ondes acoustiques de volume (bulk acoustic waves - BAW).....	37
III.7. Bilan sur les filtres	39
IV. Conclusion	40

Bibliographie..... 42

Chapitre 2 : Etude et réalisation de filtres compacts en technologie planaire pour des applications spatiales 49

Etude et réalisation de filtres compacts en technologie planaire pour des applications spatiales 51

I. Introduction	51
II. Intérêt des résonateurs suspendus sur membrane.....	52
III. Etude du facteur de qualité	53
IV. Etude du gabarit du filtre et spécifications	56
V. Positionnement du problème (réduction des dimensions) et spécifications	57
V.1. Présentation de la technologie utilisée.....	57
V.2. Procédé initial et modifications apportées pour une industrialisation.....	59
V.3. Structure demi onde	60
V.3.1. Présentation de la structure	60
V.3.2. Etude paramétrique sur les effets de tolérances de fabrication sur la réponse du filtre.....	62
V.3.3. Résultats de tests spatiaux effectués sur les filtres réalisés par RMT	67

V.4. Etude thermique	72
V.4.1. Le choc thermique.....	72
V.4.2. Propriétés critiques de la membrane	73
V.4.3. Les structures à étudier	75
V.4.4. Etude avec Ansys	76
V.5. Réduction des dimensions.....	79
V.5.1. Filtre 4 pôles elliptique en résonateur patch à fente en croix [7][8][9][10][11].....	80
V.5.2. Structure bimode en réonateur patch en croix perturbé.....	82
V.5.3. Filtre quart d'onde[12][13]	86
VI. Mesures du filtre quart d'onde et étude de sensibilité	96
VI.1. Mesure	96
VI.2. Effet de l'inclinaison sur la fréquence	97
VI.3. Décalage du capot supérieur.....	98
VII. Conclusion.....	100
Bibliographie.....	104
Chapitre 3 Etude de filtres micro-usinés intégrables à 150 GHz	107
Etude de filtres micro-usinés intégrables à 150 GHz.....	109
I. Introduction	109
II. Domaine sub-millimétrique et état de l'art	110
II.1. Structures planaires micro-usinées.....	110
II.2. Les structures filtrantes périodiques micro-usinées	110
II.3. Filtres réalisés ou conçus proche et au delà de 100 GHz utilisant d'autres technologies.....	111
II.3.1. Filtre en plastique à base de guides d'ondes avec des iris	111
II.3.2. Filtre en technologie coplanaire	112
II.3.3. Technologie photo-imageable couche épaisse [8]	112
II.3.4. Technologie en céramiques multicouches [9].....	113
II.3.5. Tableau récapitulatif de l'état de l'art	115

III. Structure planaire micro-usinée	117
III.1. Etude de facteur de qualité et de sa dépendance aux paramètres de la topologie utilisée. Optimisation des dimensions de la cavité.....	117
III.2. Détermination de la largeur du boîtier	119
III.3. Simulations en 2.5 D avec Momentum.....	121
III.4. Etude des pertes dans les accès et paramètres ajustables pour la fréquence de coupure du guide et solutions envisagées pour résoudre le problème	122
III.4.1. Mise en évidence du guide.....	122
III.4.2. Simulation 3D du guide	125
III.4.3. Elimination du guide.....	127
III.4.4. Présentation technologique	128
III.5. Mesure des lignes sur BCB.....	133
III.5.1. Présentation.....	133
III.5.2. ligne coplanaire droite	134
III.6. ACCES DIRECTEMENT SUR LA MEMBRANE	136
III.6.1. Résonateur Q_0	137
III.6.2. Filtre 2 pôles	138
III.6.3. Fabrication	138
III.6.4. Mesures du filtre et du résonateur.....	139
III.6.5. Le facteur de qualité à vide.....	140
III.6.6. Filtre 2 pôles	140
III.7. Conception d'un filtre 5 pôles	143
III.7.1. Accès par une intégration en surface	144
III.7.2. Accès sur membrane sur le même plan	148
III.8. Bilan des structures planaires optimisées	156
IV. Structure périodiques avec patches métalliques	157
IV.1. Présentation-contexte.....	157
IV.2. Fabrication	157
IV.3. Etude des modes du guide	158
IV.3.1. Le guide	158

IV.4. La transition	160
IV.5. Bande interdite électromagnétique	162
IV.5.1. Présentation	162
IV.5.2. Etude paramétrique de la bande interdite	162
IV.5.3. Structure globale	165
IV.6. Résonateur à fort facteur de qualité à 150 GHz.....	166
IV.7. Filtre 2 pôles	167
IV.8. fabrication	169
V. Conclusion	169
Chapitre 4.....	175
Résonateur sub-millimétrique accordable en technologie MEMS.....	175
Résonateur sub-millimétrique accordable en technologie MEMS.....	177
I. Introduction	177
II. Principe et intérêt des structures accordables.....	178
III. Les technologies envisageables pour la réalisation de dispositifs accordables ..	179
III.1. Semiconducteurs	179
III.1.1. Les interrupteurs et les varactors	179
III.1.2. Les inductances variables	181
III.1.3. Les limitations des composants à semi-conducteurs	182
III.2. La technologie MEMS.....	182
III.2.1. Point de vue général.....	182
III.2.2. Les commutateurs et les varactors	183
III.2.3. Les inductances variables [16].....	187
III.3. Les matériaux à permittivité variable	187
III.3.1. Les matériaux ferroélectriques.....	187
III.3.2. Les matériaux piézoélectriques.....	188
III.4. Matériaux magnétiques.....	189

La variation de la perméabilité magnétique a un effet similaire à la variation de la permittivité. Une polarisation permanente qui varie suivant le champ magnétique externe peut réaliser des fonctions accordables [19].....	189
III.5. Bilan.....	189
IV. Principe d'actionnement du MEMS	191
IV.1. Actionnement électrostatique [20].....	191
IV.1.1. La force électrostatique	191
IV.1.2. Les avantages et les inconvénients	191
IV.1.3. Principe.....	192
IV.2. Actionnement thermique [22].....	194
IV.3. Actionnement magnétique [23]	195
IV.4. Actionnement piézoélectrique [24]	196
IV.5. Actionnement par SMA (Shape Memory Alloys ou alliages à mémoire de forme) [30]	198
IV.6. Bilan.....	198
V. Résonateur volumique accordable à 150 GHz.....	198
V.1. Approche théorique et simulation.....	198
V.2. Intégration des capacités commutées MEMS	200
V.3. Optimisation des dimensions des MEMS.....	201
V.3.1. Influence sur le facteur de qualité.....	201
V.3.2. Influence sur l'accordabilité	203
V.3.3. Influence sur la tension d'actionnement	203
V.4. Insertion des électrodes d'actionnement.....	204
V.5. Simulation et mesure des différents états.....	206
V.5.2. Simulation d'une cavité couplée.....	207
VI. Fabrication	209
VII. Conclusion.....	210
Conclusion générale	217
Annexe A	221
I. OXYDATION THERMIQUE.....	221

II. PRINCIPE DE L'EVAPORATION	222
III. LE DEPÔT ELECTROLYTIQUE	223
IV. PHOTOLITHOGRAPHIE.....	223
V. GRAVURE	226
VI. Micro-usinage volumique du Si (voie humide).....	227
VII. ASSEMBLAGE	232
FABRICATION	234
I. BCB MULTICOUCHE	235
II. POLYMERISATION DU BCB EPAIS.....	236
III. DEPOT DU CIRCUIT.....	236
Annexe B	239

INTRODUCTION GENERALE

Introduction

Les télécommunications jouent un rôle crucial dans nos vies quotidiennes. Elles ont donc été au cœur de nos préoccupations scientifiques.

Pour répondre aux besoins des nouvelles applications millimétriques et sub-millimétriques (communications à très haut débit, radiométrie, ...), il est nécessaire de développer des structures passives, et plus particulièrement des filtres présentant d'excellentes performances. De plus, les fréquences de fonctionnement au-delà de 100 GHz commencent à prendre de l'intérêt. Les applications de la radiométrie hyperfréquence sont très variées. Au fur et à mesure que les techniques avancent et permettent de réaliser des récepteurs toujours moins bruyants et à plus haute fréquence, les radioastronomes cherchent à observer les signatures spectrales de nouvelles transitions moléculaires. Parallèlement, pour ce qui est de l'observation de la Terre et surtout de l'atmosphère, on essaie d'exploiter de nouvelles raies d'absorption : 118 GHz pour l'oxygène, 183 GHz pour la vapeur d'eau et vers 200 GHz pour l'ozone.

Compte tenu des faibles longueurs d'onde mises en jeu à de tels niveaux de fréquence, le développement de nouvelles fonctions requiert non seulement une excellente maîtrise technologique mais aussi une maîtrise de la phase de conception des dispositifs.

Les progrès récents en nanotechnologie, en caractérisation haute fréquence et en conception assistée par ordinateur ont modifié de manière importante la fabrication des composants aux fréquences millimétriques et sub-millimétriques.

Nous avons utilisé les technologies de micro-usinage de surface et de volume pour la fabrication de filtres à faible coût destinés à une intégration dans des satellites. Le premier chapitre présente une vue d'ensemble des filtres destinés aux télécommunications spatiales. Dans ce chapitre les différents types de lignes et de filtres, ainsi que leurs avantages et inconvénients ont été détaillés. On a ensuite mis l'accent sur le choix des technologies et l'intérêt du micro-usinage. La méthode de synthèse des filtres y est également expliquée.

Des filtres et des résonateurs à 19.825 GHz et à 150 GHz ont alors été conçus et réalisés dans les chapitres 2 et 3 pour des applications spatiales. A 19.825 GHz, l'objectif était de

Introduction générale

concevoir un filtre offrant de bonnes performances électromagnétiques (notamment en réjection) et dont les dimensions soient parfaitement compatibles avec un récepteur fabriqué par Thales Alenia Space. Autour de 150 GHz, plusieurs topologies et filtres ont été conçus. En exploitant le micro-usinage volumique du silicium, des filtres planaires couplés électriquement ont été étudiés. Les cavités contenant les résonateurs ont été analysées en trois dimensions, pour prédire parfaitement le comportement des filtres. Notre effort s'est ensuite orienté vers l'analyse de structures métalliques périodiques présentant des bandes interdites électromagnétiques. L'intérêt de ces structures est de permettre une augmentation du facteur de qualité des résonateurs. Un filtre 2 pôles à base de guide à structures périodiques a pu ainsi être conçu.

Le dernier chapitre de cette thèse est consacré aux dispositifs accordables. Le domaine sub-millimétrique a toujours été visé. Après une présentation des différentes technologies permettant l'accord fréquentiel, nous avons retenu l'intégration de capacités variables MEMS dans des cavités résonantes. Nous proposons ainsi une topologie offrant un bon facteur de qualité, une intégration aisée et un large accord fréquentiel.

CHAPITRE 1

FILTRES : METHODES DE SYNTHESE

Filtres : méthodes de synthèse

I. Introduction

Un filtre est utilisé dans les systèmes de communication pour sélectionner les signaux souhaités. La fonction de filtrage est la conséquence du phénomène de résonance à une fréquence fixe. En associant plusieurs résonateurs une réjection plus importante est obtenue hors de la bande passante du filtre. Les filtres sont utilisés en particulier dans les chaînes de transmission et de réception des satellites de télécommunication. Dans le contexte du filtrage haute fréquence, plusieurs technologies ont émergé pour pouvoir effectuer cette montée en fréquence. L'amélioration des performances électriques à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de GHz à quelques centaines et la réduction des coûts de fabrication sont des enjeux primordiaux.

Dans ce chapitre nous allons évoquer de manière générale les différents types de lignes et de filtres en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. L'accent sera ensuite mis sur le choix des technologies et l'intérêt du micro-usinage pour améliorer les performances.

Dans un premier temps, les systèmes d'excitation utilisés en radiofréquence, composés de guides d'ondes et de lignes distribuées, seront évoqués avec des exemples récents de travaux de recherche. Ensuite les différents types de filtres seront décrits en proposant des exemples correspondant à chaque type. Ils se divisent en deux catégories principales : les filtres volumiques et les filtres planaires. Auparavant, la théorie des filtres et la méthode de synthèse auront été introduites. A chaque gabarit, un type convenable de filtres devra ainsi être associé.

Dans la partie filtrage planaire, étant donné que les circuits planaires classiques souffrent d'importantes pertes d'insertion aux hautes fréquences les différentes techniques permettant d'améliorer le facteur de qualité (comme le micro-usinage, le filtrage actif, les supraconducteurs ...) seront présentées avec leur points forts et leur faiblesses. Nous insisterons surtout sur le micro-usinage qui est la technologie que nous avons retenue.

Dans une autre partie, comme l'augmentation du facteur de qualité est un élément primordial des recherches pour améliorer la performance des filtres, l'association de technologies planaires et volumiques donne des filtres quasi planaires qui présentent un facteur de qualité important avec les propriétés d'intégration avantageuses d'une structure planaire. Quelques exemples de travaux de recherche basés sur ces filtres sont montrés.

Une partie de ce chapitre est également consacrée au MEMS (Micro-Electro-Mechanical-System) qui connaissent une évolution très rapide et qui sont déjà intégrés dans plusieurs applications industrielles et médicales. Plusieurs types de MEMS existent, nous les détaillerons et en expliquerons le principe de fonctionnement.

Dans la dernière partie, des filtres mécaniques ou acoustiques comme les filtres piézoélectriques SAW (Surface Acoustic Wave) ou BAW (Bulk Acoustic Wave) seront présentés avec les technologies utilisées pour les fabriquer.

II. Systèmes d'excitation

Les ondes électromagnétiques sont transmises par différentes voies : filaires ou non filaires. Tout type de transmission va faire subir à l'onde des pertes qui vont l'atténuer. Plusieurs modes de propagation peuvent être excités suivant les dimensions choisies.

Les systèmes d'excitation transportent ces ondes électromagnétiques qui sont représentées sous forme de champ électrique ou champ magnétique puisque les deux champs sont liés par les équations de Maxwell. Ces champs vont servir pour coupler d'autres systèmes comme par exemple des résonateurs ou des guides. Deux types de couplages existent : le couplage électrique et le couplage magnétique.

Les systèmes d'excitation pour les ondes radios sont divisés en deux parties principales : les guides d'onde et les lignes distribuées.

II.1. Guides d'ondes

Un guide d'onde est un système qui sert à guider les ondes électromagnétiques ou les ondes acoustiques. Selon la taille du guide, celui ci peut être monomode, c'est-à-dire qu'il ne supporte qu'un mode ou alors multi-modes, c'est-à-dire qu'il va supporter plusieurs modes [1]. Un mode correspond à une configuration spatiale du champ électromagnétique. On peut citer

les modes transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM), pour lesquels le champ électrique et le champ magnétique constituant l'onde sont orthogonaux à la direction de propagation. Selon la répartition du champ, chaque mode voit un indice différent des matériaux constituant le guide d'onde dépendant de chaque mode. L'indice vu par chaque mode définit l'indice effectif.

Parmi les guides d'ondes courants, on peut citer les câbles coaxiaux, utilisés pour des fréquences allant de quelques dizaines de kilohertz (kHz) à plusieurs centaines de mégahertz (MHz)[2]. Ils sont constitués de deux conducteurs cylindriques de même axe, isolés électriquement l'un de l'autre. Ainsi, des courants électriques opposés parcourent les deux conducteurs, mais l'onde est localisée dans l'espace séparant les deux conducteurs et se propage dans le sens de la longueur du câble. Les câbles coaxiaux sont notamment utilisés pour relier une antenne parabolique et un démodulateur d'un ensemble de réception satellite pour la télévision (fréquence d'environ 1 GHz) ou encore l'amplificateur et l'antenne émettrice d'un radar militaire. L'usage du câble coaxial s'étend à toute application dans laquelle un signal doit subir un minimum de déformation et d'affaiblissement, ou à celles où l'élimination des interférences extérieures est prépondérante. L'utilisation des câbles coaxiaux aide à résoudre les problèmes que posent les lignes bifilaires : la construction des coaxiaux de deux conducteurs (conducteur central et blindage) séparés par un diélectrique empêche la réception de rayonnements et la fuite de l'onde électromagnétique. Les différents types de câbles coaxiaux et triaxiaux sont caractérisés par les matériaux de base utilisés (conducteurs et isolants), le diamètre du conducteur central, l'impédance caractéristique, la capacité, l'atténuation maximale et la gamme de fréquence employée.

Pour la propagation des ondes hyperfréquence (plusieurs gigahertz) le guide d'ondes peut être constitué d'un simple conducteur creux dans lequel l'onde se propage sans support physique[3]. Comme pour les ondes libres, la propagation des ondes y est régie par les équations de Maxwell. La géométrie interne du guide permet de définir une fréquence de coupure, qui est la fréquence minimale que doit avoir l'onde pour pouvoir se propager.

Les fibres optiques sont un autre exemple de guides d'ondes, pour des très hautes fréquences[4] : celles-ci permettent de transmettre un signal lumineux sur des distances de plusieurs milliers de kilomètres. Dans ce cas, c'est le phénomène de réflexion qui permet au rayon lumineux de rester à l'intérieur de la fibre : la distribution radiale de l'indice optique du

matériau est calculée de telle sorte que par réflexions successives le rayon lumineux soit toujours ramené vers le centre de la fibre et donc guidé par celle-ci.

La figure 1 montre différentes géométries de guide d'ondes.

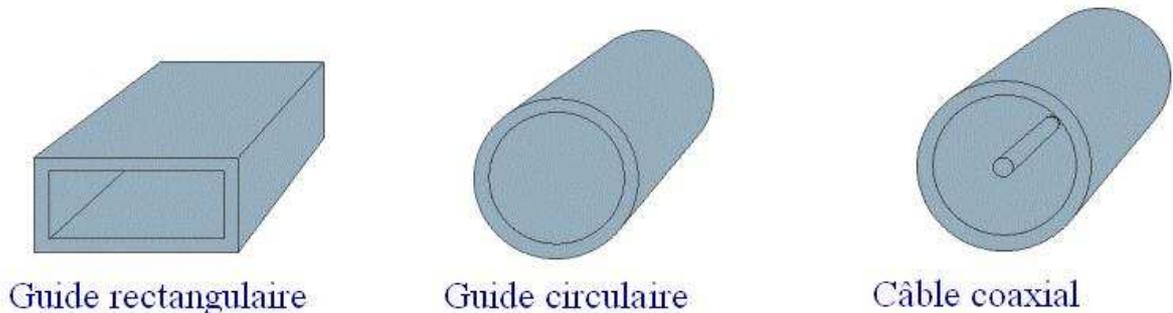


figure 1. Différentes structures de guide d'ondes.

II.2. Lignes de transmission

II.2.1. présentation

La miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement a donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information. De par leur encombrement réduit, leur faible poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel. La figure 2 montre les différents types de lignes planaires.

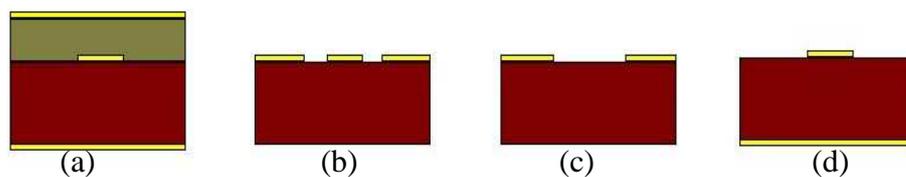


figure 2. Les différents types de lignes planaires

(a) La **ligne bande** (stripline) est assez volumineuse puisqu'elle fait intervenir deux plans de masse.

(b) La **ligne coplanaire** (CPW) [5] Elle possède trois bandes métalliques et deux fentes : Un conducteur du signal séparé par un gap d'air de deux lignes de masse. Une variante de cette ligne est la ligne coplanaire avec un plan de masse inférieur (GCPW) [6].

(c) La **ligne à fente** (slot line) [7] où deux conducteurs formant la ligne de transmission sont déposés sur la même face du substrat diélectrique.

(d) La **ligne microruban** [8] (ou encore microbande ou microstrip) comporte un substrat diélectrique métallisé sur la face arrière (le plan de masse) et un circuit métallisé sur la face avant.

On va s'intéresser plus particulièrement aux lignes microrubans et aux lignes coplanaires qui seront utilisées pour exciter nos systèmes. En hautes fréquences ces lignes seront traitées d'une manière particulière pour éviter des modes parasites susceptibles de s'installer. Les inconvénients majeurs de ces lignes par rapport aux guides sont la puissance maximale qu'elles peuvent supporter et les pertes d'insertion engendrées.

II.2.2. La ligne microruban

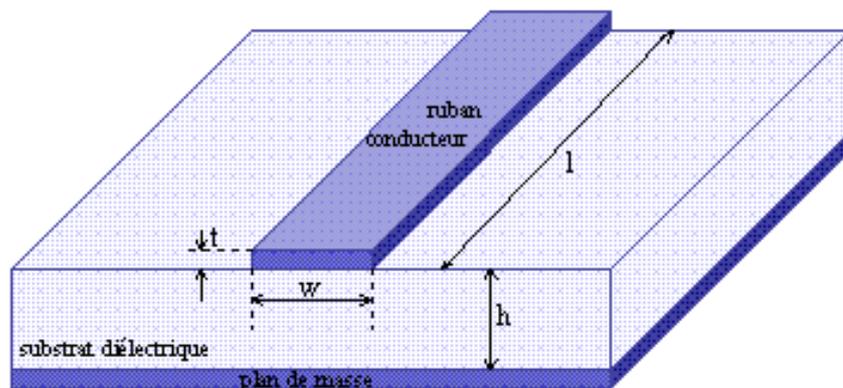


figure 3. constitution d'une ligne microruban

Cette ligne, présentée figure 3, est composée d'un conducteur métallique placé sur un substrat qui le sépare d'un plan de masse. Le mode dominant dans cette ligne est un mode quasi TEM (Transverse Electro-Magnétique), c'est à dire que les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne transmettant le signal. L'impédance caractéristique d'une ligne microruban dépend de ses dimensions et de la nature du substrat

isolant. Cette ligne présente des pertes métalliques, diélectriques et par rayonnement. Ces dernières peuvent être éliminées par le blindage de la structure.

II.2.3. La ligne coplanaire

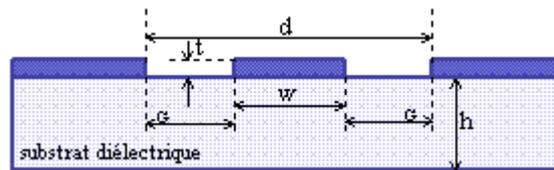


figure 4. ligne coplanaire

Cette ligne, montrée figure 4, est composée d'un conducteur métallique entouré par deux lignes de masse reliées. Elle pourra avoir un plan de masse inférieur et dans ce cas s'appellera ligne coplanaire avec plan de masse.

Cette structure supporte deux modes de propagation : un mode pair quasi TE encore appelé mode de fente et un mode impair quasi-TEM encore appelé mode coplanaire. Ce dernier mode nous intéresse à cause de sa faible dispersion en fréquence. Le mode de propagation de la ligne dépend de ses dimensions. Pour éviter les modes pairs, il faut satisfaire les conditions suivantes :

$$\text{equ.1} \quad d \leq \lambda d / 10$$

avec $\lambda d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$

ϵ_r : permittivité relative

λ_0 : longueur d'onde dans le vide

λd : longueur d'onde dans le diélectrique

$$\text{equ.2} \quad d \ll h$$

L'un de ses principaux avantages est que les autres circuits peuvent être montés sur le haut du circuit, avec un report beaucoup plus simple, que dans le cas du microruban des plans de masse. De plus, elle fonctionne bien en hautes fréquences (100 GHz ou plus) car le branchement à une ligne coplanaire n'implique pas de discontinuités parasites dans le plan de masse. L'impédance caractéristique de cette ligne dépend de la largeur de la ligne centrale, du gap entre cette ligne et les lignes de masse et également des propriétés et des dimensions du

substrat. Des lignes avec de petites largeurs w et de petits gaps G seront utilisées pour monter en fréquence et ainsi éviter les modes parasites.

Les lignes coplanaires s'adaptent mieux que la ligne microruban à l'intégration d'éléments passifs aussi bien en série qu'en parallèle ainsi qu'aux techniques d'assemblage flip chip. Par contre, les pertes des lignes microrubans sont plus faibles que celles des lignes coplanaires. Le choix du type de ligne dépendra ainsi des besoins de l'application. Par exemple dans le cas de filtres quart d'ondes court-circuités les lignes coplanaires sont plus intéressantes parce que leur plan de masse se trouve dans le même plan que le conducteur du signal.

Par contre, si la structure est de type demi-onde il peut être préférable de l'exciter en utilisant des lignes microrubans. Comme la mesure des circuits s'effectue souvent sous pointes il est alors nécessaire d'ajouter une transition coplanaire microruban.

Nous avons choisi de travailler avec les lignes distribuées plutôt que des guides d'onde à cause de leur facilité d'intégration et de leur faible coût et pour pouvoir facilement mesurer nos circuits.

III. Filtres

Les filtres sont intégrés dans tous les systèmes de télécommunication (radio, télévision, téléphone mobile, satellite de communications...), et les systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...). Ils atténuent les signaux non désirés et laissent passer les signaux utiles.

Après avoir vu comment nous excitons nos circuits résonants, nous allons maintenant regarder comment fonctionnent ces circuits ainsi que les différents types de filtres qui existent. Nous nous intéressons plus particulièrement dans ce travail aux filtres passe bande passifs. Les filtres hyperfréquences réalisés à l'aide d'éléments distribués tels que les lignes de transmission, les guides d'ondes rectangulaires et circulaires et les cavités diélectriques sont décrits.

Les points forts et les limites de chaque type sont mis en avant.

III.1. Théorie des filtres

Un filtre est un circuit électronique, caractérisé par une fonction de transfert, qui réalise une opération de traitement du signal. Il se base sur le couplage entre plusieurs cellules résonantes qui forment finalement un certain gabarit en terme de pertes, de transmission et de réflexion. Il atténue certaines composantes d'un signal sur une bande de fréquence et en laisse passer d'autres dans une autre bande de fréquence appelée bande passante.

Les filtres sont classés par type comme étant passe haut, passe bas, passe bande et coupe bande ou par technologies en étant passif, actif, mécanique ou numérique.

Un **filtre passe-bas** est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe-haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe-bande. Donc, Un **filtre passe-bande** est un filtre ne laissant passer qu'une bande ou intervalle de fréquences compris entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute.

Les spécifications demandées au filtre varient selon les applications visées. Elles sont décrites dans un cahier des charges (gabarit) à partir duquel un circuit satisfaisant ces spécifications va être construit. Une étape intermédiaire importante est la construction de la fonction de transfert du circuit. Plusieurs types de filtres sont disponibles avec des caractéristiques différentes (pertes, ondulation, adaptation et réjection). Après le choix du type adéquat, la fonction de transfert est déduite. A partir du modèle choisi et du gabarit souhaité la matrice de couplage idéale M_{ij} est extraite. Finalement la dernière étape est celle de la conception et de l'optimisation du circuit électromagnétique. Les dimensions sont optimisées pour respecter la matrice idéale.

III.1.1. Notion de la fonction de transfert [9]

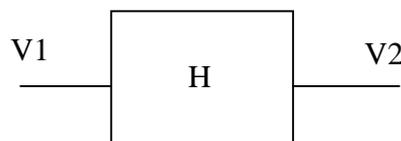


figure 5. Fonction de transfert H

Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre l'entrée et la sortie du filtre.

$$\text{equ.3} \quad H(j\omega) = \frac{V_2}{V_1}$$

Par exemple pour le filtre passe bas de second ordre la fonction de transfert est la suivante :

$$\text{equ.4} \quad H(p) = \frac{1}{1 + 2m \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

avec $p=j\omega$, m l'amortissement et $\omega_0 = 2\pi f_0$ pulsation propre, f_0 la fréquence de résonance.

Pour le filtre passe bande de second ordre la fonction de transfert est la suivante :

$$\text{equ.5} \quad H(p) = \frac{2m \frac{P}{\omega_0}}{1 + 2m \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

III.1.2. Cahier de charge : gabarit

Un filtre idéal, avec un gain constant dans la bande de transmission et un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer avec une transition abrupte entre les deux bandes, est impossible à réaliser. Ainsi nous nous contentons d'approcher cette réponse idéale en conservant une atténuation inférieure à A_{\max} (D_{ond}) dans la bande passante et une atténuation supérieure à A_{\min} (Att) hors bande (bande atténuée) (figure 6).

Cela conduit ainsi à définir un gabarit présentant des zones interdites et des zones dans lesquelles devront impérativement se situer les courbes représentant l'atténuation du filtre en fonction de la fréquence. Le gabarit doit donc préciser les limites de tolérance pour les différents éléments du filtre à savoir :

- La ou les fréquences de coupure F_c ou F_{c1}, F_{c2}
- L'atténuation dans la bande coupée Att en dB
- L'ondulation dans la bande passante en dB

- La largeur de la bande de transition située entre la fréquence de coupure et la zone atténuée car la coupure d'un filtre n'est jamais parfaite Df_{trans} .

La figure 6 illustre les différentes notations de gabarits suivant les filtres. $A(\text{dB})$ représente l'atténuation en dB.

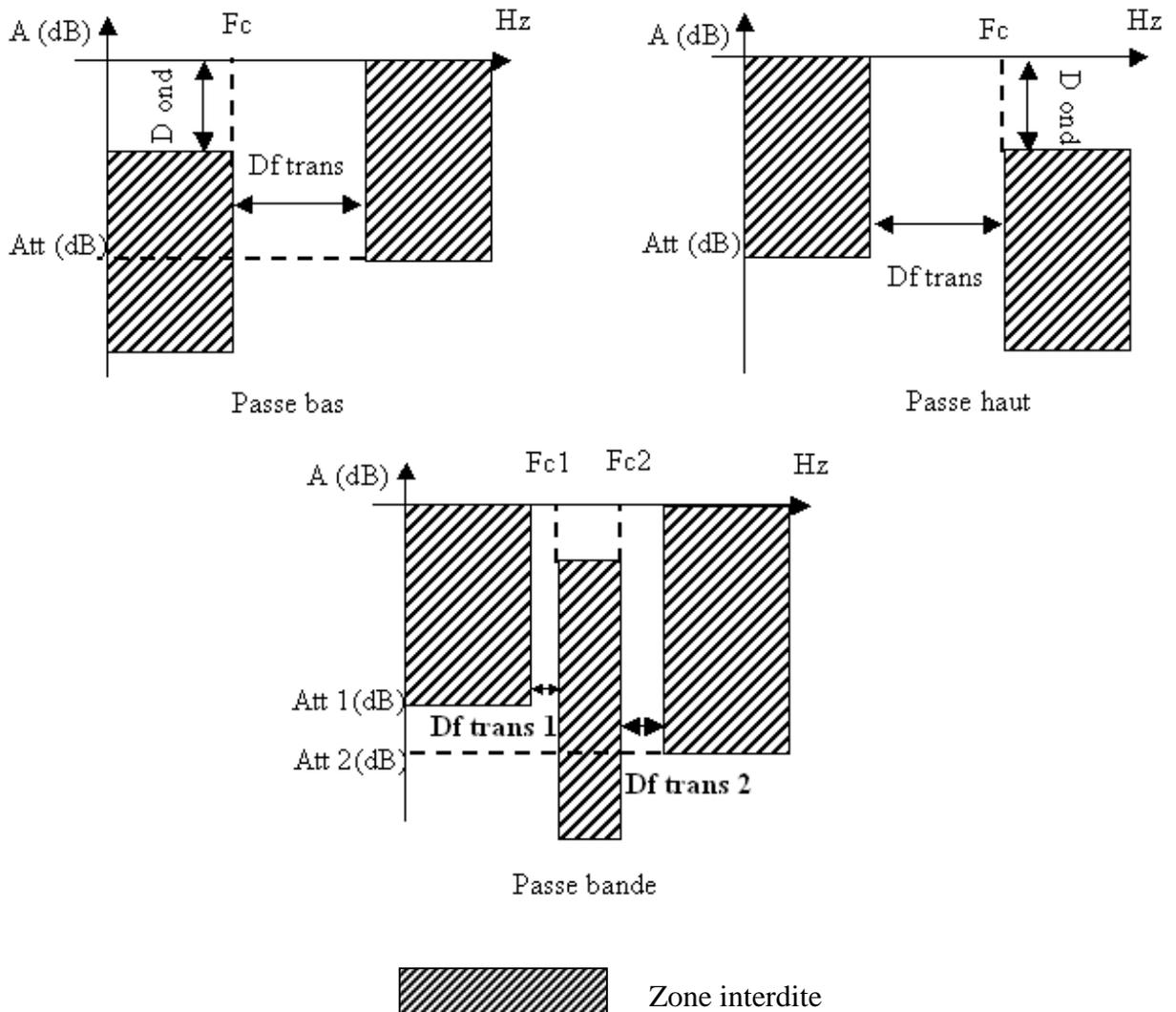


figure 6. Gabarit des différents types de filtres

III.1.3. Notion de bande passante d'un filtre passe bande [10]

La bande passante BP d'un filtre passe-bande est l'intervalle de pulsations $[\omega_b, \omega_h]$ qui correspond aux pulsations telles que le gain soit au plus à 3 décibels en dessous du gain maximum (figure 7).

$$G(\omega_h) = G(\omega_b) = G(\omega_0) - 3,$$

et

$$BP = [\omega_b, \omega_h]$$

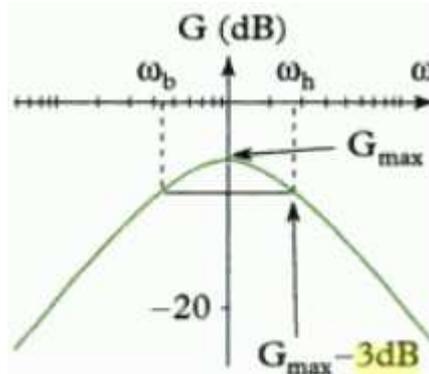


figure 7. définition de la bande passante à 3 dB

III.1.4. Synthèse de filtres passe bande [11][12]

Pour concevoir un filtre obéissant à un certain gabarit ou cahier de charge, on a recours à plusieurs modèles. Il s'agit de choisir, à partir de ces spécifications, la fonction de transfert adéquate. Plusieurs modèles existent pour la synthèse de filtre analogique comme les modèles de Tchébychev, Butterworth, Elliptique ou Tchébychev inversé.

III.1.4.1. Filtre Butterworth [13]

Un **filtre de Butterworth** est un type de modèle de filtre linéaire, conçu pour posséder un gain aussi constant que possible dans sa bande passante. Ces filtres sont nommés d'après l'ingénieur britannique Stephen Butterworth qui les a décrits pour la première fois [14].

III.1.4.2. Filtre Tchébychev [15]

Les **filtres de Tchébychev** sont un type de filtre caractérisé par l'acceptation d'une ondulation, ou bien en bande passante ou bien en bande atténuée. Dans le premier cas, ce sont des filtres de Tchébychev de type 1 ou directs, dans le second, de filtres de Tchébychev de type 2 ou inverses.

III.1.4.3. Filtre Elliptique [16]

Les filtres qui présentent une ondulation à la fois en bande passante et en bande atténuée sont appelés filtres elliptiques.

III.1.4.4. Méthode du choix du modèle

La figure 8 montre le raisonnement à suivre pour choisir entre ces types de filtres analogiques selon l'application et le gabarit souhaités.

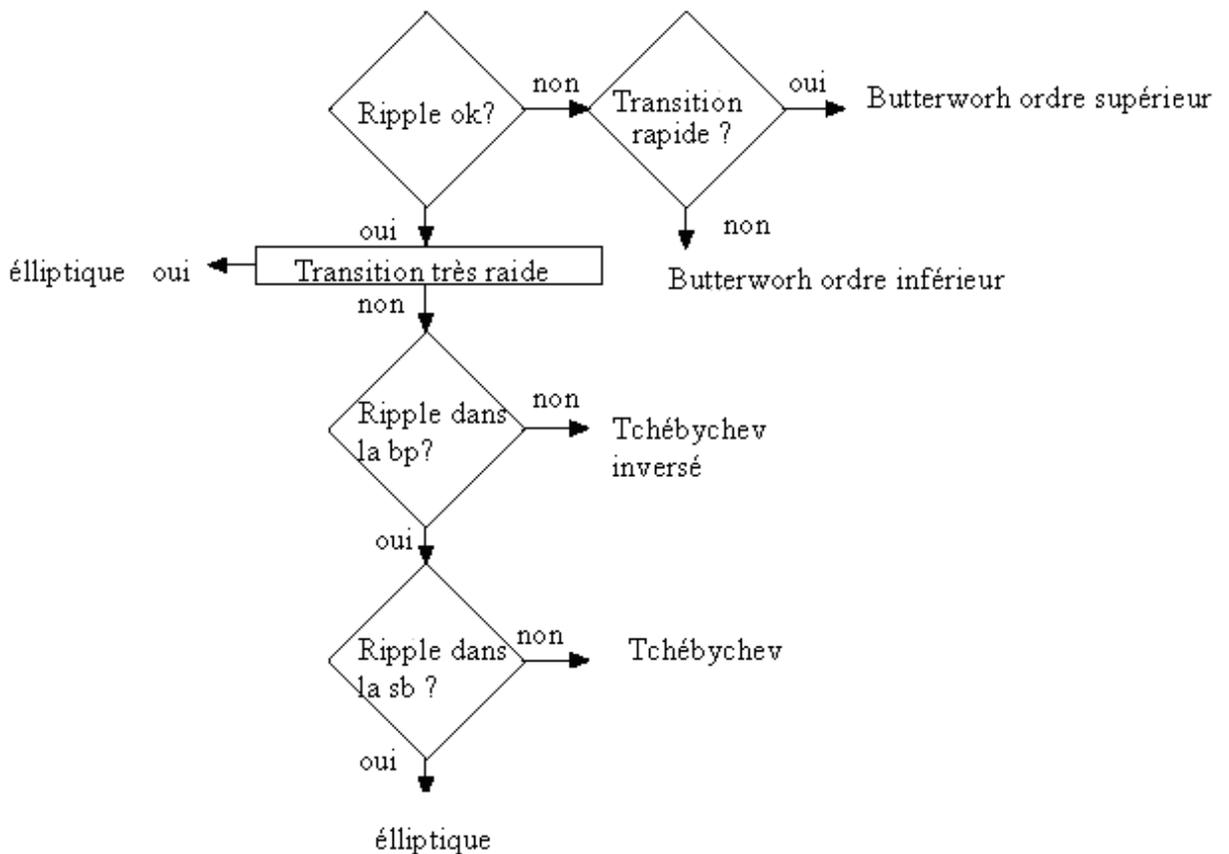


figure 8. Méthode de détermination du filtre convenable

Avec bp : bande passante

sb : stop-bande

Si les ondulations ne sont pas permises du tout dans la bande passante, le seul type à utiliser est Butterworth. Si les ondulations sont permises dans les deux pentes et si une pente très raide est requise le filtre elliptique est un bon choix puisqu'il présente la pente la plus raide. Par contre, si une pente raide est requise et que les ondulations sont permises sur une

seule bande (bande passante ou bande stoppée) alors la solution sera d'utiliser un Tchébychev.

La figure 9 montre la comparaison entre ces modèles en terme de gain normalisé en fonction de fréquence normalisée.

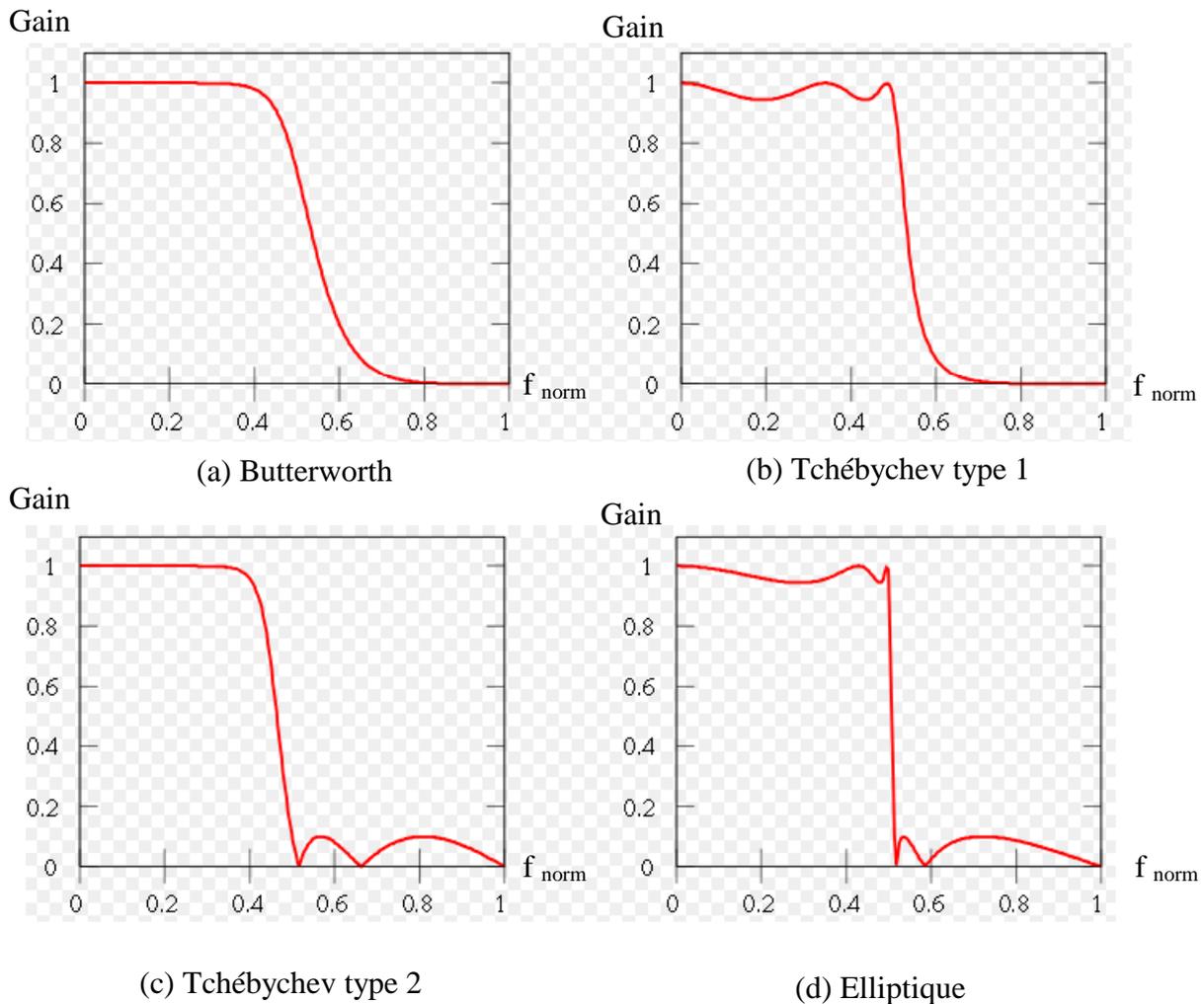


figure 9. Diagramme de Bode des gains normalisés (a) d'un filtre de Butterworth, (b) d'un filtre de Tcheychev de type 1, (c) d'un filtre de Tcheychev de type 2 et (d) d'un filtre elliptique

Par comparaison avec les filtres de Tchébychev ou elliptiques, les filtres de Butterworth ont une réjection plus faible qui implique d'utiliser un ordre plus important pour une implantation particulière. Leur gain est en revanche nettement plus constant dans la bande passante. Les filtres Tchébychev et elliptiques sont utilisés lorsqu'une transition raide est requise. Les filtres Tchébychev présentent une ondulation dans la bande passante au contraire

des filtres Tchébychev inverse ou type 2 qui présentent une ondulation ou ripple dans la bande de réjection. Les filtres elliptiques, malgré leur meilleure sélectivité, présentent une ondulation dans les deux bandes et sont souvent plus difficiles à régler.

III.1.5. Filtre passe bas prototype

Quel que soit le type de filtre (dans la famille des passe bas, passe haut, passe bande et coupe bande), le travail de calcul de la fonction de transfert se fera sur un filtre passe bas représentatif du filtre à construire : c'est son filtre passe bas prototype. Il existe en effet des transpositions entre les fonctions de transfert d'un filtre passe bas et chacun des trois autres types.

C'est une simplification considérable qui est justifiée par le fait que l'on recherche à représenter les spécifications d'un filtre par un gabarit simplifié symétrique.

En effet, ces transformations s'appliquent aussi bien aux gabarits qu'aux fonctions de transfert et aux impédances.

Si l'on veut réaliser un filtre passe-haut, passe-bande ou coupe-bande dont les paramètres sont A_{max} , A_{min} et une sélectivité k , il suffit alors d'étudier le filtre prototype passe-bas défini par ces mêmes paramètres et d'en transposer la fonction de transfert.

Dans un premier temps on détermine le modèle passe bas nécessaire. A partir du modèle passe bas choisi, une transformation, à l'aide d'un changement de variable pour obtenir le filtre passe bande, est réalisée par la relation suivante :

$$equ.6 \quad \frac{p}{W_0} \Leftrightarrow \frac{1}{\gamma_p} \left(-\frac{p}{W_0} + \frac{W_0}{p} \right)$$

avec γ_p : bande passante

III.1.6. Notion de modèle électrique d'un résonateur

Un filtre passe bande passif peut être obtenu par l'utilisation d'un circuit RLC série ou parallèle. Le modèle électrique est le suivant :

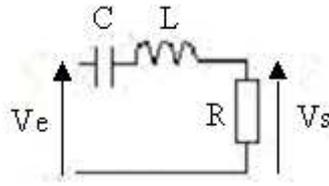


figure 10. Modèle RLC série résonant

la fonction de transfert est dans ce cas :

$$\begin{aligned}
 \text{equ.7} \quad F(j\omega) &= \frac{1}{1 + j\left(\frac{L}{R}\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} \\
 \text{avec} \quad \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}}
 \end{aligned}$$

Le circuit RLC est constitué d'une résistance, d'une inductance et d'une capacité. C'est un circuit résonant à ω_0 (f_0) et caractérisé par son facteur de qualité Q . La fréquence de résonance f_0 est déduite de l'expression de la pulsation :

$$\text{equ.8} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Pour un filtre passe bande le rapport $\frac{R}{2L}$ est utilisé pour régler la valeur de la bande passante. Plus ce rapport augmente plus la bande passante s'élargira.

III.1.7. Utilisation des paramètres de couplage extraits à partir de la matrice idéale

Après le choix du modèle de filtre analogique fait suivant les performances requises par le cahier des charges, on extrait les paramètres M_{ij} et K_{ij} de la matrice idéale de couplage. La matrice de couplage $[k]$ contient les valeurs de couplages entre les différents éléments résonants du filtre. Les coefficients de qualité extérieurs d'entrée Q_{e_e} et de sortie Q_{e_s} représentent les couplages au niveau des systèmes d'excitation. Pour chaque fonction de transfert saisie, un logiciel développé à XLIM calcule la matrice de couplage $[M]$ et les résistances d'entrée R_e et de sortie R_s . Ces trois données sont normalisées par rapport à la fréquence centrale f_0 et la bande passante équiondulation Δf . A partir de ces paramètres, on

déduit les valeurs de deux éléments primordiaux pour la conception des filtres. Les coefficients de couplage inter-résonateurs k_{ij} sont reliés aux termes M_{ij} par l'équation :

$$equ.9 \quad k_{ij} = \frac{M_{ij} \otimes \Delta f}{f_0}$$

Les coefficients de qualité extérieurs Q_{ee} et Q_{es} sont respectivement rattachés aux résistances R_e et R_s par les équations suivantes :

$$equ.10 \quad Q_{ee} = \frac{f_0}{\Delta f \otimes R_e}$$

$$equ.11 \quad Q_{es} = \frac{f_0}{\Delta f \otimes R_s}$$

Si le filtre est symétrique, les facteurs de qualité extérieurs d'entrée et de sortie sont identiques et les coefficients de couplage inter-résonateurs symétriques sont égaux.

b. Q_{ext}

le facteur de qualité extérieur nous permet de calculer la distance de couplage entre les entrées/sorties et les résonateurs.

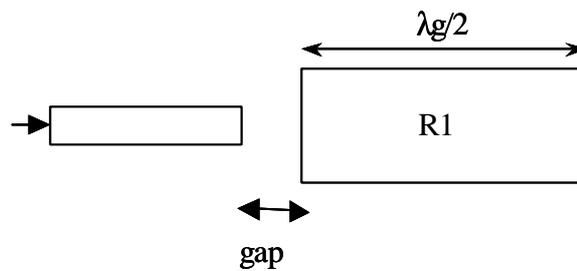


figure 11. Modèle pour la simulation de Q_{ext}

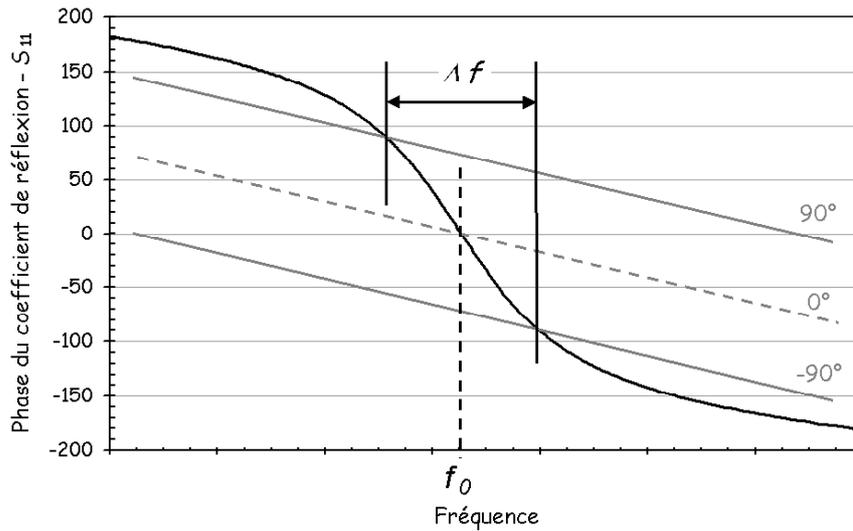


figure 12. Phase de S11

Un résonateur couplé est simulé (figure 11) pour extraire la courbe de la phase du coefficient de réflexion S_{11} comme le montre la figure 12. Q_{ext} est calculé en suivant la formule suivante :

$$equ.12 \quad Q_{ext} = f_0 / \Delta f$$

Avec Δf : la différence entre les deux fréquences correspondant à la phase $(-90^\circ ; +90^\circ)$.

c. Kij

le coefficient de couplage inter-résonateur nous permet de calculer la distance inter-résonateur.

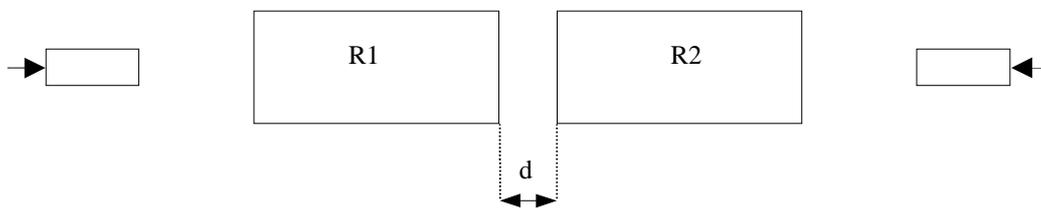


figure 13. Découplage des résonateurs

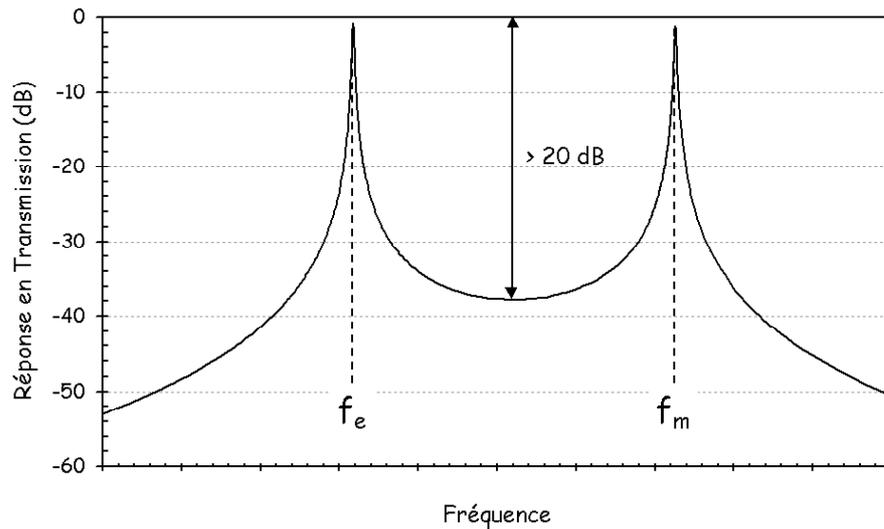


figure 14. Coefficient de transmission S_{12}

K_{ij} est calculé à partir de la formule de l'équation 13 en utilisant le modèle de la figure 13 qui est formé de deux résonateurs découplés et la courbe de la figure 14.

$$\text{equ.13} \quad k_{ij} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2}$$

Cette partie est relative au modèle conçu donc au type de filtre qu'il soit planaire, volumique ou quasi planaire. Il est choisi avant l'étape d'optimisation suivant des critères de facteur de qualité à vide, de coût de production, de possibilité d'intégration dans un système et d'encombrement. Ensuite les dimensions de ce modèle sont optimisées pour obtenir le gabarit de spécifications.

Dans la partie suivante, les différents types de filtres sont décrits avec leurs avantages et leurs inconvénients. Il existe des filtres planaires, volumiques et quasi planaires. Des technologies d'amélioration des filtres planaires sont également proposées.

En plus de ces filtres classiques, il y a eu récemment l'apparition de filtres MEMS [17] ou de filtres acoustiques [18]. Plusieurs travaux de recherche qui se concentrent sur ces thèmes sont présentés.

III.2. Filtres planaires

Les filtres planaires sont constitués de lignes métallisées considérées comme résonateur avec une longueur proportionnelle à la longueur de l'onde à la fréquence de travail. Les

couplages sont capacitifs ou selfiques suivant la géométrie des lignes et leur position. Ces lignes peuvent être repliées pour réduire l'encombrement : différentes formes et façons ont été évoquées dans la littérature[19]. Il existe différents types de filtres planaires avec des éléments distribués comme :

III.2.1. Filtres coplanaires CPW [20][21]

Ils sont basés sur le principe de la ligne coplanaire. Plusieurs travaux de recherche dans la littérature ont utilisé la technique coplanaire pour concevoir des filtres. L'un des gros avantages de ces filtres est la facilité d'intégration et de report d'autres structures, comme les MMIC, avec une connexion par bumps et report flip-chip [22]. Mais la conception de fonctions de filtrage complexes est délicate avec cette technologie.

Un exemple de filtre coplanaire 2 pôle avec des résonateurs quart d'onde est montré figure 15

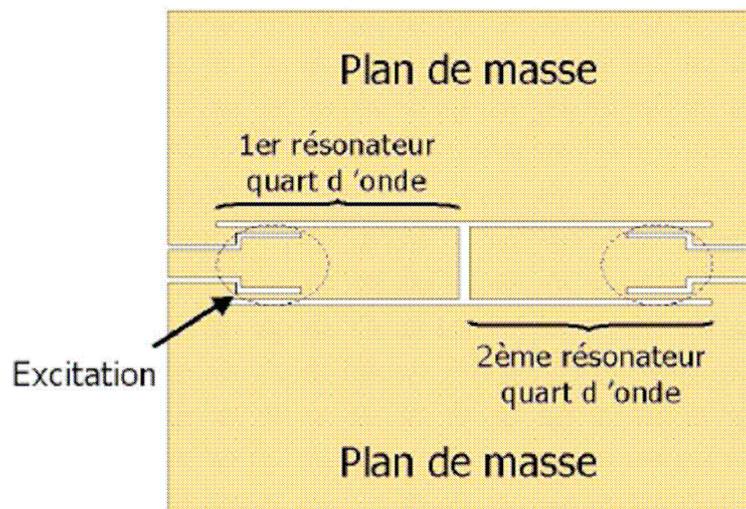


figure 15. Filtre 2 pôles coplanaire à base de résonateurs quart d'onde

III.2.2. Filtres microrubans [23][24]

Ils sont basés sur le principe de la ligne microruban.

Bien que ces filtres aient l'avantage d'être facilement intégrables, d'avoir un faible coût de production et un encombrement réduit, en travaillant en hautes fréquences, ces circuits vont subir des pertes, Des techniques d'amélioration sont alors nécessaires.

Les pertes peuvent être regroupées en trois catégories.

Les pertes par rayonnement apparaissent et augmentent avec la fréquence. Ces pertes peuvent prendre plusieurs formes : modes de substrat, rayonnement vers l'extérieur ou excitation des modes de boîtier. Pour limiter ces phénomènes, des substrats de faible épaisseur et de faible permittivité peuvent être utilisés pour diminuer les dimensions transverses des circuits. Le blindage des structures micro-usinées permettra d'éliminer leur rayonnement.

Les pertes métalliques augmentent dès lors que l'on diminue les dimensions transverses des circuits, coplanaires ou micro-ruban, pour éviter l'apparition de modes supérieurs.

Les pertes diélectriques : chaque matériau est caractérisé par une tangente de pertes $\text{tg}\delta$ qui est à l'origine des pertes diélectriques.

Avec ces différentes pertes, l'utilisation des structures planaires est limitée malgré leurs avantages. D'où l'intérêt de l'utilisation d'éléments actifs, du micro-usinage ou des matériaux supraconducteurs qui vont permettre la réduction des pertes d'insertion et ainsi augmenter le facteur de qualité des structures planaires.

III.2.3. Amélioration des structures planaires

III.2.3.1. Filtres actifs

Les filtres sont d'habitude constitués d'éléments passifs. L'utilisation de filtres actifs, dans lesquels un amplificateur est placé en rétroaction permet de compenser les pertes dans le résonateur [25]. De plus, en augmentant la sélectivité nous allons diminuer les pertes. Les filtres actifs sont également facilement accordables [26]. L'intérêt principal des filtres actifs réside dans leur faible coût. Cependant de nouveaux problèmes vont alors apparaître : consommation des éléments actifs, stabilité thermique, augmentation du facteur de bruit... Le niveau de bruit et la présence de tensions d'offset peuvent aussi en limiter les domaines d'application qui se situent de toute façon dans les gammes de fréquence de fonctionnement des composants actifs utilisés. Ce bruit parasite, au-delà d'un certain seuil, peut être gênant. Toutefois il peut souvent être maîtrisé.

III.2.3.2. Supraconducteurs [27]

La théorie complète de la supraconductivité a été proposée en 1957 par **Schrieffer**.

Un supraconducteur est un matériau qui, lorsqu'il est refroidi en dessous d'une température critique T_c , présente deux propriétés caractéristiques, qui sont :

une résistance nulle ;

un diamagnétisme parfait.

Bien que l'utilisation des supraconducteurs soit limitée par la basse température qu'ils nécessitent, il n'en reste pas moins que les scientifiques leur ont trouvé des applications très diversifiées que ce soit dans les domaines de l'environnement, de la médecine, de l'ingénierie ou de l'électronique [28][29].

Les filtres supraconducteurs présentent des pertes extrêmement faibles à cause de leur faible résistivité [30]. On utilise certaines géométries de films minces supraconducteurs dans la conception de filtres à bande très faible (<1% de bande relative). On les utilise le plus souvent en télécommunications ou dans les radars. Ils sont utilisés dans les stations de base de circuits téléphoniques puisque leur emploi réduit sensiblement l'interruption de communication et améliore de 30 % la qualité.

Les matériaux supraconducteurs, permettront d'obtenir de très fortes sélectivités. Par exemple, si un résonateur microruban de longueur électrique $\lambda/2$ fabriqué au moyen de films d'or sur un substrat d'aluminate de lanthane possède un facteur de qualité à vide de 400 à 4 GHz, le remplacement du métal ordinaire par un supraconducteur conduit à un Q_0 d'environ 30000 [31]. Un autre exemple est une cavité dont les parois intérieures sont revêtues d'une couche d'YBaCuO et qui fonctionne à 5,66 GHz sur le mode TE₀₁₁ avec un facteur de qualité à vide de 715000 à 77 K [32][33]. Cependant leur problème est qu'ils sont très coûteux par rapport à des filtres conventionnels. De plus ils doivent être mis dans un système de refroidissement (un système cryogénique doit être intégré autour du filtre, augmentant le volume et le poids du système).

III.2.3.3. Micro-usinage [34]

L'application du micro-usinage pour les circuits millimétriques et micro-ondes a été explorée en 1979 avec la fabrication d'une antenne micro-usinée de 2.5 THz sur un substrat de silicium [35]. Le micro-usinage permet la fabrication de composants mais aussi l'intégration de circuits [36].

Le silicium (Si) offre des propriétés de gravure anisotrope à faible coût. Le principe d'usiner des formes de très petites tailles ou avec des précisions très importantes n'est pas limité au Silicium, il peut s'appliquer à d'autres types de substrat (Arséniure de Gallium,...)[37].

Il y a deux types de micro-usinage : le premier en volume et l'autre en surface. On utilise pour fabriquer nos filtres le micro-usinage en volume. Ce dernier consiste à graver le substrat pour suspendre les circuits. Généralement, les substrats sont en silicium. La gravure peut se faire par voie humide ou sèche.

a. Usinage isotropique du silicium

L'usinage chimique est bien connu et largement utilisé en microélectronique dans la préparation des substrats de silicium. Le mélange HNO_3 /HF est le plus utilisé. Il procède par un mécanisme cyclique d'oxydation et d'attaque de la couche formée. C'est un usinage isotropique car il est peu ou pas sensible à l'orientation cristalline du silicium. Plus important pour les microsystèmes est l'usinage anisotropique.

b. Usinage anisotropique du silicium

C'est un procédé par voie humide utilisé depuis de nombreuses années. Les microsystèmes en font un procédé essentiel pour la réalisation de membranes ou de poutres en silicium massif. La figure 16 montre un procédé classique d'attaque anisotropique : sur une surface de silicium $\langle 100 \rangle$, une ouverture est pratiquée dans une couche protectrice, le plus souvent SiO_2 , Si_3N_4 ou métal. L'attaque s'effectue par les radicaux (OH) présents dans le mélange qui fragilise les liaisons Si—Si, dans les directions de moindre densité. La face $\langle 111 \rangle$ apparaît la plus lente à attaquer et détermine ainsi la forme finale de la cavité.

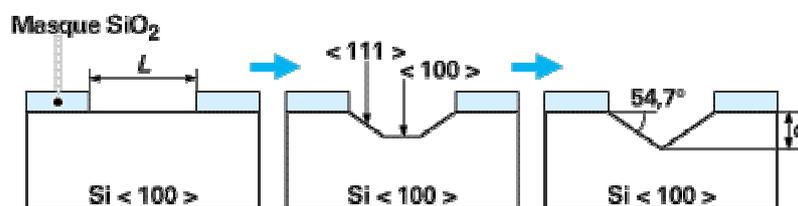


figure 16. Forme typique d'une cavité réalisée par gravure anisotropique dans la direction $\langle 100 \rangle$

La performance des circuits avec des constantes diélectriques importantes est limitée par les modes de substrat; un effet qui augmente avec f^3 et $(\epsilon_r - 1)^2$. Les composants planaires sont aussi sujets aux pertes diélectriques qui augmentent avec la fréquence.

Une façon de résoudre ce problème explorée premièrement par G.M. Rebeiz et L. Katehi en 1991 [38] est d'intégrer les circuits sur une fine membrane ($\epsilon_{\text{eff}}=1$) en supprimant le substrat par une attaque chimique comme le montre la figure 17 :

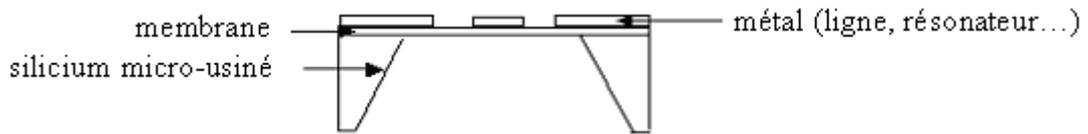


figure 17. Structure suspendue

L'utilisation de deux autres substrats de Si micro-usinés, permet de blinder complètement la structure et ainsi de minimiser les pertes par rayonnement comme le montre la figure 18:

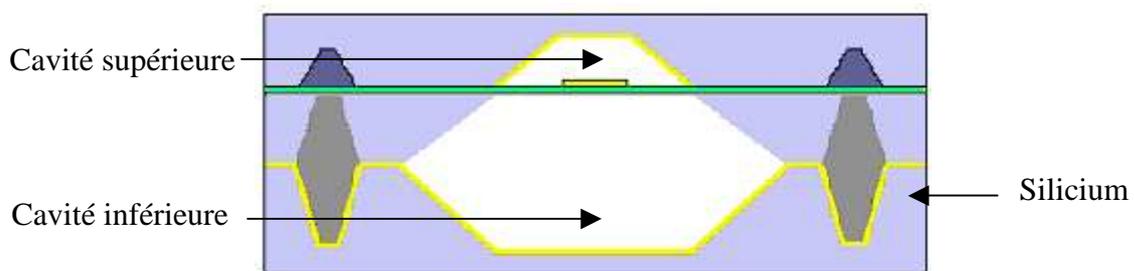


figure 18. Filtre packagé

La propagation des champs ayant lieu dans l'air, les pertes diélectriques seront aussi évitées. Cette structure permet alors d'avoir une propagation quasiment sans dispersion. Pour réduire les pertes ohmiques il suffit d'augmenter la largeur de la ligne de transmission.

Il existe deux techniques pour réaliser les circuits sur membrane.

c. La gravure humide [39]

La gravure par voie humide se fait par attaque chimique en solution aqueuse. Dans de très nombreuses filières technologiques, la gravure humide est utilisée majoritairement car son coût est peu élevé et elle est relativement simple à mettre en oeuvre. Mais le taux de gravure dépend de l'orientation des plans. Les flancs réalisés par cette technique sont inclinés (angle 54.7°). Les principales solutions de gravure sont le Tétra Methyl Ammonium Hydroxyde (TMAH) et l'Hydroxyde de Potassium ou Potasse (KOH).

d. La gravure sèche : RIE et DRIE [40]

La gravure sèche est une gravure plasma dans laquelle interviennent à la fois des effets d'attaque chimique et de bombardement ionique, elle est appelée Reactive Ion Etching. Cette technique réduit les restrictions géométriques et permet de développer des guides d'ondes avec des parois latérales verticales. Le processus est initié quand un champ électrique est appliqué à un gaz. Des électrons libres accélérés par le champ électrique percutent les molécules pour les ioniser, de nouveaux électrons sont libérés qui vont, à leur tour, percuter des molécules et ainsi de suite.

La DRIE (Deep Reactive Ion Etching) est une amélioration du principe de la RIE qui permet d'améliorer l'anisotropie et la vitesse de gravure du processus. Néanmoins, cette technique est onéreuse demande des équipements qui n'existent pas à XLIM.

La technologie de micro-usinage par voie humide a été adoptée pour la réalisation de nos filtres passe bande faibles pertes puisqu'elle est simple et parfaitement maîtrisée dans notre laboratoire et ne nécessite pas de lourds moyens de mise en œuvre. D'excellentes performances ont été atteintes avec l'utilisation de cette technologie [41][42].

Cette technologie est aussi utilisée pour micro-usiner des structures volumiques ou quasi-planaires pour retrouver des propriétés d'intégration et de faible encombrement.

Dans la suite les structures volumiques et quasi planaires, micro-usinées ou non, sont présentées avec leur avantages et inconvénients.

III.3. Filtres volumiques

Les filtres volumiques sont principalement utilisés pour leurs performances électriques remarquables. Les grandes familles sont :

Les guides d'ondes

Les cavités métalliques

Les résonateurs diélectriques

Leurs facteurs de qualité à vide sont très élevés (plusieurs milliers (5000-10000) pour les filtres guides d'ondes ce qui permet à ces filtres d'obtenir des réponses présentant de

faibles pertes en étant sélectifs. De plus, ils peuvent supporter de fortes puissances ce qui les rend attractifs pour les communications spatiales.

III.3.1. Filtres à base de guides

Les filtres à base de guides peuvent être de type métallique [43], finline [44], filtre à iris inductives [45] [46] ou filtres à structures périodiques [47]. Les insertions métalliques peuvent être fabriquées par les techniques bas coût de photolithographie ou de précision moulante avec laquelle les insertions sont coupées avec une grande précision.

Le filtre à iris inductives (figure 19), comparé aux filtres finline et métalliques, est plus petit en taille car les longueurs des éléments sont juste égales aux épaisseurs des iris. Une façon d'améliorer les performances est d'utiliser des iris résonantes couplées comme le montre la figure 19.

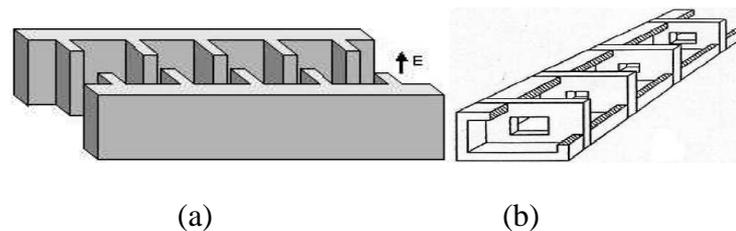


figure 19. Filtres (a) à iris inductives, (b) à iris résonantes

En 1915 le miroir de Bragg, qui permet de réfléchir 99% de la lumière incidente, a été inventé. Ce miroir est constitué d'une alternance de couches avec différents indices de réfraction. Ensuite, Léon Brillouin décrit dans son livre en 1946 la propagation des ondes électromagnétiques dans les structures périodiques [48]. La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu périodique est fortement perturbée pour certaines longueurs d'onde bien précises alors que le matériau est transparent aux autres longueurs d'ondes

Tout matériau artificiel ou guide d'onde possédant cette propriété peut être considéré comme un BIE (bande interdite électromagnétique). Dans la plupart des cas, il est périodique (ou quasi-périodique) et fait intervenir des conditions de résonances (interférences alternativement constructives et destructives). D'un point de vue plus général, dans ce type de structure, au sein des bandes interdites (réflexion) seule une onde évanescente peut exister. En brisant la chaîne de périodicité, on obtient un pic de transmission avec un facteur de qualité

élevé. En partant de ce type de structure, on pourra créer des filtres avec des bandes étroites et de faibles pertes.

La première structure à bande interdite a été réalisée par Eli Yablonovitch [49] avec une bande interdite entre 13 et 16 GHz.

III.3.1.2. Bilan sur les filtres à base de guides d'onde

L'inconvénient des structures basées sur le guide d'onde est son raccord avec les autres éléments de la charge utile, comme le LNA qui est en technologie monolithique. De plus, les fonctions de filtrage plus complexes sont délicates à réaliser, comme les gabarits elliptiques.

Enfin, la longueur totale du filtre va dépendre du nombre de pôles, et comme ils sont généralement "les uns à la suite des autres", le filtre deviendra vite volumineux. Pour les applications aux fréquences millimétriques, les filtres à guides d'onde sont de petites dimensions et demandent une précision de fabrication très importante. Une façon de résoudre ce problème est d'utiliser des guides d'onde intégrés dans les substrats, comme le propose [48].

III.3.2. Filtres à cavités métalliques [51] et à résonateurs diélectriques [52]

Les **cavités électromagnétiques**, ou résonateurs micro-ondes, sont utilisées dans de très nombreuses applications parmi lesquelles on peut citer les filtres, les oscillateurs, les fréquencesmètres, les amplificateurs accordés et les capteurs micro-ondes. Le fonctionnement des résonateurs micro-ondes est, à bien des égards, semblable au fonctionnement des circuits à éléments localisés de la théorie des circuits de Kirchhoff. C'est pourquoi il est utile d'avoir toujours à l'esprit les propriétés fondamentales des circuits résonnants RLC série et parallèle. Une cavité électromagnétique est un volume vide ou rempli de diélectrique, limité par des parois du type électrique (interface avec un conducteur) ou du type magnétique (interface avec un diélectrique à haute permittivité). Dans le premier cas, il s'agit d'une cavité métallique et dans le second cas d'un résonateur diélectrique.

Les cavités peuvent, en principe, avoir des formes géométriques quelconques mais, en pratique, elles ont une forme cylindrique ou parallélépipédique. Les cavités métalliques

peuvent ainsi être obtenues en fermant des guides d'ondes rectangulaires ou circulaires par des plaques métalliques perpendiculaires à l'axe longitudinal du guide.

Qu'ils soient à cavités cylindriques ou parallélépipédiques, ces filtres sont voués à des applications spatiales très faible bande et demandant une très forte sélectivité. Cependant, bien que des méthodes d'optimisation de ces filtres sans vis voient le jour [53] , les modèles de vols sont toujours équipés de vis de réglage ce qui entraîne une faible reproductivité et un coût de production élevé.

Les **résonateurs diélectriques non métallisés** sont logés dans des boîtiers métalliques. Ils fonctionnent sur des modes diélectriques qui concentrent l'énergie dans le résonateur.

Les résonateurs remplacent les cavités métalliques ; comme elles, ils présentent :
des modes de résonance dont les fréquences sont déterminées par les dimensions ;
des coefficients de qualité Q très élevés.

En outre, ils présentent les avantages suivants :

dimensions réduites du fait de la permittivité ϵ supérieure à celle de l'air ;
grande stabilité en température de la fréquence (τ_f) ;
simplicité de mise en œuvre.

L'emploi du résonateur diélectrique permet de réduire les dimensions des cavités d'un facteur égal à la racine de la permittivité relative $\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$.

Ces résonateurs sont fréquemment utilisés dans les radars et les systèmes de télécommunication.

III.4. Filtres quasi planaires [54]

La définition d'un filtre quasi-planaire est un circuit planaire, microruban ou ligne à fente, suspendu dans le plan E ou H d'un guide d'onde rectangulaire.

Cette définition peut être étendue aux structures possédant un insert métallique. L'intérêt des filtres quasi-planaires est d'obtenir un facteur de qualité élevé (plusieurs centaines), caractéristique des filtres volumiques, avec une intégration aux parties planaires facilitée, caractéristique des filtres planaires. La figure 20 montre plusieurs structures quasi planaires.

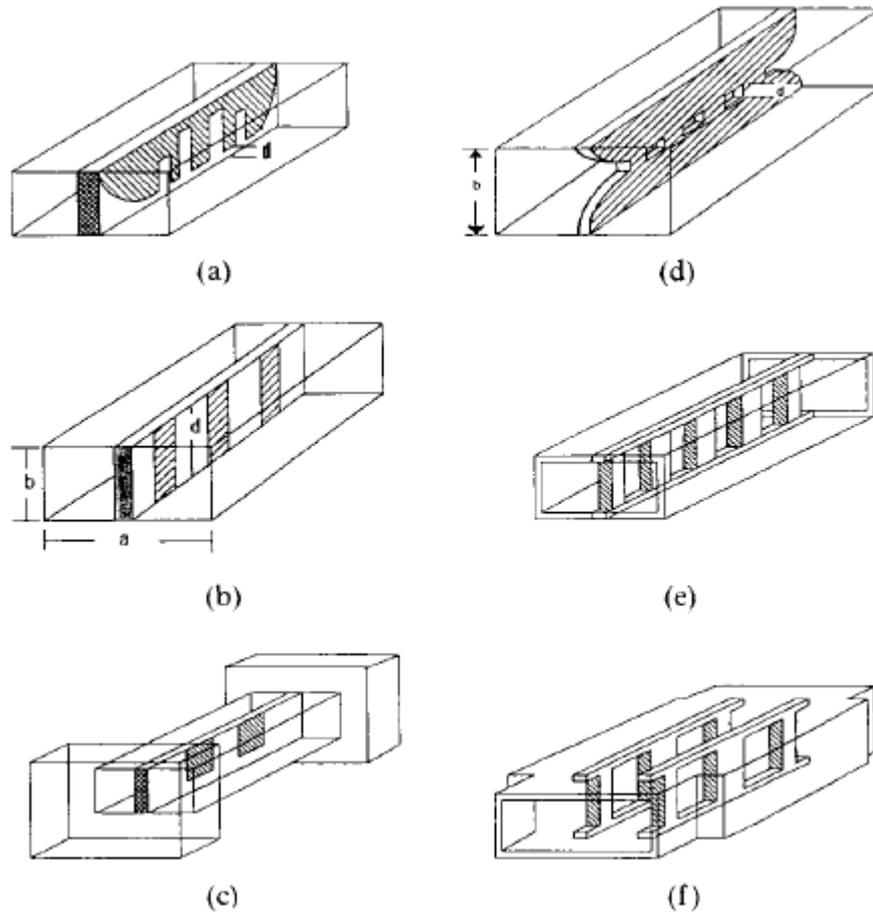


figure 20. plusieurs structures quasi planaires

III.5. Filtre accordables

III.5.1. Filtre accordables ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques ont des permittivités diélectriques variables qui dépendent du champ électrique appliqué. Cette propriété permet de réaliser des dispositifs agiles notamment des filtres [55].

III.5.2. Filtres accordables Mems [56]

III.5.2.1. Définition des MEMS

Les MEMS (MicroElectroMechanical Systems) en français **microsystèmes électromécaniques** ont été développés depuis 1970 pour réaliser des capteurs de très forte température ou de pression et d'autres appareils de détection. Ils connaissent depuis une évolution au niveau commercial et militaire. Ils intègrent sur une seule puce, à l'échelle micrométrique, des composants mécaniques et électroniques qui servent à remplir une fonction déterminée.

Les MEMS pourraient révolutionner chaque catégorie de produits en associant les composants micro-électroniques basés sur silicium avec la technologie du micro-usinage, ce qui permet de réaliser des systèmes complets sur une même puce.

Les technologies clés pour la réalisation de ces composants ou systèmes comprennent de manière non exhaustive : les procédés de lithographie (photolithographie, moulage, gravure ionique, etc.), les procédés d'assemblage moléculaire, les outils d'aide à la conception des systèmes, les outils de contrôle et de caractérisation des composants, les méthodes de conception assurant un fonctionnement fiable et durable, les matériaux, essentiellement à base de semi-conducteurs, des diélectriques, des céramiques et des métaux, les outils de fabrication et les architectures d'intégration.

Les MEMS utilisent plusieurs couches de matériaux durant la fabrication. La première couche est celle du substrat. Une couche importante est celle de la structure elle-même. Ces deux couches devront résister aux différentes étapes des processus. Les propriétés des matériaux de la couche structurale qui nous intéressent comprennent le module de Young, la limite d'élasticité, la densité, les contraintes résiduelles, les gradients de stress, la conductivité thermique et électrique et la stabilité à long terme de ces propriétés.

Une autre couche est composée de matériaux qui sont habituellement complètement ou partiellement gravés pour libérer la microstructure, et sont souvent appelés couches sacrificielles.

Les MEMS se divisent en plusieurs catégories :

Les capteurs

Les MOEMS

Les RF MEMS

Les BioMEMS

Les MOEMS ou Micro-opto-electromechanical systems impliquent la détection ou la manipulation de signaux optiques sur une échelle très petite à l'aide de systèmes mécaniques et électriques. Les MOEMS comprend une grande variété de dispositifs, notamment des commutateurs optiques, des VCSEL ou *vertical-cavity surface-emitting laser* accordables, des microbolomètres... Ces dispositifs sont habituellement fabriqués grâce aux technologies de micro-usinage standard utilisant des matériaux comme le silicium, dioxyde de silicium, nitrure de silicium et d'arséniure de gallium.

Beaucoup d'applications de MEMS existent dans les domaines optiques, mécaniques, biologique, chimique, fluide et de télécommunication. Nous citons parmi celles-ci la réalisation de capteurs, de tête jets d'encre, des microphones, des biopuces, des systèmes de projection d'images, des commutateurs, des déphaseurs (pour les applications de défense de télécommunication et d'automobiles) et des circuits RF accordables.

Les filtres RF-MEMS sont amenés à concurrencer les filtres conventionnels dans les communications pour mobile.

III.5.2.2. Filtres accordables à base de MEMS

Des commutateurs MEMS mis en cascade peuvent s'intégrer dans les circuits hyperfréquences planaires ou volumiques et les rendre accordables sur une bande large de fréquences. Pour concevoir des filtres accordables, il suffit d'intégrer des commutateurs MEMS capacitifs ou ohmiques sur des résonateurs. Ceux là vont être utilisés ensuite pour réaliser la fonction de filtrage. Avec leur capacité de changer d'état, nous pouvons réaliser facilement des résonateurs et filtres accordables en utilisant des interrupteurs ou des capacités variables.

Dans la littérature, plusieurs filtres accordables MEMS avec de bons facteurs de qualité et une bonne plage d'accordabilité ont été réalisés [57][58] [59][60].

III.6. Filtres Piezoélectriques SAW et BAW

III.6.1. Filtres à résonateurs à ondes acoustiques de surface (Surface Acoustic Wave – SAW)

Les éléments à ondes acoustiques de surface sont des systèmes électromécaniques utilisés généralement dans des applications utilisant les ondes radio comme le transfert de données haut débit (WIMAX) ou les systèmes GPS . Les signaux électriques sont convertis en ondes mécaniques par un cristal piézoélectrique. Cette onde est retardée lors de sa propagation dans le cristal, puis reconvertie en signal électrique. Les sorties retardées sont recombinaées pour produire une implémentation d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Les filtres SAW dominent le marché des filtres RF grâce à leur fabrication aisée mais ils sont limités à 3 GHz en fréquence et à 1W en puissance. La figure 21 montre une structure SAW avec l'onde acoustique guidée par la surface [61].

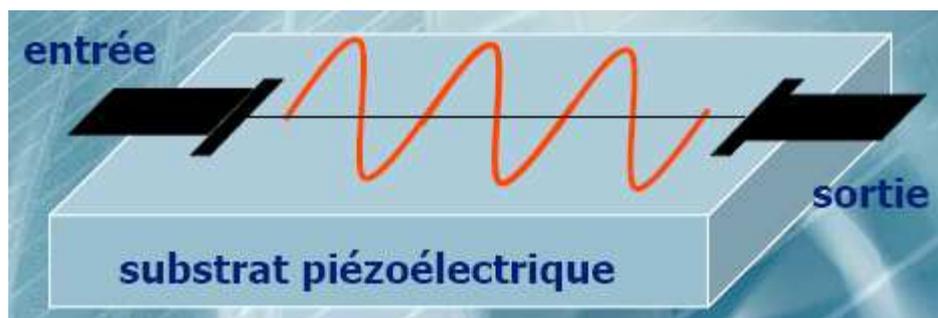


figure 21. Structure SAW

III.6.2. Filtres à résonateurs à ondes acoustiques de volume (bulk acoustic waves - BAW)

La technologie de filtrage à ondes acoustiques de volume est la seule capable d'allier d'excellentes performances et une technique de réalisation compatible avec les procédés de circuits intégrés. En effet, cette technologie permet la conception des filtres à faibles pertes dans une large gamme de fréquences (500 MHz à 20 GHz). Les filtres BAW présentent un faible encombrement et sont capables d'être fabriqués au-dessus d'un substrat silicium. La figure 22 montre une structure BAW où l'onde acoustique est confinée dans le matériau piézoélectrique. Les pertes de propagation, dans ce cas, sont moins importantes.

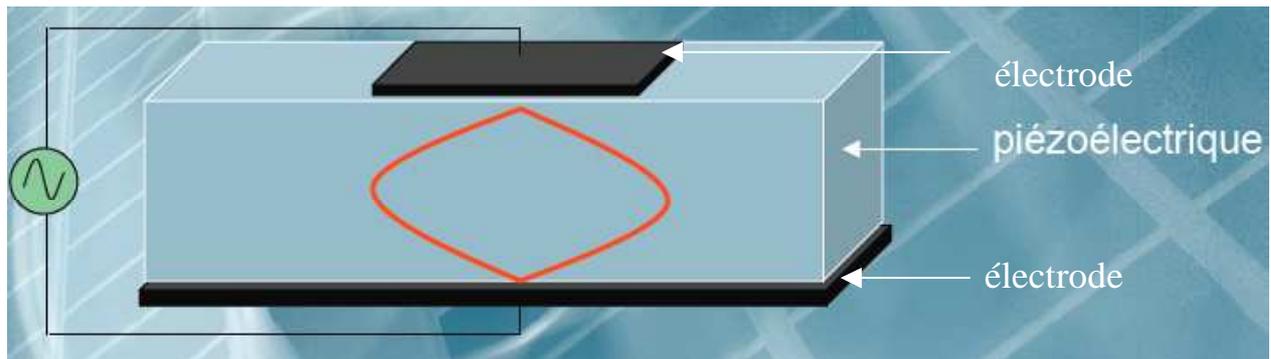


figure 22. Structure BAW

L'élément de base de la structure BAW est la couche mince piézoélectrique. Les filtres peuvent être réalisés avec des résonateurs couplés électriquement ou acoustiquement [62][63]. Les résonateurs BAW peuvent être des résonateurs FBAR ou SMR :

FBAR (film bulk acoustic resonator)

Le résonateur (FBAR) est composé d'un film mince piézoélectrique compris entre deux couches métalliques (électrodes). La résonance a lieu si l'épaisseur du film est égale à un multiple de la demi longueur d'onde (λ_{res}). La fréquence de résonance fondamentale ($F_{res}=1/\lambda_{res}$) est inversement proportionnelle à l'épaisseur du film.

Deux types de résonateurs FBAR existent : un où la couche piézoélectrique entre les deux électrodes est séparée du substrat par un gap d'air, comme le montre la figure 23 :

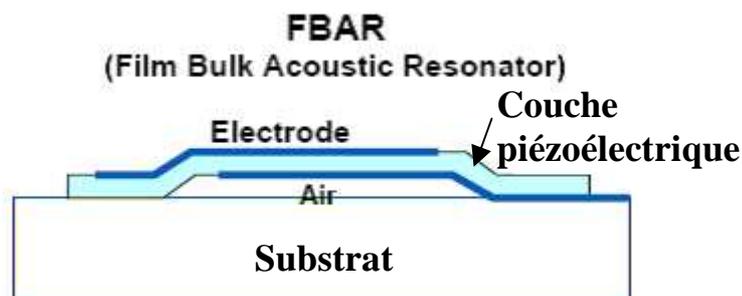


figure 23. Résonateur FBAR suspendu sur l'air

L'autre type est un résonateur où la couche piézoélectrique entre les deux électrodes est suspendue sur une membrane diélectrique avec une ouverture du substrat par la face arrière, comme le montre la figure 24 :

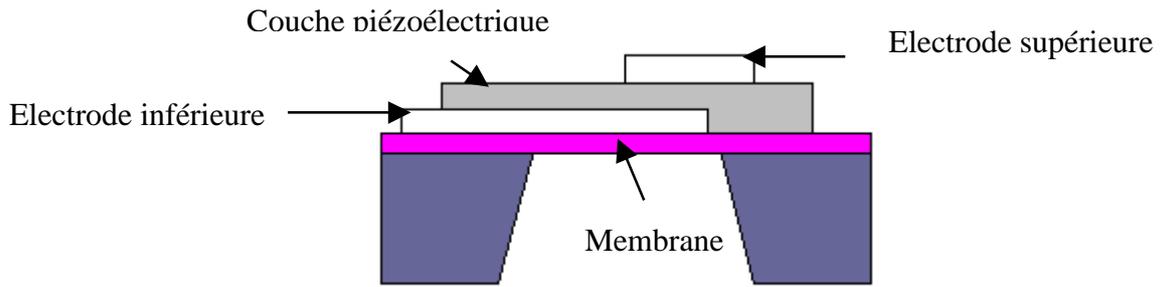


figure 24. FBAR suspendu sur une membrane

SMR (Solid mounted resonator)[64]

A la différence avec le FBAR, dans la structure SMR on introduit un réflecteur de bragg entre les électrodes et le substrat pour réaliser l'isolation acoustique et ainsi maintenir un bon facteur de qualité comme le montre la figure 25.

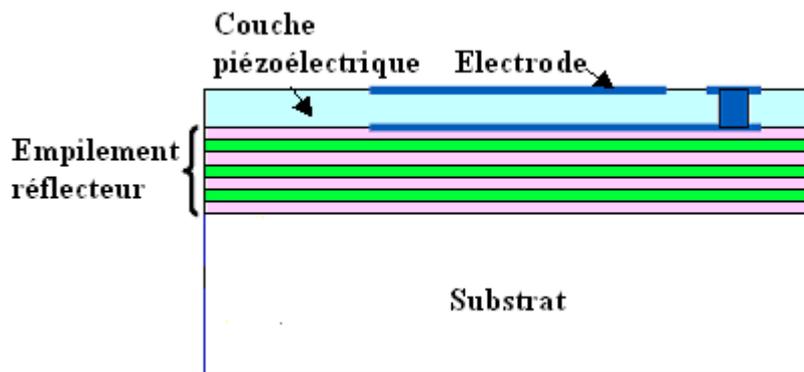


figure 25. Résonateur SMR

L'inconvénient des filtres BAW est que la bande passante est fonction du matériau. Cela limite donc très fortement les applications. Par exemple avec l'AlN (matériau le plus utilisé) la bande passante relative réalisable est généralement de 2 à 5%.

III.7. Bilan sur les filtres

Après le tour d'horizon sur les différents types de filtres, leurs avantages et leurs inconvénients, nous retenons que pour les applications basses fréquences (inférieurs à quelque GHz) les filtres piézoélectriques présentent de très bonnes performances ainsi qu'un faible encombrement alors que pour les applications millimétriques et au-delà, les filtres planaires,

utilisés avec les techniques d'amélioration du facteur de qualité comme le micro-usinage, offrent des avantages de simplicité, d'intégration avec les circuits MMIC, de faible coût et surtout un facteur de qualité intéressant pour de nombreuses applications. Ensuite si nous souhaitons avoir un facteur de qualité plus important en conservant les avantages des filtres planaires, nous pouvons avoir recours à des structures quasi-planaires comme par exemple des structures à guide d'onde micro-usinées.

Si des facteurs de qualité de plusieurs milliers sont nécessaires, il faudra se tourner vers les structures volumiques ou supraconductrices.

Finalement si l'accordabilité est notre objectif, l'utilisation de structures dans lesquelles sont intégrés des MEMS RF est une solution offrant beaucoup d'avantages (bonnes performances, faible coût, petite taille...). On peut également se tourner vers les matériaux ferroélectriques.

IV. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les différents types de systèmes d'excitation et de filtres avec leurs avantages et inconvénients.

Nous avons exposé la méthode de synthèse des filtres passe bande et les paramètres importants dans cette démarche en commençant par le gabarit et en finissant par les paramètres de la matrice de couplage. Un filtre de type tchébychev ou elliptique est nécessaire pour avoir une réjection assez importante. Comme la réalisation d'un filtre de type tchébychev est beaucoup plus simple c'est vers ce choix que nous nous sommes orientés.

Nous sommes intéressés par des filtres avec un bon facteur de qualité et qui soient intégrables dans les systèmes de communication qui fonctionnent à hautes fréquences. La compatibilité technologique entre ces systèmes est également essentielle. Les types de filtres que nous avons présentés vont du planaire au volumique en passant par le quasi-planaire.

Nous avons aussi présenté des filtres mécaniques et acoustiques. Les filtres acoustiques, malgré leurs avantages, ne fonctionnent pas aux hautes fréquences et ne sont pas toujours compatibles avec les technologies classiques.

Les filtres planaires sont intéressants pour des applications millimétriques et submillimétriques surtout au niveau de la simplicité de fabrication et la capacité d'intégration

aux autres éléments. Néanmoins ils souffrent de pertes importantes aux hautes fréquences d'où la nécessité des techniques d'amélioration qui ont été citées comme les filtres actifs, les supraconducteurs et le micro-usinage. Parmi ces techniques, nous avons opté pour le micro-usinage qui est une technologie faible coût, faible encombrement et qui ne requiert pas de système volumineux extérieur ni de consommation électrique.

Nous avons également choisi de travailler sur plusieurs types de filtres allant du planaire au quasi planaire avec les structures périodiques pour augmenter le facteur de qualité. Avec les filtres quasi planaires nous pouvons profiter des avantages des circuits planaires et volumiques.

Finalement comme les filtres accordables sont des filtres qui réduisent l'encombrement et le coût, ils sont particulièrement intéressants pour les applications industrielles. Les structures MEMS permettent de réaliser les fonctions d'accordabilité avec beaucoup d'avantages comme leur forte linéarité, leur faible consommation et surtout leurs faibles pertes. C'est donc avec les MEMS, intéressants au niveau d'accordabilité et d'intégration, que nous avons réalisé dans le dernier chapitre des résonateurs accordables dans le domaine submillimétrique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.V. Nikitin, D.D. Stancil, A.G. Cepni, A.E. Xhafa, O.K. Tonguz, D. Brodtkorb, « Novel mode content analysis technique for multimode waveguides », IEEE International Microwave Symposium Dig., Vol.3, pp. 1827- 1830, 2003.
- [2] D. Dromart, D.Seret, « Architecture de réseaux », Pearson Education , 2006
- [3] P. Léna, D. Rouan, F. lebrun, F. Mignard, « L'observation en astrophysique », page 275, EDP Sciences, 2008
- [4] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. F. Barros and J. M. Kahn, « Coherent Detection in Optical Fiber Systems », *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 753-791, January 21, 2008
- [5] A. Vander Vorst, D. Vanhoenacker-Janvier, « Bases de l'ingénierie micro-onde »,
- [6] Y. Lee, J.P. Becker, J.R. East and L.P.B. Katehi, « fully micromachined finite ground coplanar line to waveguide transitions for w-band applications », IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-52, No.3, march 2004
- [7] M. M. Zinieris, R. Sloan, and L. E. Davis, « A broadband microstrip to slotline transition », Microwave and optical technology letters, Vol. 18, No. 5, August 5 1998
- [8] Ain Rehman, « Microstrip Design in a Silicon Technology using Closed Form Analytical Expressions transition », High frequency electronics, April 2007
- [9] P. Brenders, G. Buffard, L. Douchet, M Sauzeix, S Tisserant, « Electronique PSI », Bréal 2005
- [10] L Douchet, M Sauzeix, S Tisserant, « Electronique MP », 2007
- [11] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Young, « Microwave filters, impedance-matching and coupling structures », Artech House Books, Dedham, MA, 1961
- [12] R.E. Collin, « Foundation for microwave engineering », Mc Graw Hill, 1966
- [13] Vijay Dhanasekaran, Manisha Gambhir, Jose Silva-Martinez, and Edgar Sánchez-Sinencio, « A 1.1 GHz Fifth Order Active-LC Butterworth Type Equalizing Filter », IEEE Journal of solid state circuits, Vol. 42, No. 11, November 2007
- [14] S. Butterworth, « On the Theory of Filter Amplifiers », Wireless Engineer , vol. 7 (1930), pp. 536-541
- [15] A. Voqt, W. Jutzi, «An HTS narrow bandwidth coplanar shunt inductively coupled microwave bandpass filter on LaAlO₃ », IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-45, No.4, April 1997
- [16] G. S. Ching, « Design and practical implementation of a 2.4 GHz lumped element elliptic bandpass filter », Asia Pacific international Microwave Conference, 2001
- [17] A. Takacs, D. Neculoiu, D. Vasilache, A. Muller, P. Pons, L. Bary, P. Calmon, H. Aubert, R. Plana, « Tunable Bandstop and Bandpass MEMS Filters for Millimeter Wave Applications », 38th European Microwave Conference, 2008, 27-31 Oct. 2008 Page(s):591 - 594

- [18] P. Turalchuk, I. Vendik, O. Vendik, J. Berge, « Electrically Tunable Bulk Acoustic Filters with Induced Piezoelectric Effect in BSTO Film », 38th European Microwave Conference, 2008, 27-31 Oct. 2008 Page(s):1695 - 1698
- [19] J.T. Kuo, M.J. Maa and P.H. Lu, « A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.10, n°3, pp.94-95, Mars 2000
- [20] Yo-Shen Lin; Min-Shun Hsu; Chi-Hsueh Wang; Chun Hsiung Chen, « Millimeter-wave coplanar-waveguide parallel-coupled bandpass filters with lumped-element K-inverters », European Microwave Conference, 2005 Volume 2, 4-6 Oct. 2005
- [21] Chen, D. Cheng, C.H., « Coplanar waveguide bandpass filter using quarter-wavelength resonators », Electronics Letters, Volume 43, Issue 9, April 26 2007 Page(s):526 - 527
- [22] W. Heinrich, A. Jentsch and G. Baumann, « Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multi-chip modules », IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-46, No.2, 1998
- [23] S. Hong, K. Chang, « A Parallel-Coupled Microstrip Bandpass Filter With Suppression of Both the 2nd and the 3rd Harmonic Responses », IEEE International Microwave Symposium Dig., June 2006.
- [24] P. Deng, Y. Lin, C.H. Wang, C. H. Chen, « Compact microstrip bandpass filters with good selectivity and stopband rejection », IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-54, No.2, 2006
- [25] U. Karacaoglu, I.D. Robertson, M. Guglielmi, « Microwave bandpass filter using MMIC negative resistance circuit for loss compensation », IEEE International Microwave Symposium Dig., 1994
- [26] C. Chun, Y. Hur, M. Maeng., H.Kim, S. Chandramouli, E. Gebara, , J. Laskar, « A 0.18 μm -CMOS near-end crosstalk (NEXT) noise canceller utilizing tunable active filters for 4-PAM/20Gbps throughput backplane channels », IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005
- [27] J. Seaux, S. Courreges, S. Bila, V. Madrangeas, M. Maignan, C. Zanchi, « Novel superconductive self-equalized planar filter configuration for C-band multiplexers », International Journal of RF and Microwave Computer aided engineering, 2007
- [28] Y. Polyakov, S. Narayana, V.K. Semenov, « Flux Trapping in Superconducting Circuits », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Volume 17, Issue 2, Part 1, June 2007 Page(s):520 – 525
- [29] Jie Yuan, Huabing Wang; I. Iguchi, H.Yungyuan, S. Arisawa, A. Ishii, T. Hatano, « Growth of Electron-Doped Superconductor $\text{Pr}_{0.9}\text{LaCe}_{0.1}\text{CuO}_4$ Films and Their Applications to Intrinsic Josephson Junctions », IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Volume 19, Issue 3, Part 3, June 2009 Page(s):3443 – 3446
- [30] F. Rouchaud, V. Mandrangeas, M. Aubourg, « Design of high temperature superconducting filters », Progress in Electromagnetics Research Symposium, PIERS, July 1998

- [31] R. R. MANSOUR, « Microwave Superconductivity », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 50, numéro 3, mars, 2002, pages 750-759
- [32] T. W. Button ET N. MCN. Alford, « High Q YBa₂Cu₃O_x cavities », Appl. Phys. Lett., volume 60, numéro 11, 16 mars 1992, pages 1378-1380
- [33] T. W. Button, P. A. Smith, G. Dolman, C. Meggs, S. Remillard, J. D. Hodge, S. J. Penn ET N. M. Alford, « Properties and Applications of Thick Film High Temperature Superconductors », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 44, numéro 7, juillet 1996, pages 1356-1360
- [34] M. Chatras, « Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales », These de doctorat de l'Université de Limoges, Decembre 2003
- [35] D.B. Rutledge, S.E Scharz, T.L. Hwang, D.J. Angelakus, K.K. Mei and S. Yokota, « Antennas and waveguides for far infrared integrated circuits », IEEE J Quantum Electron, vol. QE .16, pp.508-516, May 1980
- [36] L.P.B. Katehi, J.F. Harvey, K.J. Herrick, « 3D integration of RF circuits using Si micromachining », IEEE Microwave Magazine, Vol 2 , 2001
- [37] J. Cho, T. Yun, K. Kim, T. Baek, B. Ko, D. Shin, and J. Lee, « A 60-GHz GaAs micromachined slow_wave bandpass filter using a microstrip stepped_impedance hairpin resonator », Microwave and optical technology letters, vol. 47, n°1, pp. 86-89, 2005
- [38] N.I. Dib, W.P. Harokopus Jr., L.P.B. Katehi, C.C. Ling, G.M. Rebeiz, « Study of a novel planar transmission line », IEEE International Microwave Symposium, pp. 623 – 626, 1991
- [39] P. Blondy, « Analyse et conception de nouvelles technologies de circuits millimétriques sur silicium », These de doctorat de l'Université de Limoges, Mars 1998
- [40] R.F. Drayton, S.P. Pacheco, J. Wang, J. Yook and L.P.B. Katehi, « micromachined filters on synthesized substrates », IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-49, No. 2, Feb. 2001
- [41] M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, J.L. Cazaux, « A surface mountable membrane supported filter », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, no. 12, pp. 535-537
- [42] A. R Brown, P. Blondy, and G. M Rebeiz, « Microwave and Millimeter-Wave High-Q Micromachined Resonators », International Journal of RF and Microwave. Computer-Aided Engineering, vol. 9, no. 4, pp. 326 – 337, 1999
- [43] H. Jin, F. Liu, «E plane waveguide bandpass filter with Butterworth characteristics», International Conference on Microwave and Millimeter wave technology ICMMT, 2002
- [44] J. Bornemann et al., « Optimized low-insertion-loss millimetre-wave fin-line and metal insert filters », The Radio and Electronic Engineer, vol. 52, No 11/12, pp. 513-521, Nov./Dec. 1982

- [45] F. Sammoura , Y. Cai , Chen-Yu Chi , T. Hirano , L. Lin and Jung -Chih Chiao, « Micromachined W band iris filter», 13th international conference on solid state sensors , actuators transducers Seoul Korea June 2005
- [46] M. V. Nesterenko, V. A. Katrich, Y. M. Penkin and S. L. Berdnik, « Resonant Iris with the Slot Arbitrary Oriented in a Rectangular Waveguide, Analytical and Hybrid Methods in the Theory of Slot-Hole Coupling of Electrodynamical Volumes », Springer New York, 2008
- [47] Sai Wai Wong; Lei Zhu, « EBG-Embedded Multiple-Mode Resonator for UWB Bandpass Filter With Improved Upper-Stopband Performance », Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Volume 17, Issue 6, June 2007 Page(s):421 - 423
- [48] Léon Brillouin, Wave Propagation in Periodic Structures, dover phoenix editions, 1953
- [49] E. Yablonovitch, «photonic bandgap structures», J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 10, No. 2, February 1993
- [50] D. Stephens, P. R Youngand I. D. Robertson, « Design and Characterization of 180 GHz Filters in Photoimageable Thick-Film Technology », IEEE International Microwave Symposium Dig.,2005
- [51] L. Yuan, B. Pan, C. Lugo, M. M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, « Design and Characterization of a W-band Micromachined Cavity Filter Including a Novel Integrated Transition from CPW Feeding Lines », IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology, Vol. 55, No. 12, Part 2, pp. 2902 - 2910, Dec. 2007
- [52] X. Sun , J. Sun, « Analysis and design of cross-coupled single mode dielectric resonator cavity filter », Microwave and Optical Technology Letters, 2007
- [53] D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, «Fast and accurate CAD of narrow band waveguide filters applying an electromagnetic segmentation method », IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, CD-Rom, Année 2002
- [54] P. Ferrand , M. Chatras , D. Baillargeat , P. Blondy , S. Verdeyme, « A novel compact quasi planar silicon filter at 45 GHz based on metallic periodic structures », 33rd European Microwave Conference, EUMW 2003
- [55] S. Courreges, L. Yuan, Z. Zhiyong, C. Kwang, A. Hunt, S. Horst, J. D. Cressler, J. Papapolymerou, «A Ka band electronically tunable ferroelectric filter», IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, no. 6, pp. 356-358
- [56] G.M. Rebeiz “RF MEMS theory design and technology”, published by John Wiley & Sons, June 15, 2002, ISBN: 0471201693.
- [57] J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian and C.L. Goldsmith, « RF MEMS-based tunable filters »,Int. J. Microwave CAE, Vol. 11, pp 276-284, September 2001
- [58] K. Entesari and G. M. Rebeiz, “A differential 4-bit 6.5–10 GHz RF MEMS tunable filter,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 3, pp. 1103–1110, Mar. 2005.

- [59] A. Takacs, D. Neculoiu, D. Vasilache, A. Muller, P. Pons, L. Bary, P. Calmon, H. Aubert, and R. Plana, «Tunable bandstop MEMS filter for millimetre-wave applications», Electronics Letters -- 7 June 2007 -- Volume 43, Issue 12, p. 675-677
- [60] Houssini Mohamad , POTHIER Arnaud , CRUNTEANU STANESCU Aurelian , BLONDY Pierre, «A 2-pole digitally tunable filter using local one bit varactors », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2008, Georgie, USA15-20 juin 2008
- [61] Youngjin Lee Jongin Im Seunghee Lee, « Development of the RF SAW filters based on PCB substrate », International frequency control symposium and exposition, 2006 IEEE
- [62] J.-W. Lobeek, A.B. Smolders, « Design and Industrialisation of Solidly-Mounted BAW filters », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2006
- [63] G.G. Fattinger, R. Aigner, W. Nessler, « Coupled bulk acoustic wave resonator filters : key technology for single to balanced RF filters », IEEE International Microwave Symposium Dig., 2004
- [64] S. Giraud, S. Bila, M. Chatras, D. Cros, M. Aubourg, « Bulk Acoustic Wave Filter Synthesis and Optimization for UMTS Applications », European Microwave Conference, EUMW 2009

CHAPITRE 2 : ETUDE ET REALISATION DE FILTRES
COMPACTS EN TECHNOLOGIE PLANAIRE POUR DES
APPLICATIONS SPATIALES

Etude et réalisation de filtres compacts en technologie planaire pour des applications spatiales

I. Introduction

Le but de cette étude est l'amélioration des filtres micro-usinés conçus dans le cadre d'une collaboration avec TAS (thalès alénia space) et RMT (reinhardt microtech). Ces filtres avaient comme principales caractéristiques un fort coefficient de qualité (600) et une forte réjection (-50 dB). Pour satisfaire à ces conditions, il faut trouver des solutions pour réaliser des filtres à faible coût tout en gardant de bonnes performances. Il faudra aussi procéder à une miniaturisation du circuit. Ce point est important tant pour l'aspect coût de production que pour l'intégration de ce type de filtre dans les récepteurs de satellites de télécommunication.

Les filtres planaires intégrables dans les systèmes de télécommunication sont une bonne solution et, en les associant avec le micro-usinage, on obtient une solution de filtrage planaire à hautes performances.

Dans ce chapitre, est argumenté l'intérêt du micro-usinage et la notion de facteur de qualité est détaillée. Le gabarit demandé par Thalès Alenia Space est annoncé. Une structure micro-usinée, avec des résonateurs demi ondes respectant ce gabarit, est présentée. Elle satisfait les conditions de performances et de faible coût. Par contre les dimensions du filtre sont trop importantes.

Comme la réduction de la taille et donc de l'encombrement sont nécessaires, plusieurs topologies sont proposées pour remplacer la structure demi-onde. Des résonateurs en croix à modes duaux sont étudiés pour extraire une fonction elliptique satisfaisant le gabarit.

Finalemment des résonateurs quart d'onde court-circuités sont étudiés pour donner des performances similaires à la structure demi onde en réduisant grandement les dimensions.

Dans ce qui suit, nous présentons les quatre structures conçues sur membrane (demi-onde, elliptique, modes duaux et quart d'onde). Le choix de la structure sur membrane à adopter (quart d'onde) est justifié avec une comparaison des performances et une mise en évidence de la réduction des dimensions réalisée.

Nous présentons également des tests spatiaux de fiabilité effectués sur ce type de structure sur membrane.

La conception d'un filtre 4 pôles quart d'onde à 19.825 GHz avec une bande passante de 240 MHz est détaillée en détail avec l'étude électromagnétique 3D de la structure. Deux types d'accès microrubans et coplanaires ont été utilisés. Un changement du processus technologique est proposé pour un report collectif durant la fabrication. Les mesures effectuées sur la structure quart d'onde sont également présentées.

Le filtre quatre pôles fait partie d'un projet d'industrialisation où le processus de fabrication doit être soigné pour répondre aux besoins des entreprises et à leur méthode de travail.

II. Intérêt des résonateurs suspendus sur membrane

La technique du micro-usinage [1][2] consiste à supprimer le substrat par une attaque chimique pour ne laisser qu'une fine membrane diélectrique sur laquelle repose le circuit. Celui-ci est alors suspendu dans l'air ce qui va permettre d'éviter les pertes diélectriques. En effet, la propagation des champs se fera dans l'air au lieu d'être dans le substrat. Cette structure permet alors d'avoir une propagation quasiment sans dispersion. Une telle structure est présentée sur la figure 1:

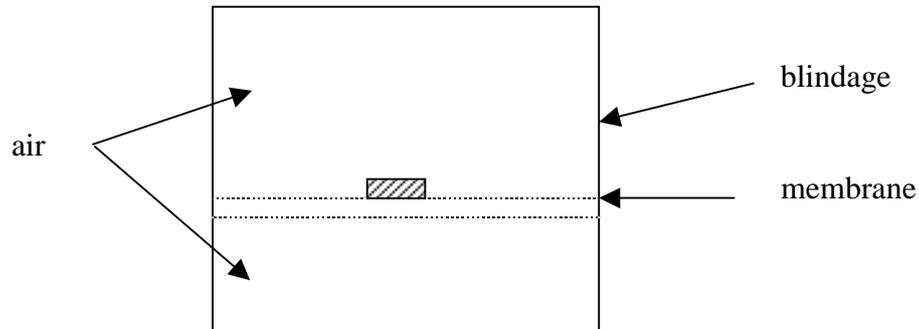


figure 1. ligne suspendue

Dans cette structure, les pertes par rayonnement sont supprimées grâce au blindage complet de l'ensemble. L'intérêt principal de cette structure réside dans le fait que l'on puisse changer à volonté la hauteur des capots et la largeur de la ligne, sans accroître les pertes par rayonnement, ni modifier la propagation. On peut alors augmenter considérablement le facteur de qualité d'un résonateur planaire réalisé dans cette configuration en augmentant la section transverse. Cette structure devient donc très intéressante pour la réalisation de filtres faibles pertes, grâce à la suppression des pertes par rayonnement et des pertes diélectriques. Seules subsisteront les pertes métalliques.

III. Etude du facteur de qualité

La valeur du facteur de qualité influe directement sur les pertes d'insertion et la réjection hors bande. Plus cette valeur augmente, plus les pertes diminuent et la réjection s'améliore hors bande. On a donc intérêt à concevoir des résonateurs avec des facteurs de qualité à vide (Q_0) les plus élevés possible. La figure 2 représente l'effet du facteur de qualité sur la réponse d'un filtre. Trois courbes sont dessinées, la plus haute représente un facteur de qualité élevé Q_1 , la seconde un Q_2 de valeur intermédiaire et la dernière un Q_3 médiocre.

Si nous examinons les valeurs des bandes passantes normalisées B_p de chaque courbe représentées en pointillé à -3dB , la largeur de la bande varie inversement à Q . B_{p1} qui est la

bande la plus étroite correspond à Q_1 (le facteur le plus élevé), alors que la bande la plus large correspond à Q_3 .

Dans la pratique, nous décidons d'un compromis entre les deux variables. Pour les pertes d'insertion, nous remarquons clairement que plus le facteur de qualité est élevé plus les pertes d'insertion sont faibles.

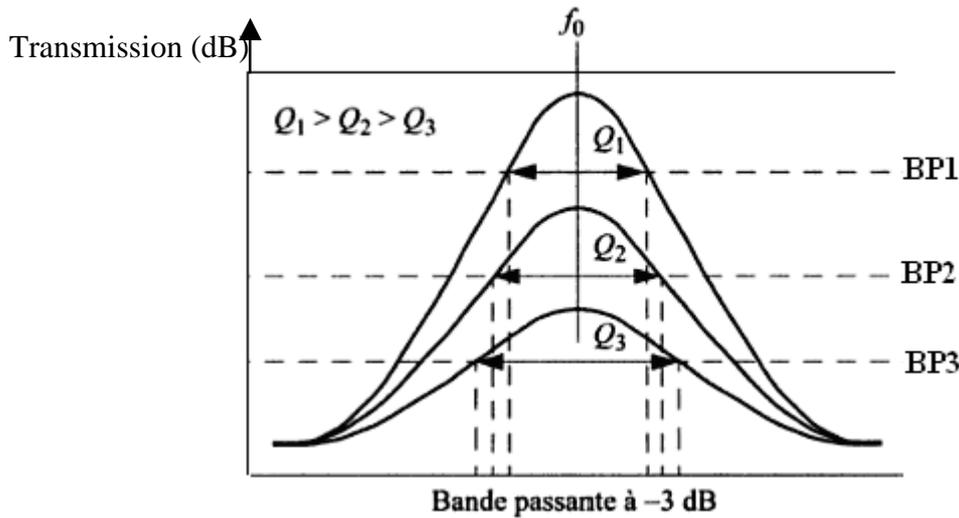


figure 2. variation de la largeur de bande en sens inverse de Q

Une définition générale du facteur de qualité à vide et qui est applicable à n'importe quel résonateur est la suivante [3]

$$equ.1 \quad Q_0 = w \frac{\text{energie moyenne emmagasinée dans le résonateur}}{\text{energie moyenne perdue dans le résonateur}}$$

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

$$equ.2 \quad \frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r}$$

avec $\frac{1}{Q_m}$ représentant les pertes métalliques

$\frac{1}{Q_d}$ représentant les pertes diélectriques

et $\frac{1}{Q_r}$ les pertes par rayonnement

Q_m est évalué par rapport à la longueur d'onde guidée λ_g et la constante d'atténuation du conducteur α_m dans la relation suivante :

$$\text{equ.3} \quad Q_m = \frac{\pi}{\alpha_m \lambda_g}$$

De même pour Q_d qui est évalué par rapport à la longueur d'onde guidée λ_g et la constante d'atténuation diélectrique α_d suivant la relation suivante :

$$\text{equ.4} \quad Q_d = \frac{\pi}{\alpha_d \lambda_g}$$

ou en fonction de la tangente diélectrique $\tan\delta$ avec la relation suivante :

$$\text{equ.5} \quad Q_d \approx \frac{1}{\tan\delta}$$

En prenant en considération les pertes diélectriques, les pertes ohmiques et les pertes par rayonnement, un résonateur linéique présente un coefficient de qualité qui s'écrit de la manière suivante.

$$\text{equ.6} \quad Q_0 = \frac{\pi}{\lambda_g \alpha}$$

λ_g étant la longueur d'onde guidée (m)

α l'atténuation linéique totale (Np/m)

$$\text{equ.7} \quad Q_0 = \frac{\pi}{\lambda_g \alpha} = \frac{\pi f}{c \alpha} \sqrt{\epsilon_r}$$

Pour une ligne microruban, α augmente en \sqrt{f} [4] donc pour une structure donnée, à dimension transverse égale, c'est-à-dire à α constant, Q_0 augmente en \sqrt{f} .

De plus, en considérant un résonateur RLC parallèle, le Q_0 est donné par [5]:

$$equ.8 \quad Q_0 = \frac{\omega_0 C}{G} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L}$$

G l'admittance du circuit

ω_0 la pulsation de résonance

Pour un circuit RLC série, le Q_0 est donné par [5]:

$$equ.9 \quad Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

Donc, pour un circuit série lorsque C diminue, Q_0 augmente. Dans l'air, pour une structure et une géométrie donnée, la capacité linéique sera minimale, engendrant un Q_0 le meilleur possible.

Les structures micro-usinées ont permis de réduire l'atténuation linéique et ainsi d'augmenter le coefficient de qualité. Afin d'augmenter Q_0 il faudra donc diminuer les différentes pertes. L'élimination du substrat par micro-usinage permettra bien évidemment de limiter les pertes diélectriques puisque la permittivité effective va être proche de 1 et le blindage de la structure réduira les pertes par rayonnement. Pour limiter au mieux les pertes métalliques, l'or (Au) qui a une bonne conductivité est utilisé.

IV. Etude du gabarit du filtre et spécifications

Les filtres à réaliser (appelés DOCON), en bande Ka, seront utilisés pour limiter les produits d'inter modulations $mOL + nRF$ en sortie des systèmes satellitaires. Le pire cas est la raie 2OL qui se trouve à 600 MHz de R_{out} . Ces filtres ont déjà fait l'objet de recherche par Matthieu Chatras [6] qui a réalisé des filtres demi-onde avec les spécifications demandées. Le but maintenant sera de concevoir un filtre avec les mêmes caractéristiques tout en réduisant considérablement les dimensions totales de ce filtre.

Le gabarit du filtre demandé par TAS est rappelé tableau n.1 et figure 3 :

F_{2OL}	réjection	F_{rout1}	F_{rout2}
-----------	-----------	-------------	-------------

19.1 GHz	> 50 dB	19.705 GHz	19.945 GHz
----------	---------	------------	------------

Tableau n.1 : gabarit du filtre

Nous devons donc réaliser un filtre passe bande à 19,825 GHz avec 240 MHz de bande passante, cela correspond à une bande relative de 1,2 %. Cette bande, très étroite pour des structures planaires, requiert donc des résonateurs avec de très bons coefficients de qualité.

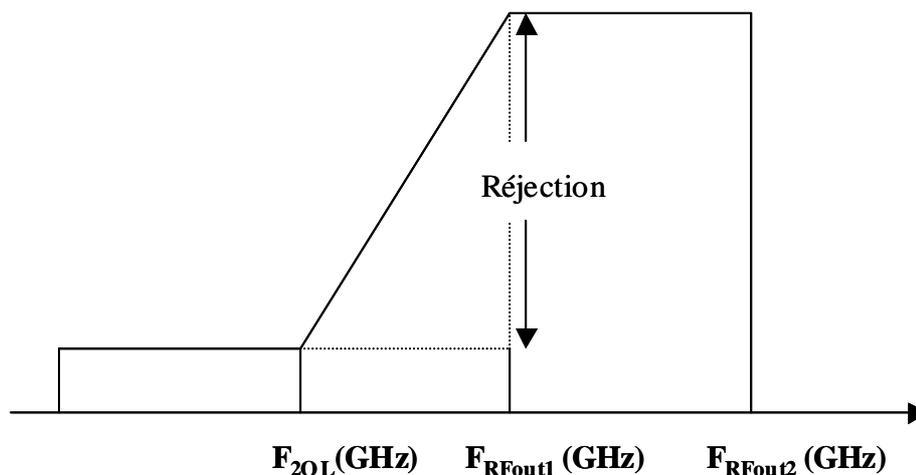


figure 3. gabarit du filtre

Nous allons maintenant nous attacher à satisfaire ces performances électromagnétiques tout en proposant des réductions significatives des dimensions globales de la structure.

V. Positionnement du problème (réduction des dimensions) et spécifications

V.1. Présentation de la technologie utilisée

Le filtre planaire micro-usiné est réalisé par empilement de 3 wafers de Silicium assemblés à la fin du processus technologique en utilisant de la colle conductrice. Les trois wafers sont micro-usinés dans du TMAH et métallisés par évaporation puis par électrolyse. La figure 4 montre une vue transverse du filtre assemblé.

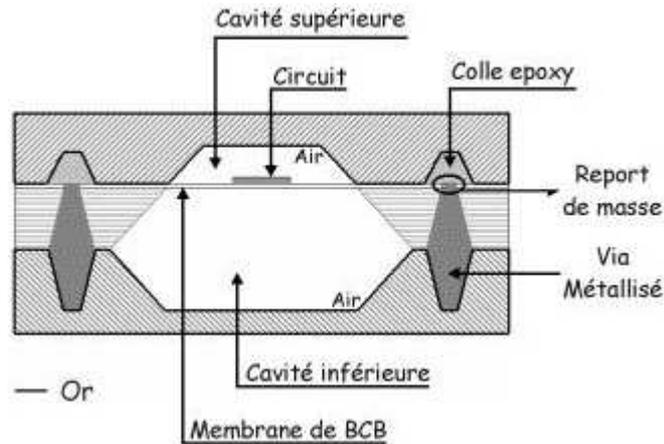


figure 4. filtre planaire micro-usiné

A partir de cette technologie de micro-usinage, plusieurs topologies de filtres sont présentées dans la suite du chapitre. La première structure, filtre 4 pôles demi onde, a été réalisée par Matthieu Chatras [6]. Avant de présenter cette structure, une étape primordiale sera évoquée : Le procédé de fabrication des structures micro-usinées à XLIM est purement universitaire, il n'est pas basé sur un empilement collectif des différents wafers. Une façon d'industrialiser ce procédé a été imaginée. Dans le cadre d'une collaboration avec TAS, l'ESA et RMT qui est la fonderie industrielle qui réalisera les circuits, nous allons montrer les principales modifications du procédé. La structure demi onde est ensuite détaillée avec une comparaison entre mesures et simulations. Les causes de dérive de la réponse mesurée seront mises en évidence en étudiant tous les paramètres influant sur la réponse. Enfin, des tests de conditions spatiales sont présentés.

V.2. Procédé initial et modifications apportées pour une industrialisation

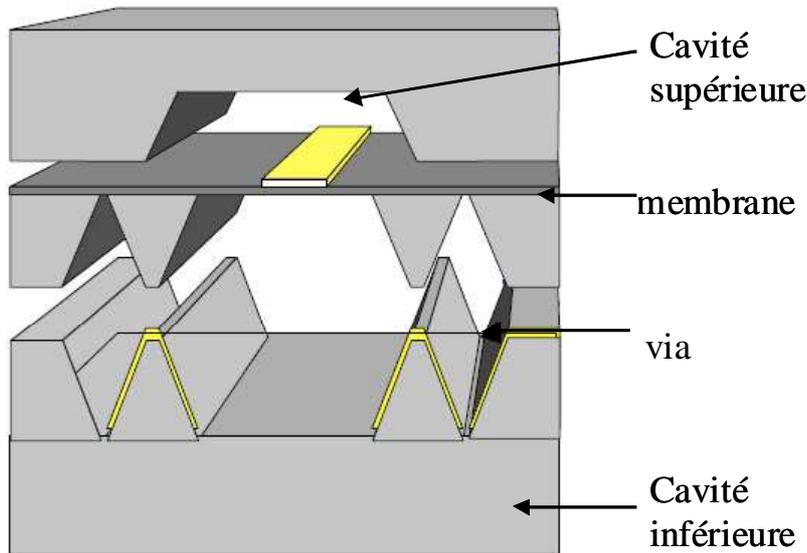


figure 5. Principe d'assemblage des trois wafers de Silicium formant le filtre

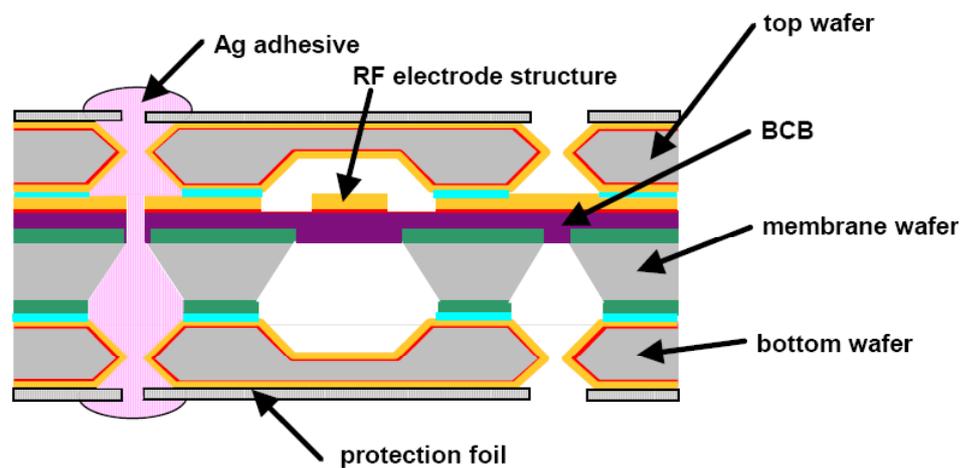


figure 6. Industrialisation du procédé

Pour une production industrielle, on doit travailler directement sur l'empilement complet et non wafer par wafer. De nouveaux concepts de packaging ont été développés par RMT et inclus dans le procédé sans changer les points principaux des éléments du procédé initial montré figure 5. Le but sera donc de faire un report collectif et de mettre la colle pour tous les wafers en une fois et non de couper les circuits et travailler sur un chaque circuit individuellement. Le nouveau procédé est montré figure 6. Les trois wafers sont micro-usinés

et alignés ce qui permet de mettre la colle conductrice directement dans les trois wafers en même temps. En effet, avec le procédé XLIM, l'approche est de type chip on chip alors que la nouvelle approche est de type wafer on wafer. A part le traitement au niveau d'un wafer complet les autres modifications sont les suivantes :

Une différente interconnexion de masse

Une connexion de masse sur les wafers supérieur et inférieur (facilité pour la testabilité)

La découpe des circuits se fait à la fin et une fois pour les trois wafers

- Petites ouvertures de connexion de l'appareil pour Connexion RF hors puce

V.3. Structure demi onde

V.3.1. Présentation de la structure

En optant pour des résonateurs demi-onde, un filtre 4 pôles a été conçu et fabriqué [6]. La figure 7 montre un dessin de ce filtre et la figure 8 montre la comparaison entre la mesure et la simulation. On remarque la très bonne réjection obtenue par ce type de filtre (>50 dB à 19.1 GHz (f_{2OL})). Ce filtre a été optimisé pour avoir un fort coefficient de qualité (> 600) et une forte réjection hors bande (> 50 dB).

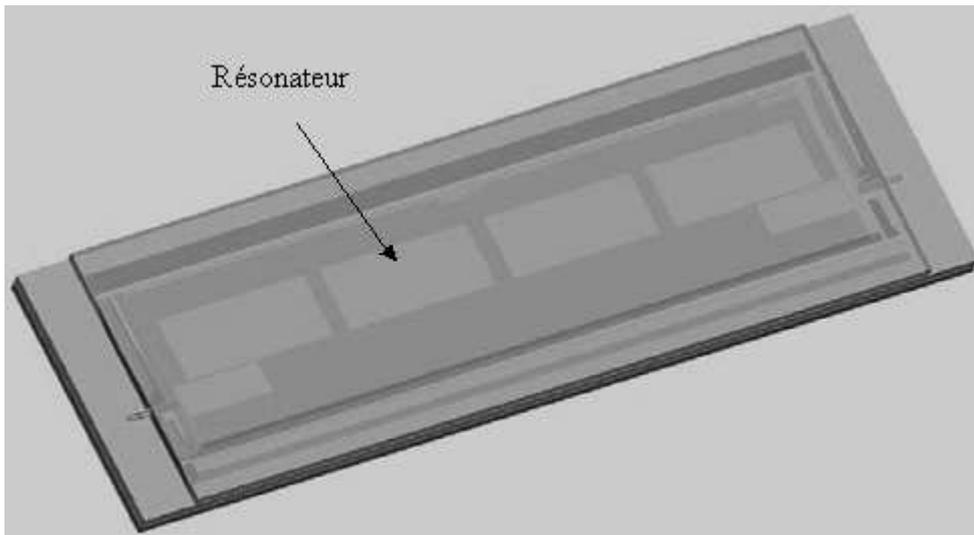


figure 7. filtre docon demi onde (4 pôles) entouré d'un anneau de vias métallisés

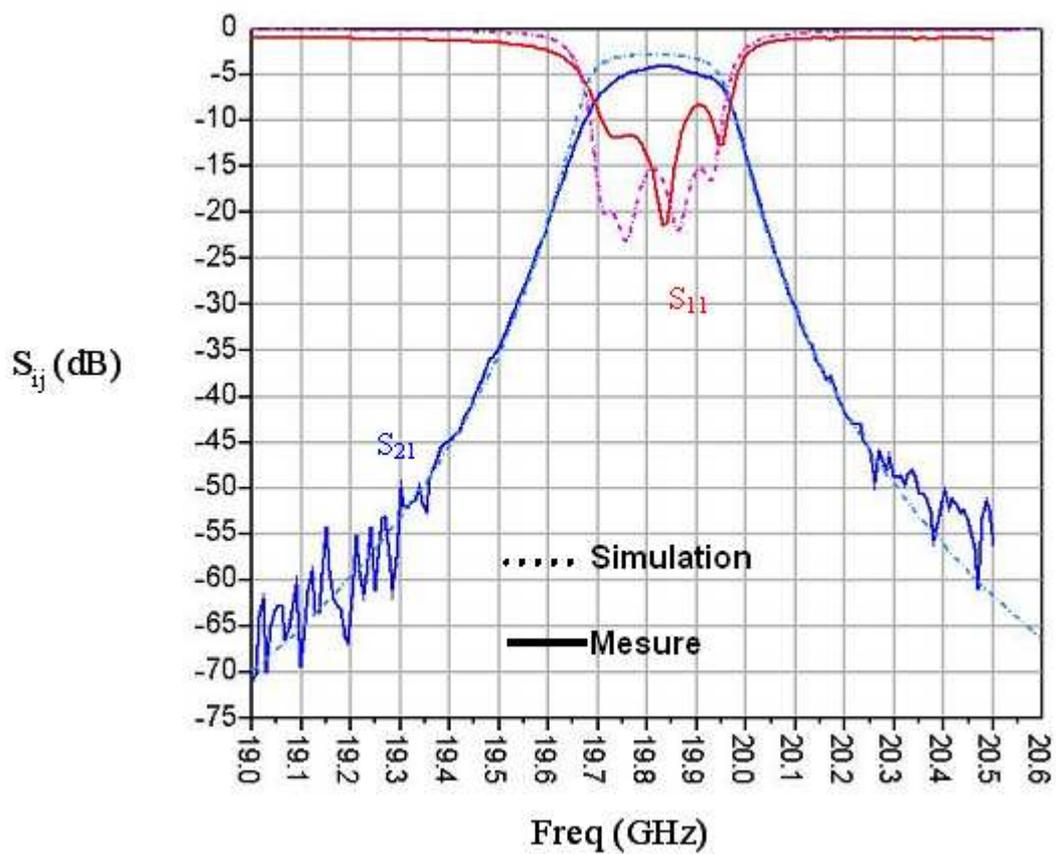


figure 8. comparaison mesure et simulation

Le filtre docon demi-onde conçu a de très bonnes performances avec des pertes d'insertion égales à 4.1 dB et une très bonne réjection (Le coefficient de transmission est de l'ordre de -60 dB à 19,1 GHz). Le Q_0 mesuré pour les résonateurs fabriqués est de 600.

V.3.2. Etude paramétrique sur les effets de tolérances de fabrication sur la réponse du filtre

V.3.2.1. Structure présentant tous les paramètres

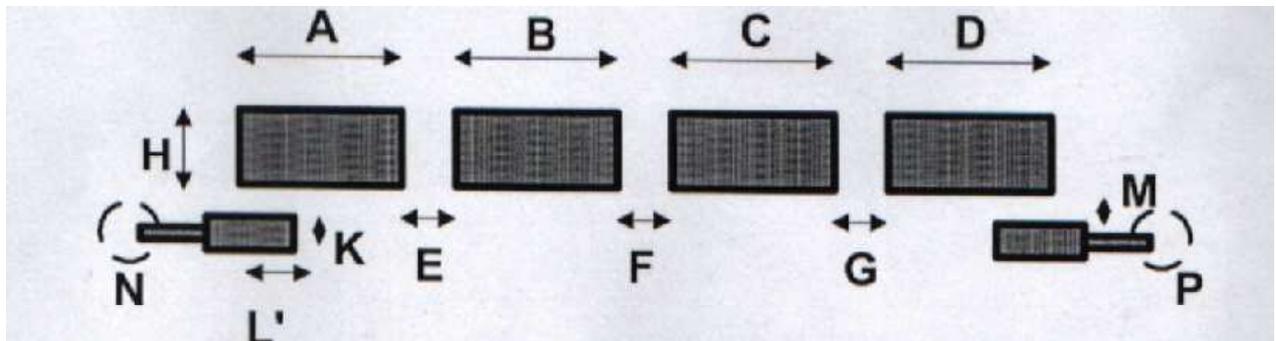


figure 9. Paramétrage de la structure

La différence entre mesure et simulation nous a poussés à étudier l'effet de la variation des paramètres (dimensions) (montrés figure 9) de la structure sur la valeur des paramètres S. Dans la suite nous montrons les différents paramètres et leur influence. Nous avons utilisé pour cela le logiciel Momentum

V.3.2.2. Longueur du résonateur (A B C D)

La figure 10 montre que pour une variation de $5 \mu\text{m}$ de la longueur des résonateurs nous avons un décalage fréquentiel de 11.5 MHz ce qui est normal puisque c'est la longueur du résonateur demi-onde qui détermine la fréquence centrale avec un rapport inversement proportionnel.

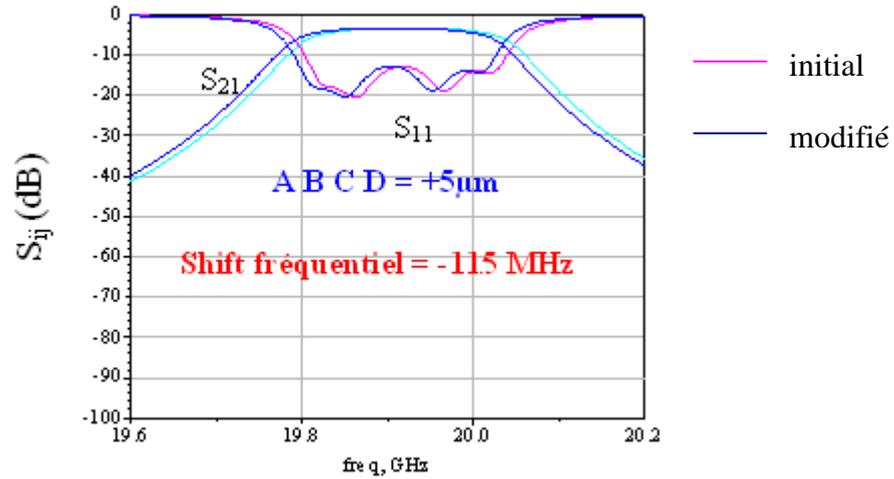


figure 10. Influence de la variation de la longueur du résonateur sur la réponse

V.3.2.3. Couplage inter résonateur (E F G)

La figure 11 montre que pour une variation de 10 μm des distances inter-résonateurs on a une bande plus large de 7 MHz et une adaptation moins bonne de 0.7 dB. L'approchement des résonateurs augmente évidemment le couplage inter-résonateur et en conséquence, la bande devient alors moins adaptée.

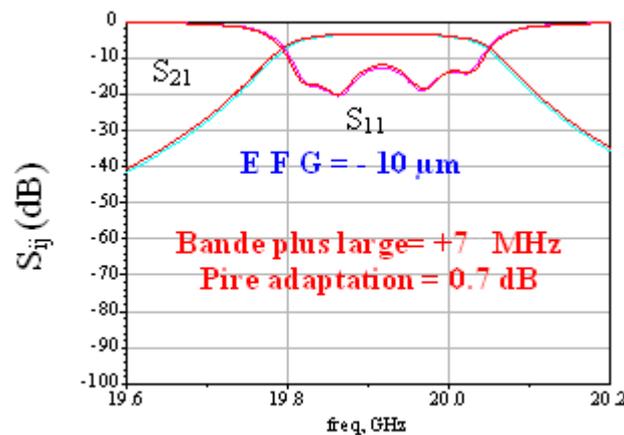


figure 11. Influence de la variation de la distance inter-résonateur sur la réponse

V.3.2.4. Largeur du résonateur

La figure 12 montre que la variation de la largeur du résonateur n'influence pas beaucoup le résultat des paramètres S. Pour une augmentation de 20 μm , les pertes d'insertion seront réduites de 0.15 dB. La largeur du résonateur influe sur le facteur de qualité et par conséquent sur les pertes d'insertion. Mais pour des faibles variations son influence reste minimale.

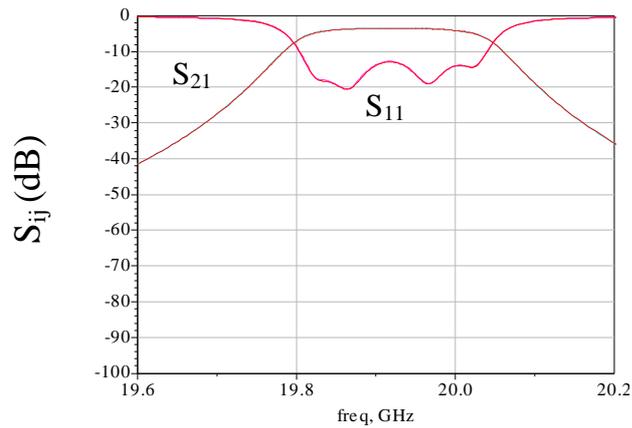


figure 12. Influence de la variation de la largeur du résonateur sur la réponse

V.3.2.5. Couplage entrée sortie M

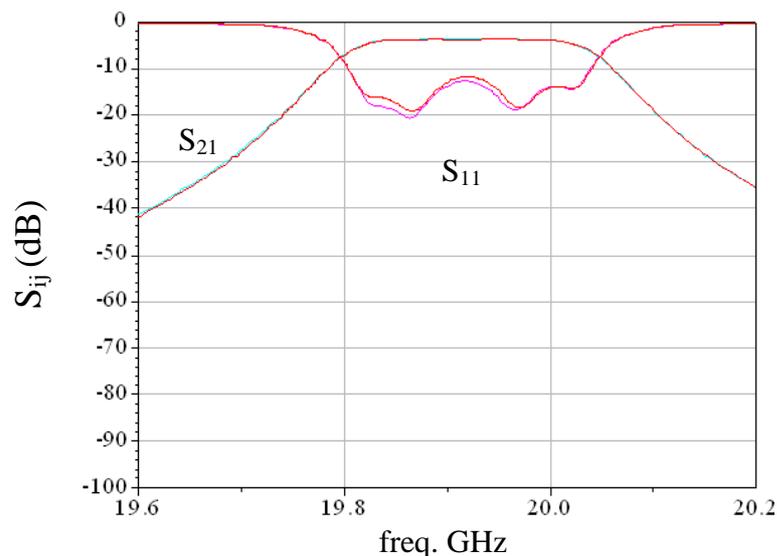


figure 13. Influence de la variation du couplage entrée sortie M sur la réponse

La figure 13 montre que pour une augmentation de $5 \mu\text{m}$ de la valeur M , l'adaptation se détériore de 0.9 dB . Ce qui est tout à fait normal puisqu'en éloignant l'excitation des résonateurs, le couplage entrée sortie diminue et l'adaptation s'avère moins bonne.

V.3.2.6. Couplage entrée sortie k

La figure 14 montre que pour une variation de $5 \mu\text{m}$ du paramètre k l'adaptation se détériore de 0.5 dB .

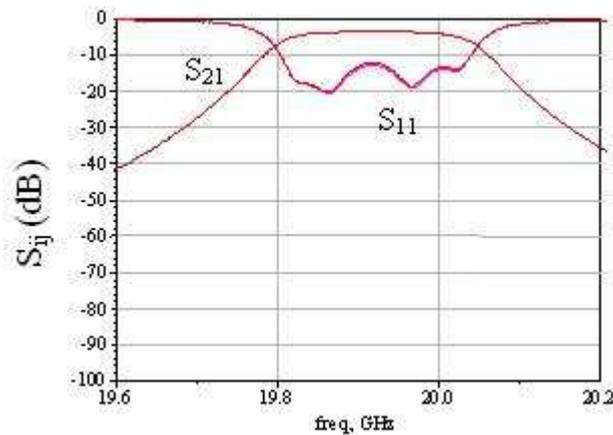


figure 14. Influence de la variation du couplage entrée sortie k sur la réponse

V.3.2.7. L'épaisseur de la cavité

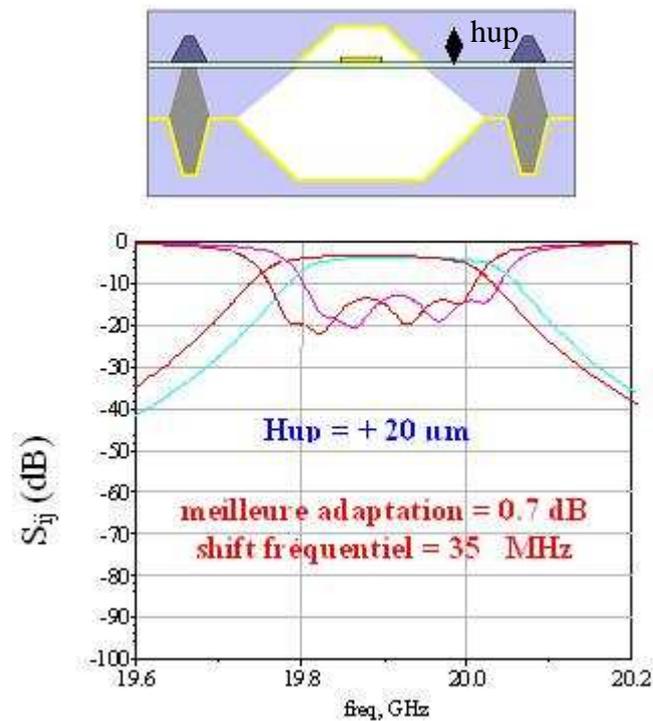


figure 15. Influence de la variation de l'épaisseur de la cavité sur la réponse

En plus de la variation due à une imprécision de la gravure nous avons une variation de l'épaisseur due à l'assemblage des différentes parties de la structure. Ceci va forcément augmenter l'épaisseur de la cavité. Pour une augmentation de 20 μm (qui est la variation mesurée par RMT sur les structures fabriquées), on va avoir une meilleure adaptation et un décalage fréquentiel de 35 MHz.

En résumé : Le tableau n.2 montre les paramètres et leur influence

PARAMETRE	INFLUENCE
A B C D (longueur résonateur)	Décalage en fréquence
E F G (couplage)	Adaptation et bande passante
M L (couplage entrée/sortie)	Adaptation
Hup Hlo (épaisseur cavité)	Décalage fréquentiel et adaptation

Tableau n. 2 : résumé des paramètres influant sur la réponse du filtre

En regardant les courbes et le tableau, nous pouvons conclure que :

pour l'adaptation le paramètre le plus influant est le couplage entrée sortie M

pour le changement de la largeur de la bande le paramètre le plus influant est le couplage inter-résonateur

et finalement pour le shift fréquentiel les deux paramètres sont la longueur des résonateurs et l'épaisseur de la cavité. L'élément qui aura le plus d'impact est la hauteur des cavités.

V.3.3. Résultats de tests spatiaux effectués sur les filtres réalisés par RMT

Les circuits micro-usinés composés d'une fine membrane de benzocyclobutène (BCB) sont destinés à être utilisés dans l'espace. Pour ces raisons ils ont été soumis à de nombreux tests de fiabilité. Les contraintes auxquelles le filtre sera soumis lors de son utilisation ont été spécifiées (tableau n.3). Un plan d'évaluation de la technologie correspondant a été construit à partir des normes ci-dessous applicables aux composants/sous systèmes embarqués sur des

satellites. Ces tests ont été effectués chez TAS à Toulouse ou à l'ESA grâce à Olivier Vendier et Laurent Marchand.

	Standard correspondant	Evaluation/Qualification
Stockage à haute température	(ESA PSS-01-612 / Mil STD 883 – Method 1008, "B")	2000h @ 125°C
Cycles thermiques	(ESA PSS-01-612 / Mil STD 883 – Method 1010, "B")	500 cycles : – 55/+125°C
Résistance à l'humidité	(ESA PSS-01-612 / Mil STD 883 – Method 1004)	10 cycles 25/65°C 85% RH
Choc mécanique	(ESA PSS-01-612 / Mil STD 883 – Method 2002, "C")	3000g peak / 0.3 ms (5 cycles dans les 5 directions définies)
Vibration	(ESA PSS-01-612 / Mil STD 883 – Method 2007, "B")	50g peak - 20/2000Hz (4 cycles dans les 3 directions définies)

Tableau n. 3 : tests spatiaux effectués

V.3.3.1. Tests de température

Le circuit a été testé à une température égale à 65°C. Un petit décalage fréquentiel de 10 MHz est apparu, comme le montre la figure 16, entre le résultat du circuit à température ambiante et le circuit testé à 65°C.

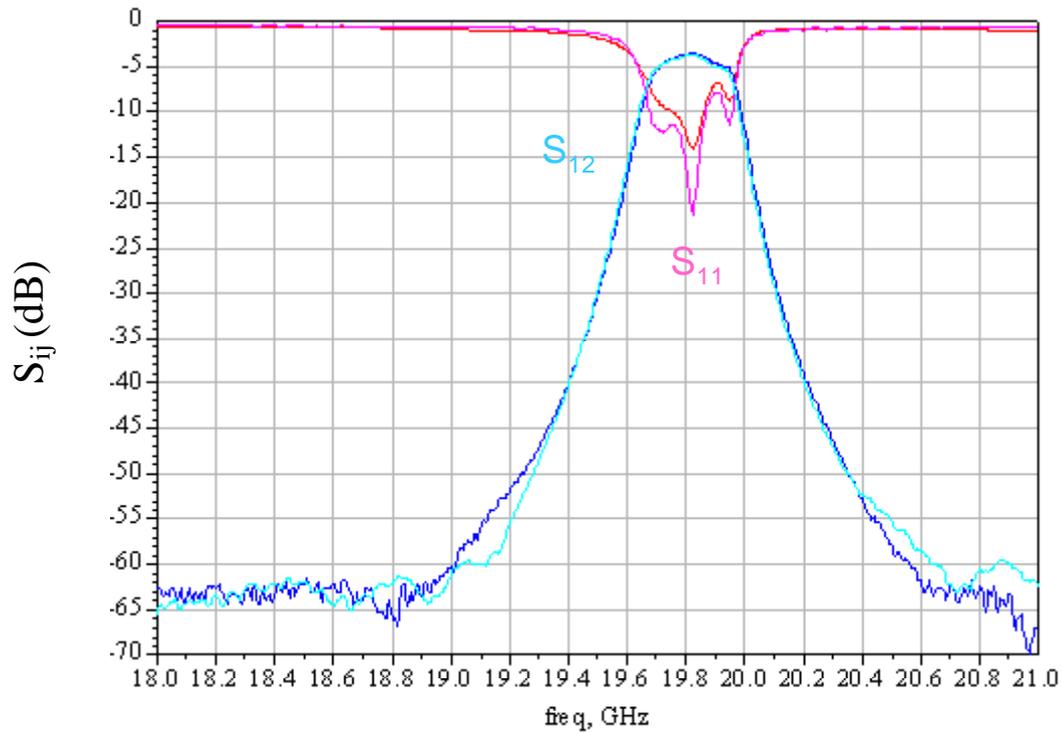


figure 16. Effet de la température 65 °C

V.3.3.2. Tests de radiation

La radiation du circuit en ions, à partir d'un accélérateur de faisceaux d'électrons ou d'un Cobalt 60 gamma ray, n'a pas d'influence sur le circuit comme le montre la figure 17.

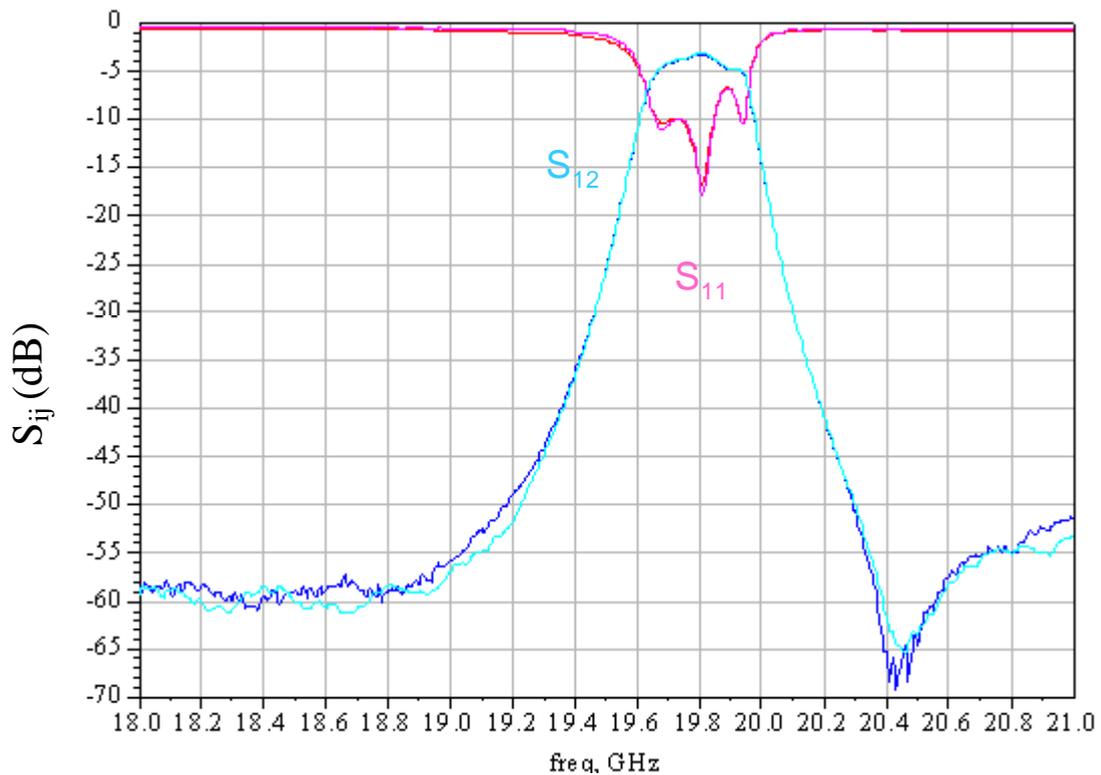


figure 17. Effet de la radiation

V.3.3.3. Tests de chocs thermiques

Après avoir subi le choc thermique, le filtre ne présente plus la moindre transmission. Nous avons alors examiné aux rayons X, grâce à Frédéric Courtade du CNES, l'état d'un des circuits soumis au choc thermique. Nous avons remarqué que la membrane a été détruite après passage de $-25/+120^{\circ}\text{C}$. Une photographie aux rayons X d'une membrane cassée est montrée figure 18 :

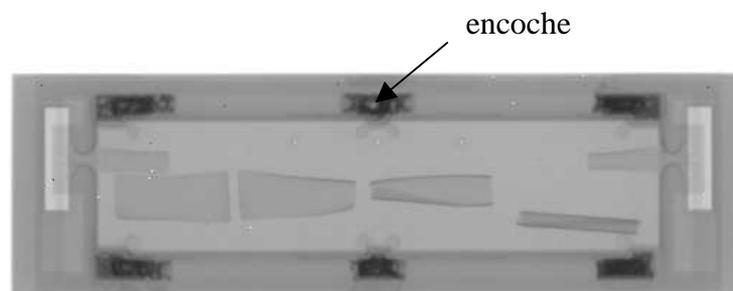


figure 18. membrane détruite

La rupture de la membrane est probablement due aux encoches dans les vias entourant le circuit. Ces encoches sont utilisées pour augmenter la réjection hors bande du filtre. Comme la longueur du filtre est grande, elles bloquent les modes évanescents qui peuvent s'installer. Un zoom sur une encoche est montré sur la figure 19. En simulant avec le logiciel Ansys une structure avec membrane sans encoches, nous avons trouvé des faibles variations de planarité de la membrane lors de l'application du choc thermique. Dans la nouvelle structure, avec des résonateurs quart d'onde, montrée figure 20, les encoches ne sont plus nécessaires car la taille des vias a été considérablement réduite.

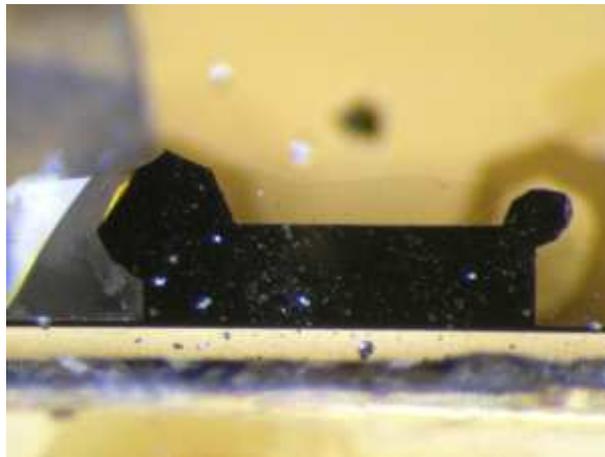


figure 19. Zoom sur une encoche

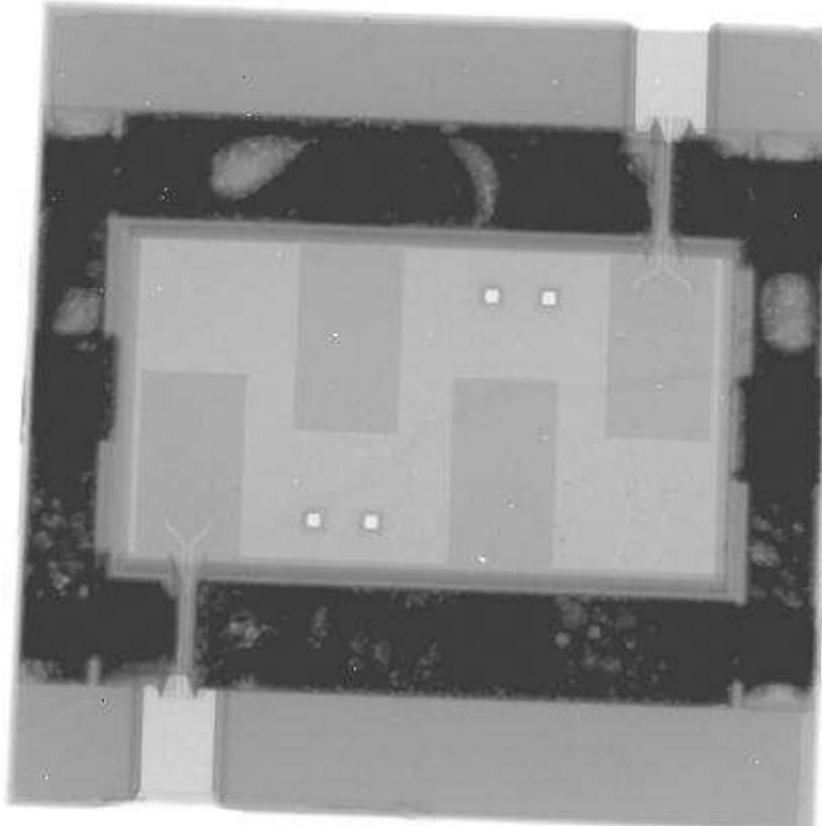


figure 20. Structure quart d'onde sans encoches

Des tests thermiques réalisés avec Ansys sont maintenant détaillés.

V.4. Etude thermique

Le choc thermique consiste à faire subir au circuit une rapide variation (en 60s) de température allant de -25°C à 120°C . Le but de cette étude est d'étudier l'effet simulé de ce test sur la membrane. Pour cela nous allons calculer les déformations subies par la membrane et les valeurs de stress qui lui sont appliquées.

V.4.1. Le choc thermique

Le choc thermique peut créer une fracture dans le matériau. Les verres et les céramiques sont particulièrement vulnérables à cause de leur fragilité, de leurs faibles conductivités thermiques et de leur fort Coefficient d'Expansion Thermique (CTE). Quand plusieurs matériaux composent une structure, c'est principalement la différence entre les CTE des

différents matériaux qui peut causer la rupture. Elle se produit quand les différents composants se dilatent de manières différentes. Cela produit des déformations et des tensions (ou stress). A partir d'un seuil limite, le stress dépasse la valeur maximale du matériau ce qui créera des fractures.

V.4.2. Propriétés critiques de la membrane

L'objectif de cette étude est de vérifier si les valeurs limites conduisant à la fracture sont atteintes. La figure 21 montre le rapport entre le stress et la déformation.

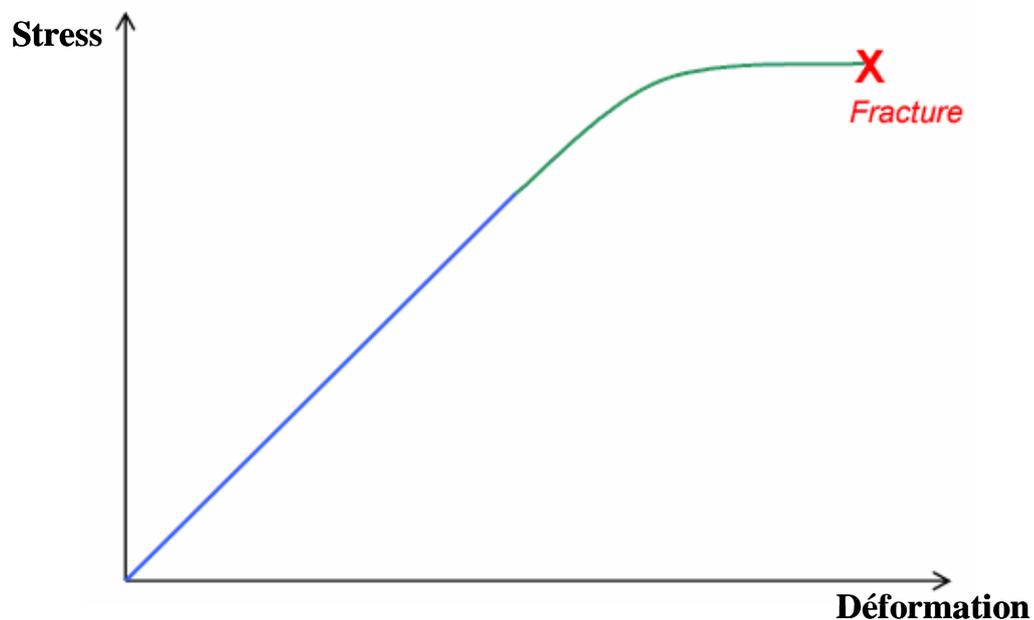


figure 21. Relation entre le stress et la déformation

On peut aussi mesurer l'intensité du stress K . Si K mesurée $>$ K critique, on a dépassé le domaine de plasticité. Il existe deux modes de rupture : le cisaillement et le peeling. D'après le tableau n.5 fourni par le fabricant Dow Chemical, le fabricant de BCB, la valeur critique de tension est égale à 87 Mpa et la longueur maximale lors de la déformation ne doit pas dépasser de plus de 8 % la longueur initiale. Sinon, il y aura rupture.

Propriétés mécaniques	Valeur
Module de traction (Gpa) @ -40°C	3.4 ± 0.2
Module de traction (Gpa) @ RT	2.9 ± 0.2
Module de traction (Gpa) @ 125°C	2.2
Module de traction (Gpa) @ 150°C	2.0
Module de traction (Gpa) @ 250°C	1.3
Résistance à la traction (Mpa)	87 ± 9
Allongement à la rupture (%)	8 ± 2.5
Poisson Ratio @ RT	0.34
Contraintes résiduelles sur Si at 25°C (MPa)	28 ± 2

tableau n. 5 : propriétés mécaniques de la membrane BCB

Toutes les propriétés du BCB varient par rapport à la température et principalement le coefficient d'expansion thermique. Lors des simulations, on prendra en compte ces variations. La variation du CTE en fonction de la température est fournie par Dow Chemical. Cette variation est présentée figure 22 et est intégrée dans le logiciel Ansys. Elle témoigne de la relation entre le coefficient d'expansion thermique et la température.

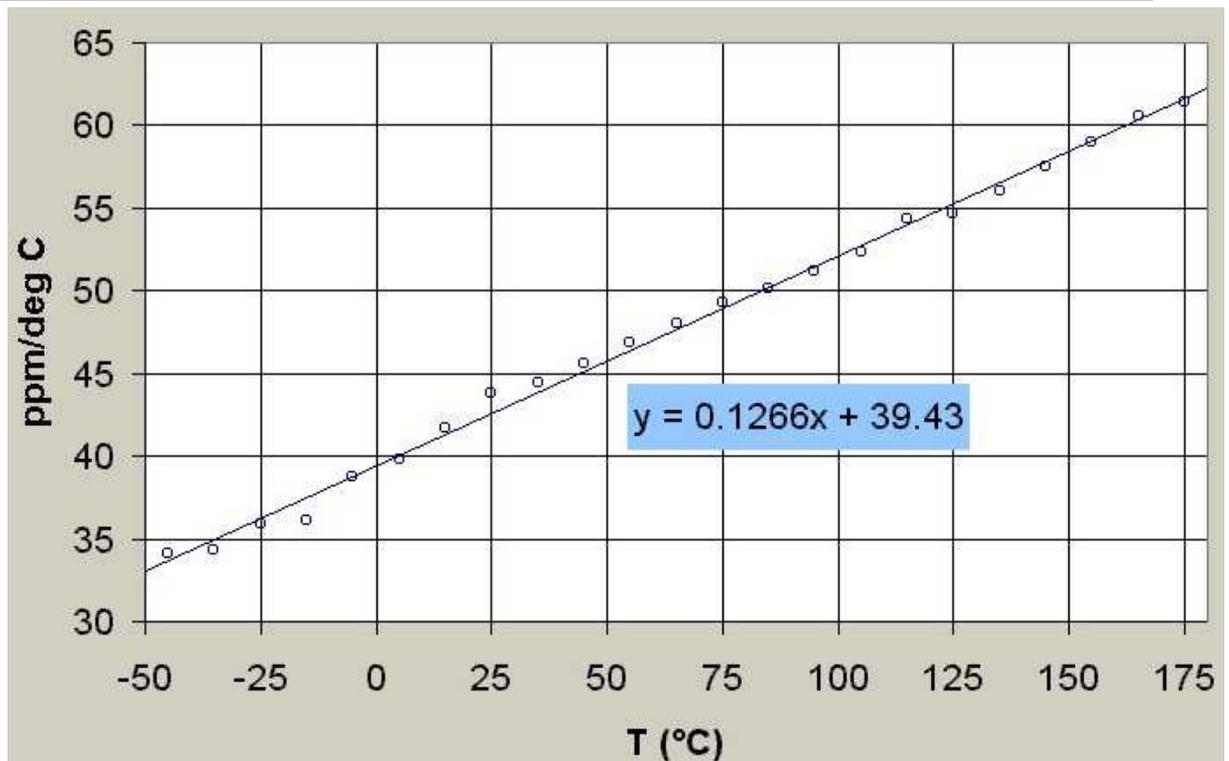


figure 22. Relation entre CTE et la température

V.4.3. Les structures à étudier

Les structures étudiées sont nos filtres micro-usinés sur membrane BCB. Un filtre demi-onde et un autre quart d'onde sont fabriqués sur un substrat de Silicium. On dépose une membrane BCB (benzocyclobutène) sur le substrat ; elle sert de support pour le circuit. Une solution de TMAH est utilisée pour graver le substrat sous le circuit résonnant mais également pour creuser des vias. Les figures 23 et 24 montrent les structures demi-onde (33mm*7.4mm) et quart d'onde (10.8mm*13mm) à étudier.



figure 23. Filtre 4 pôles demi onde

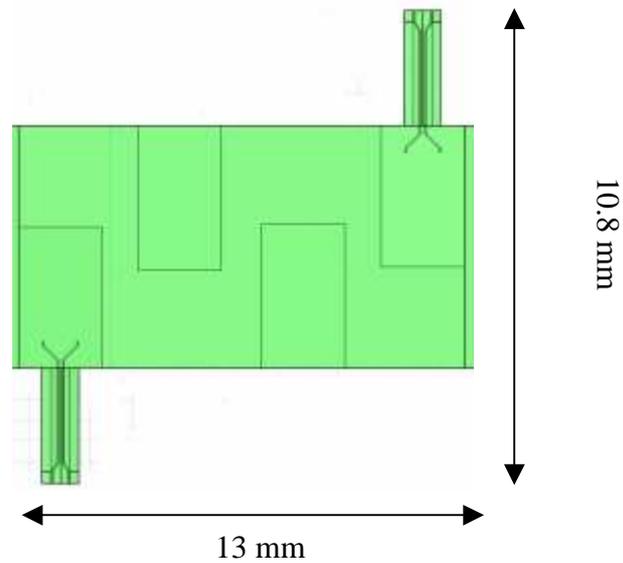


figure 24. Filtre quart d'onde

La figure 25 montre une vue des couches qui constituent les deux filtres.

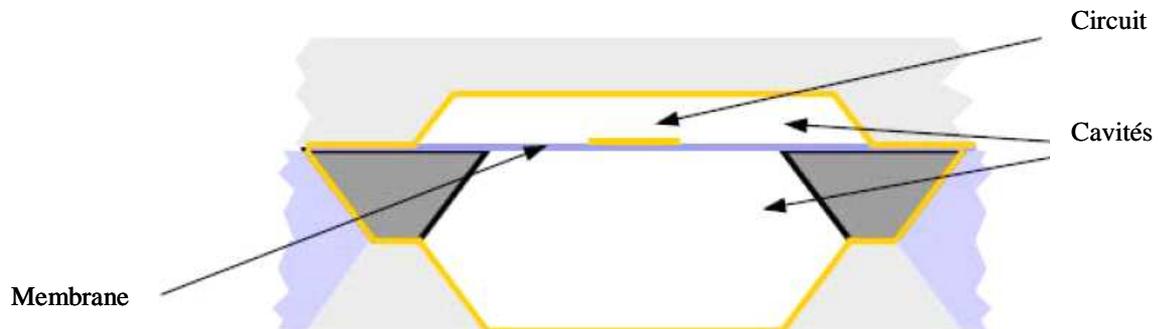


figure 25. Empilement des couches

V.4.4. Etude avec Ansys

V.4.4.1. Filtre demi onde

L'étude consiste à diviser la variation de la température en plusieurs petits intervalles. La déformation résultante, suivant la composante Z et simulée au milieu de la structure, est

calculée en fonction du temps. La structure est ancrée à toutes ses extrémités par la présence du Silicium autour de la partie suspendue.

La déformation de la membrane résulte des contraintes créées par l'application des températures liées au choc thermique. Lors de la simulation, de l'instant initial $t= 0$ jusqu'à 20s, la structure subit des températures négatives (-25°C). Par la suite, l'expérience est divisée en plusieurs intervalle de temps et de température jusqu'à 120°C . La figure 26 présente la déformation mesurée dans le sens vertical (normal à la membrane) en fonction du temps et les températures dans chaque intervalle de temps sont notées.

La déformation mesurée durant le cycle, est très faible et ne peut pas causer une fracture de la membrane. Elle est de l'ordre de 0.04% ce qui est très inférieur au 8% d'extension possible donnée par le fabricant.

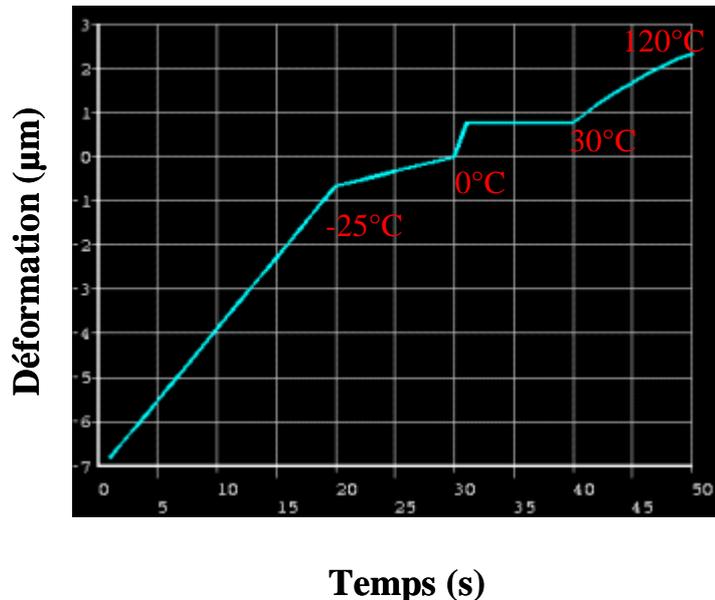


figure 26. La déformation suivant Z par rapport au temps

Une autre manière de détecter une fracture de la membrane est de calculer les valeurs des contraintes existant dans la structure. Le stress principal est le stress normal à la membrane.

Le logiciel Ansys permet de calculer les contraintes créées à la fin du cycle de choc thermique. Le stress principal est montré figure 27. La valeur du stress calculée, au milieu de la membrane, est proche de 3 Mpa ce qui est loin de la valeur limite. La plus haute valeur de stress simulée est à l'extérieur de la membrane, dans les zones où elle est ancrée sur le Si. Néanmoins cette valeur reste inférieure à la limite.



figure 27. Premier stress principal en MPa

Ces résultats tendent à montrer que la membrane résiste au choc thermique mais qu'elle est fragilisée par les encoches dans les vias. Des structures plus petites et donc sans encoches seront résistantes.

Néanmoins les résultats doivent être pris avec précautions car nos structures étant très grandes (plusieurs cm de longueur), le maillage est donc très large.

V.4.4.2. Stockage à haute température

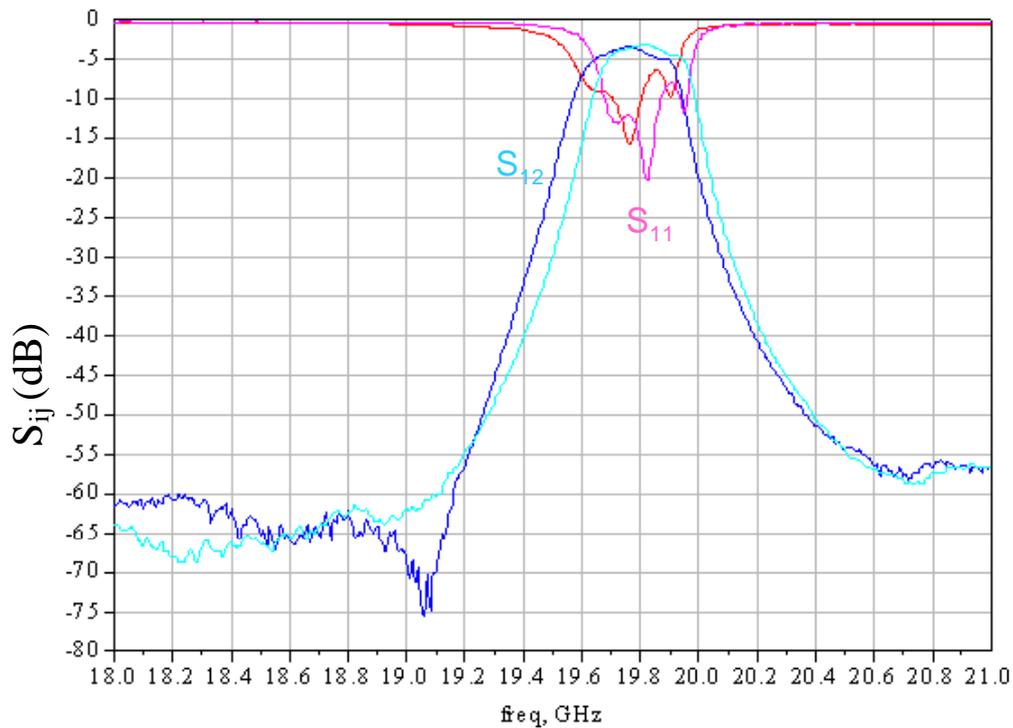


figure 28. Effet de l'entreposage thermique

En stockant le circuit à 125 °C pendant 2000 heures, un décalage fréquentiel de 80 MHz est obtenu sur la figure 28.

V.4.4.3. Test de vibrations et chocs

Ces tests n'ont pas été faits sur ces filtres mais sont planifiés dans les mois à venir.

La plupart des tests effectués n'avaient pas une grande influence sur le circuit sauf le choc thermique dont le problème a été résolu par la suite.

V.5. Réduction des dimensions

Ce filtre avec des résonateurs demi-onde est plus grand que la taille maximale tolérée pour l'héberger dans le récepteur satellitaire. Il est donc impératif d'en réduire les dimensions. De plus, avec une volonté de conduire à l'industrialisation de ce type de filtre nous devons

réduire les dimensions totales pour pouvoir mettre plus de circuits sur le même wafer et ainsi réduire les coûts de production. Plusieurs topologies ont été imaginées pour réaliser cet objectif.

V.5.1. Filtre 4 pôles elliptique en résonateur patch à fente en croix [7][8][9][10][11]

Un filtre elliptique est un filtre avec plusieurs zéros de transmission qui délimitent la bande passante et qui rendent la sélectivité beaucoup plus importante. Pour réaliser une structure avec une bonne réjection la structure elliptique semble une bonne solution avec deux zéros de transmission réels ($\text{Réal}(p) = 0$, $\text{im}(p) = 3$). On imagine un résonateur patch compact à fente en croix montré figure 29 :

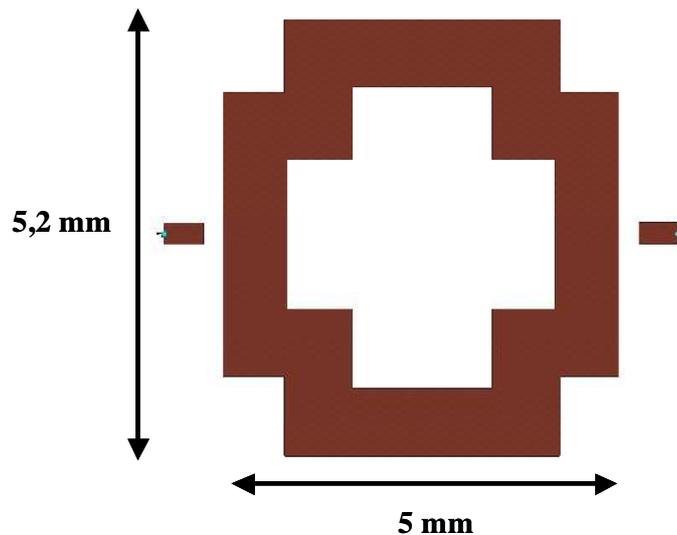


figure 29. résonateur patch

Le facteur de qualité à vide calculé pour cette structure est égal à 320 avec une largeur du résonateur égale à $500 \mu\text{m}$. Si nous regardons la taille de ce résonateur pour avoir une taille plus petite que la structure demi-onde nous pouvons imaginer un filtre 4 pôles avec deux zéros de transmission.

La matrice idéale de couplage M_{ij} montrée sur la figure 30, est extraite en utilisant le logiciel Felo développé à XLIM. A partir de cette matrice, les valeurs de couplage entrée

sortie et des couplages inter-résonateurs peuvent être extraites. Nous calculons Q_{ext} égal à 88 et K_{ij} de l'ordre de 0.008 et 0.00062.

0.000	0.936	0.000	0.000	0.000	0.000
0.936	0.000	0.813	0.000	-0.052	0.000
0.000	0.813	0.000	0.677	0.000	0.000
0.000	0.000	0.677	0.000	0.813	0.000
0.000	-0.052	0.000	0.813	0.000	0.936
0.000	0.000	0.000	0.000	0.936	0.000

figure 30. Matrice idéale

La courbe idéale qui satisfait notre gabarit est présentée figure 31.

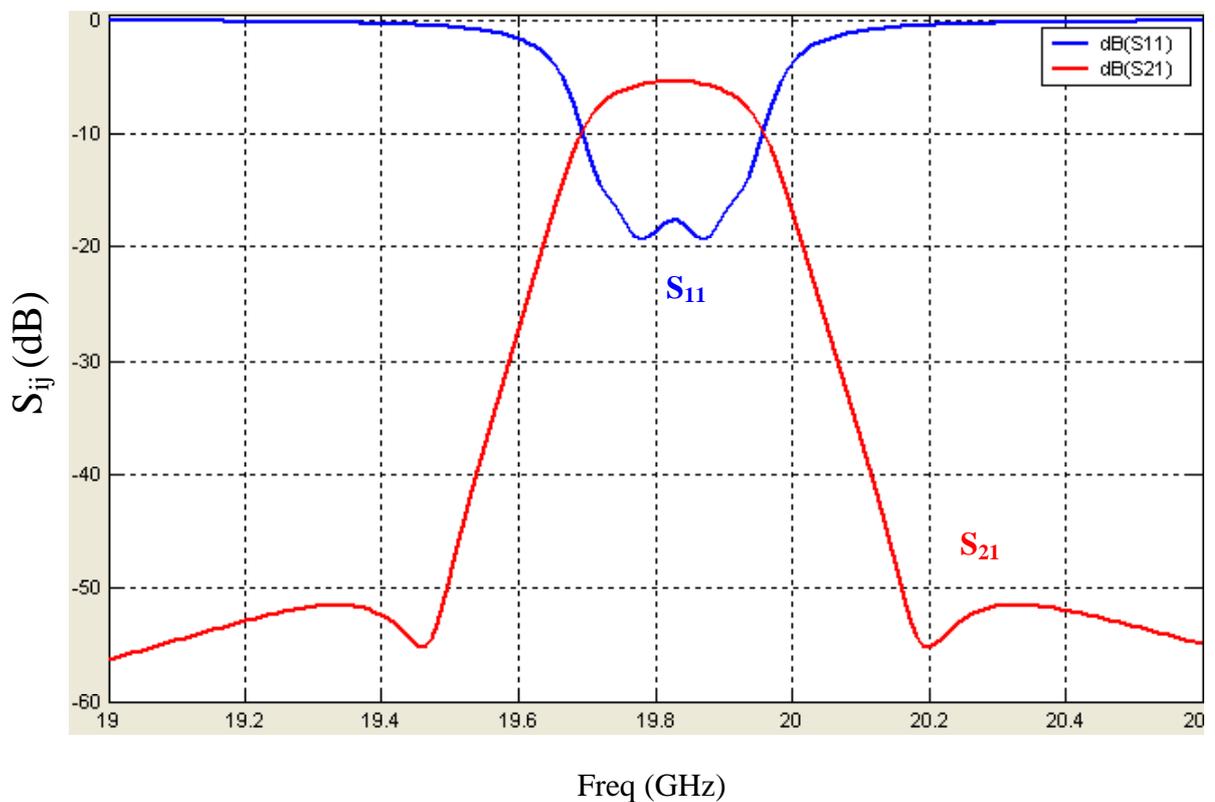


figure 31. Courbe idéale

La structure du filtre 4 pôles imaginée est présentée figure 32.

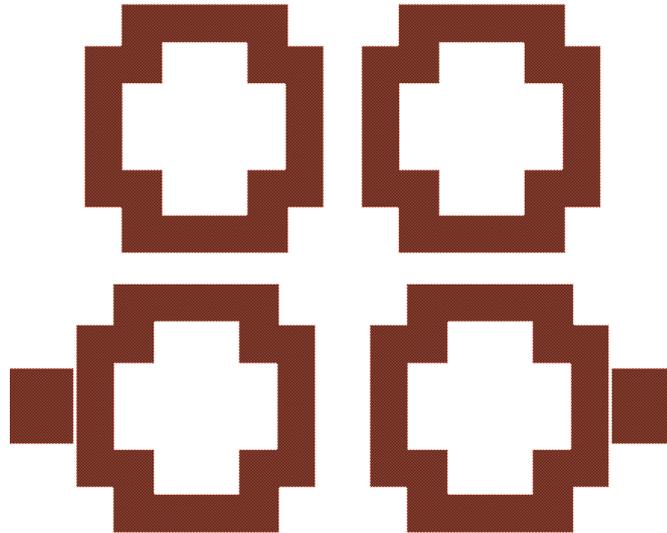


figure 32. Filtre 4 pôles

En calculant les paramètres nécessaires pour réaliser cette courbe à partir de la matrice idéale on obtient des coefficients avec des couplages inter-résonateurs très petits et pas facilement réalisables (de l'ordre de 0.008 et 0.00062). Avec le Q_0 pas très élevé 320 et la difficulté d'optimisation due aux valeurs des coefficients de couplage inter-résonateurs, nous avons préféré chercher d'autres solutions. Celle-ci aurait été très instable aux variations technologiques.

V.5.2. Structure bimode en réonateur patch en croix perturbé

V.5.2.1. Présentation du résonateur perturbé

Un résonateur patch perturbé, montré figure 33, a deux modes qui se couplent et qui résonnent à deux fréquences f_1 et f_2 et présente donc deux pôles.

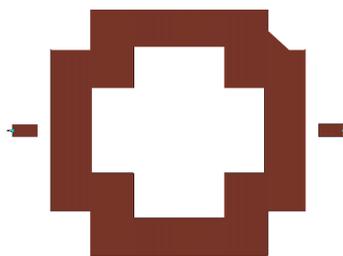


figure 33. résonateur patch perturbé

Le résultat du calcul électromagnétique fait sur ce résonateur montre bien 2 pôles de transmission couplés comme le montre la figure 34

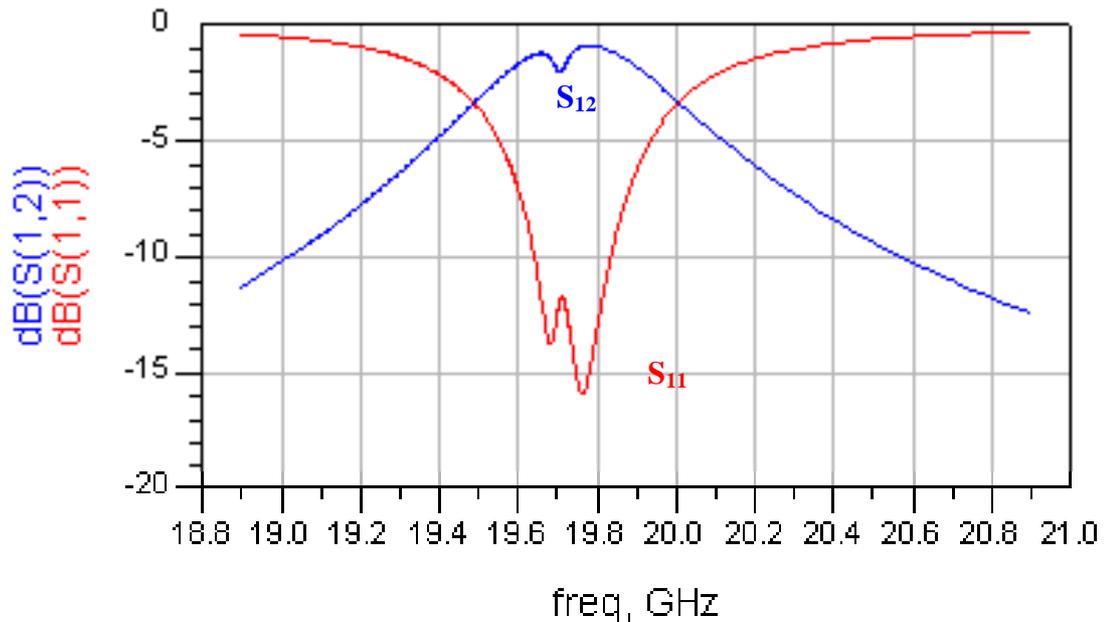


figure 34. simulation d'un résonateur

Le couplage des modes duaux a été difficile à réaliser pour cette structure. Un des deux modes est beaucoup plus couplé que l'autre ce qui fait qu'une large bande est impossible sauf si nous trouvons une autre manière de coupler ce filtre.

V.5.2.2. Simulation d'un filtre 4 pôles

En étudiant les coefficients de couplage et de modèle à travers le logiciel FELO développé à XLIM, pour un filtre Tchébychev, un filtre 4 pôles suffira. La courbe idéale est montrée figure 35. Cette structure, issue de la structure précédente avec une légère modification, a le même facteur de qualité que la précédente qui est de 320.

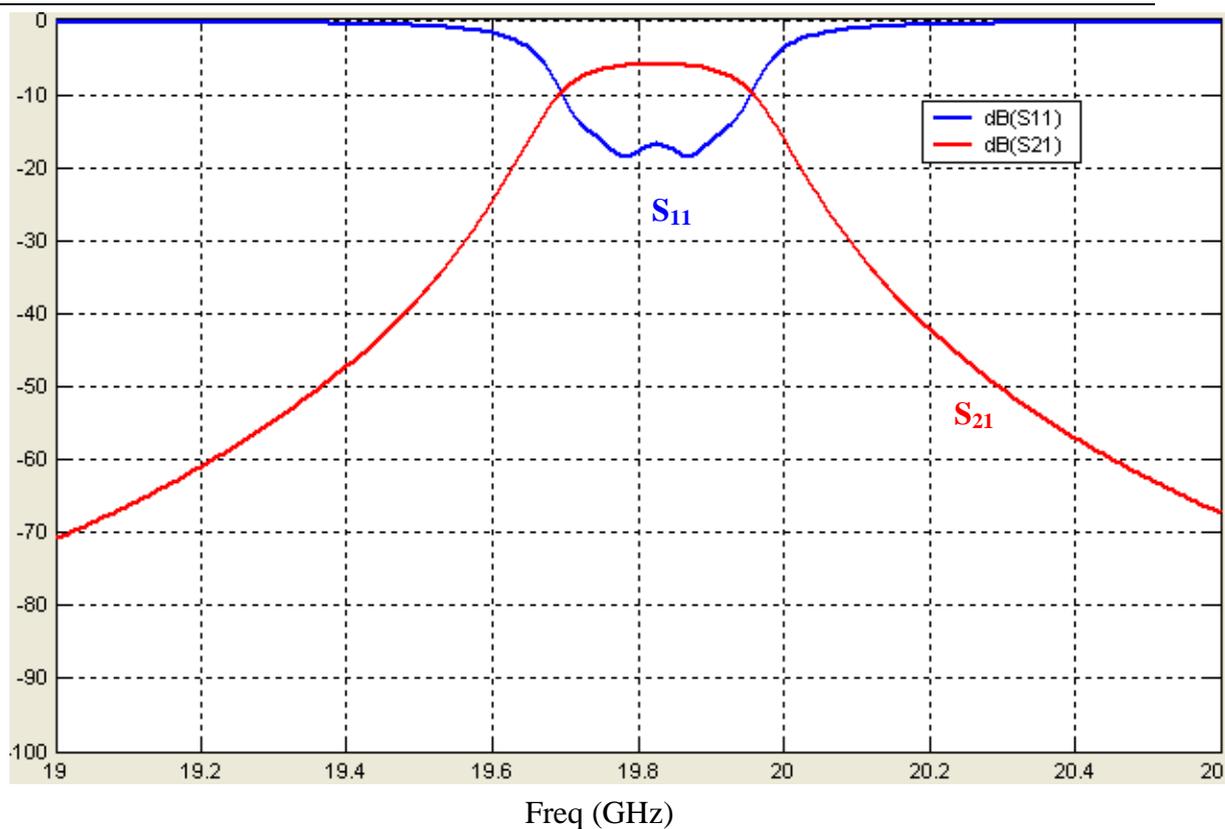


figure 35. courbe idéale d'un filtre Tchébychev 4 pôles



figure 36. Filtre avec 2 résonateurs perturbés

La figure 36 montre la structure conçue avec deux résonateurs patch perturbés.

Le problème que nous avons rencontré dans ce cas tient aux dimensions de la déformation qui doivent être très faibles. Avec ce genre de topologie il était presque

impossible d'atteindre le couplage nécessaire car à un moment la déformation ne pouvait plus être diminuée.

Or par la suite, nous avons besoin d'élargir la bande afin de diminuer les effets de température et de l'environnement lors de l'intégration de ce filtre dans un système spatial. C'est pour cela que nous avons décidé de travailler avec un filtre 5 pôles en intégrant entre les deux résonateurs un autre résonateur patch. Cela va nous permettre d'élargir la bande passante sans diminuer la réjection.

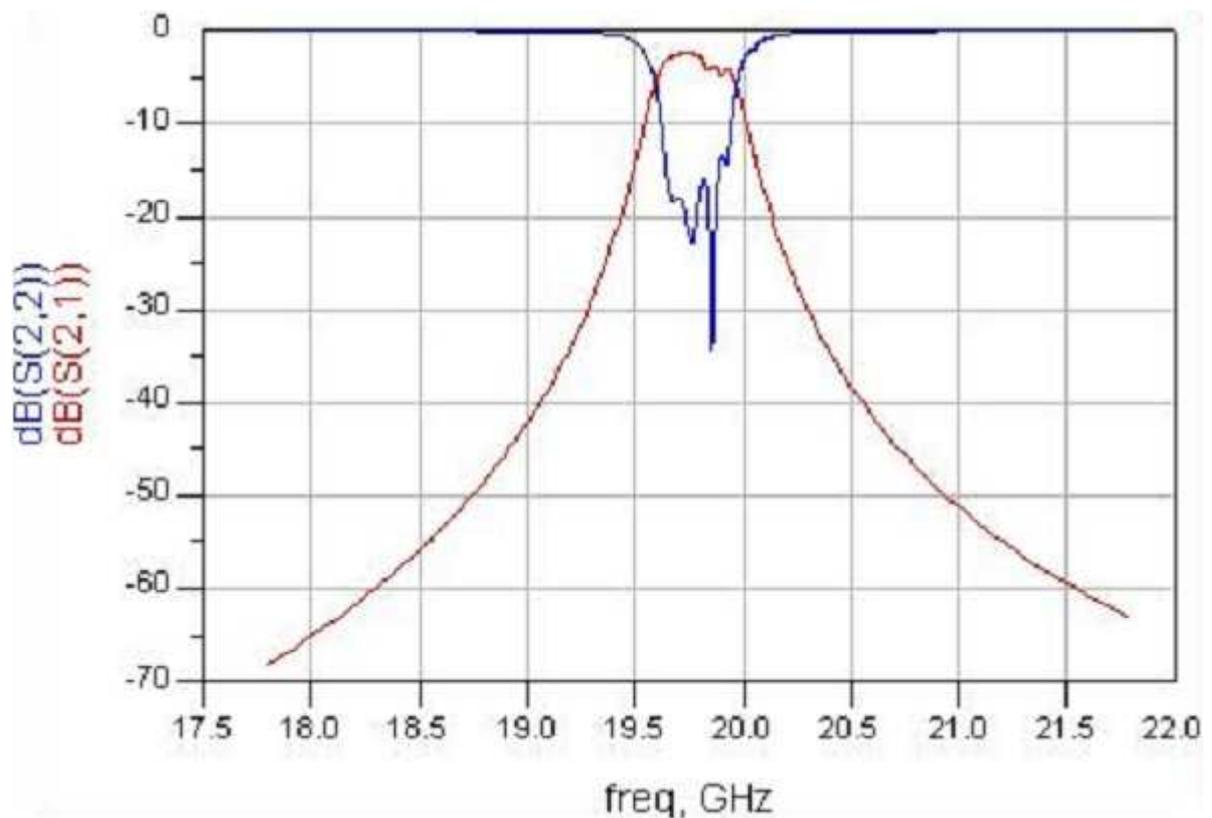


figure 37. Filtre 5 pôles avec deux résonateurs en modes duaux

Le résultat de simulation n'est pas complètement optimisé comme le montre la figure 37.

Comme les deux topologies n'ont pas permis de réaliser notre matrice idéale et qu'elles sont plus complexes à réaliser, nous avons exploré en même temps une autre topologie plus simple à réaliser et à optimiser en utilisant des résonateurs linéiques quart d'onde cette fois. Avec cette structure, notre but a été plus rapidement atteint qu'avec la topologie de modes duaux que nous avons en conséquence abandonnée.

V.5.3. Filtre quart d'onde[12][13]

Les résonateurs linéiques qui ont été fabriqués et mesurés par Matthieu Chatras montrent des coefficients de qualité de 600, permettant ainsi de limiter les pertes et d'améliorer la réjection hors bande.

En utilisant une simulation idéale, pour un filtre Tchebychev, compte tenu de notre gabarit. Un filtre à 4 pôles sera nécessaire pour répondre au gabarit souhaité. En faisant des calculs, nous obtenons [14] : $Q_{\text{ext}} = 91.6$; $K_{12} = k_{34} = 0.0175$; $K_{23} = 0.03$

Les filtres quart d'onde vont nous permettre une réduction considérable des dimensions. Un compromis entre la taille du filtre et la largeur des résonateurs, et donc le facteur de qualité, a été fait. Par conséquent, nous avons choisi une largeur de 2 mm.

V.5.3.1. Comparaison des dimensions entre structure quart d'onde et demi-onde

La figure 38 montre une comparaison entre les dimensions des deux structures demi et quart d'ondes.

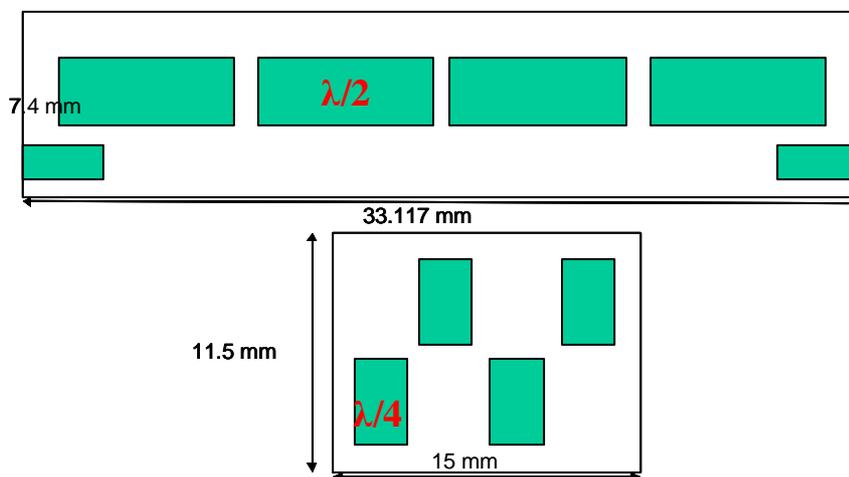
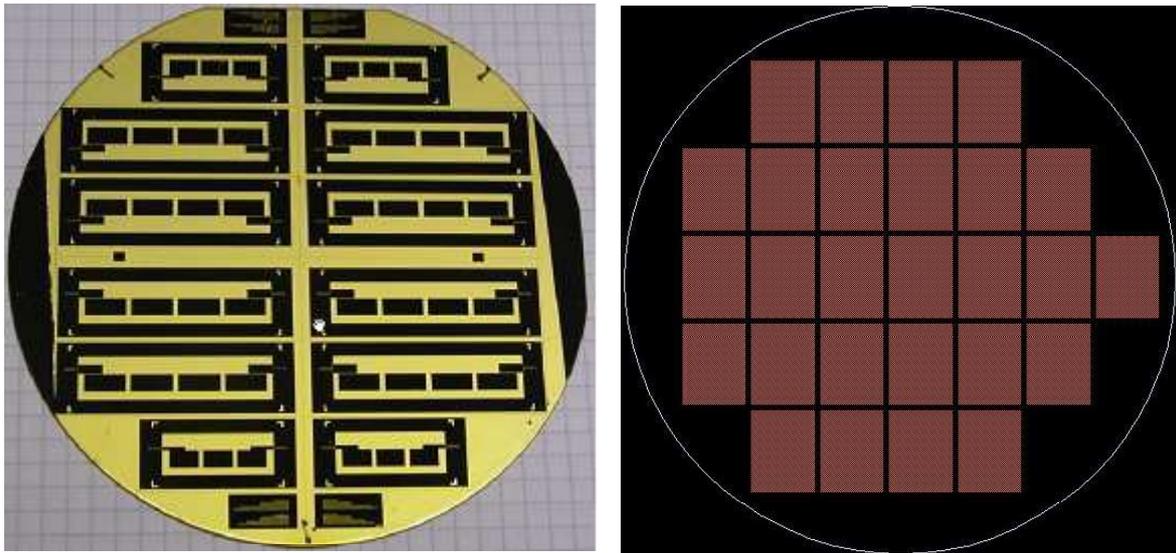


figure 38. Comparaison des dimensions des structures demi et quart d'onde

Au niveau d'un wafer de Silicium de 4'' nous observons, sur la figure 39, l'augmentation du nombre de circuits. Au lieu de 10 filtres demi onde (figure 39-a) le wafer pourra maintenant contenir 27 filtres quart d'ondes (figure 39-b).



a) 10 demi-onde

b) 27 quart d'onde

figure 39. comparaison du nombre de circuits par wafer avec des filtres demi-onde ou quart d'onde

La taille du filtre que nous venons de proposer est fortement réduite par rapport à celle obtenue avec la géométrie initiale. De plus il est difficile de réaliser les 10 filtres lors du même run car certains filtres sont très proches des bords du wafer, dans des endroits où les différentes étapes du process peuvent engendrer des défauts.

V.5.3.2. Modélisation/résultats

Le filtre quart d'onde est composé de quatre résonateurs court-circuités qui sont excités par des accès au début sur silicium puis intégrés dans les résonateurs. Le couplage de ces résonateurs est critique, la simulation doit donc se faire en intégrant la ligne d'excitation dans le résonateur pour assurer le Q_{ext} voulu dans le gabarit. Ce type d'accès est nécessaire pour obtenir le couplage demandé. Nous nous sommes donc orientés vers une simulation à 3D avec HFSS. La figure 40 montre l'accès utilisé et la boucle magnétique de couplage. Nous voyons aussi que le seul mode qui s'installe dans l'accès sur silicium est le mode coplanaire.

Les autres modes ont une constante de propagation très petite et ne se propagent donc pas.

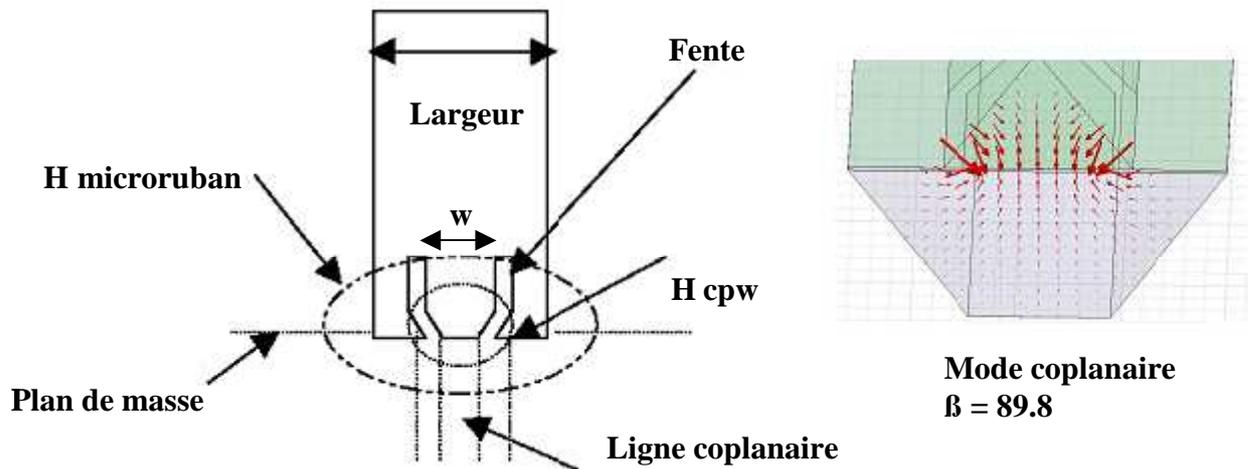


figure 40. boucle magnétique de couplage et champ dans l'accès

L'optimisation des dimensions de ce filtre se fait en plusieurs étapes. Premièrement nous avons choisi les paramètres qui influent sur le facteur de qualité à vide qui sont la largeur du résonateur la hauteur de la cavité supérieure de blindage et la hauteur de la cavité inférieure de blindage. Après une étude paramétrique entre le facteur de qualité et les différents paramètres nous remarquons que les dimensions optimales permettant une réalisation sans difficulté de fabrication sont les suivantes :

Largeur résonateur = 2 mm ; hauteur cavité sup = 425 μm ; hauteur cavité inf = 760 μm

Pour le calcul du facteur de qualité, nous avons simplifié la structure en simulant un résonateur avec des cavités de même hauteur mais à flancs droits comme le montre la figure 41. Le facteur de qualité simulé avec HFSS en oscillations libres est égal à 500 pour une largeur de 2 mm du résonateur.

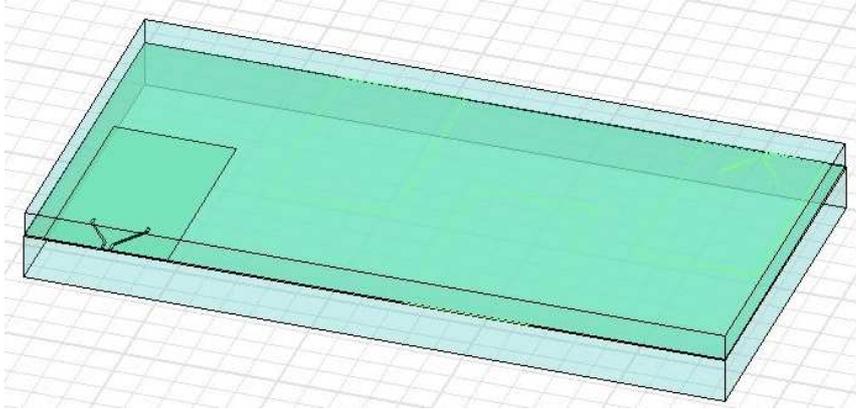


figure 41. résonateur simulé en oscillations libres

La deuxième partie de l'optimisation concerne les distances de couplages. Pour le calcul de Q_{ext} , nous simulons un résonateur avec un accès intégré comme celui montré figure 40. La distance par rapport à laquelle nous calculons le Q_{ext} est la largeur de la ligne coplanaire intégrée w (la distance entre les deux fentes).

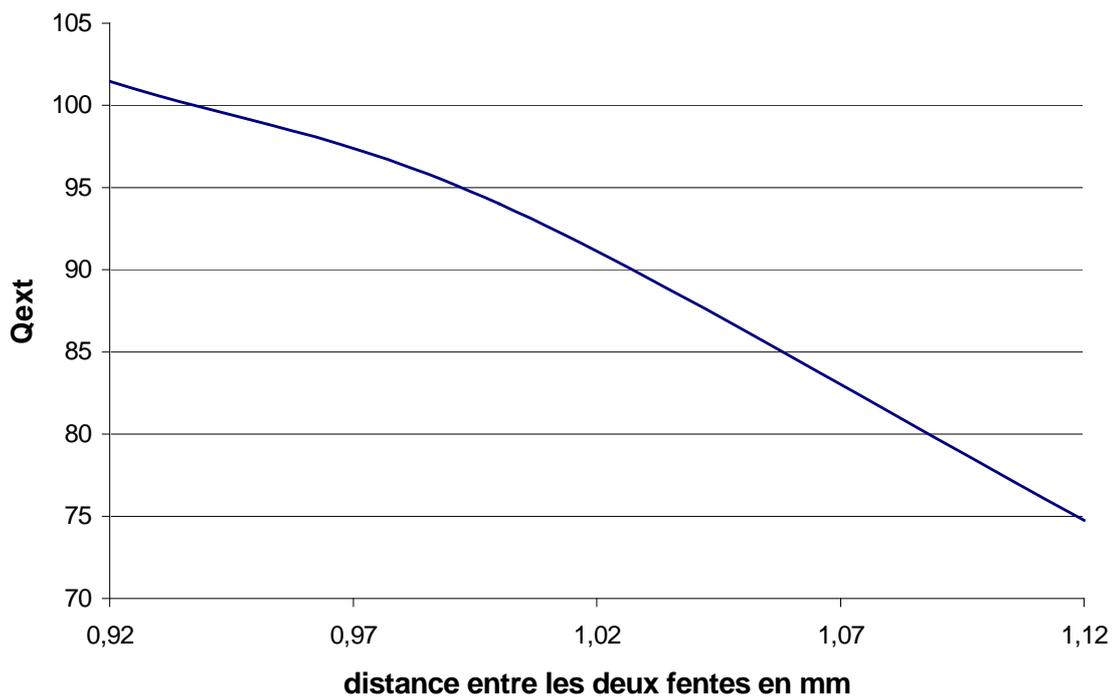


figure 42. relation entre la largeur de la ligne coplanaire w et le Q_{ext}

Pour le calcul de k_{ij} , nous simulons la structure de la figure 43 avec deux résonateurs découplés (excitation faible). La largeur de la ligne intégrée dans le résonateur est suffisamment petite pour que les résonateurs soient découplés.

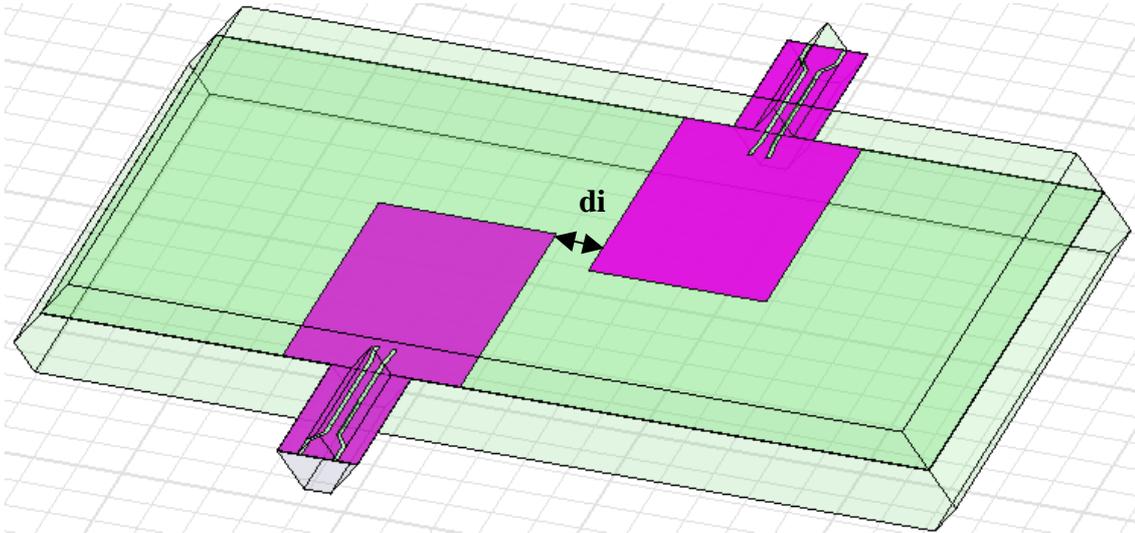


figure 43. calcul kij

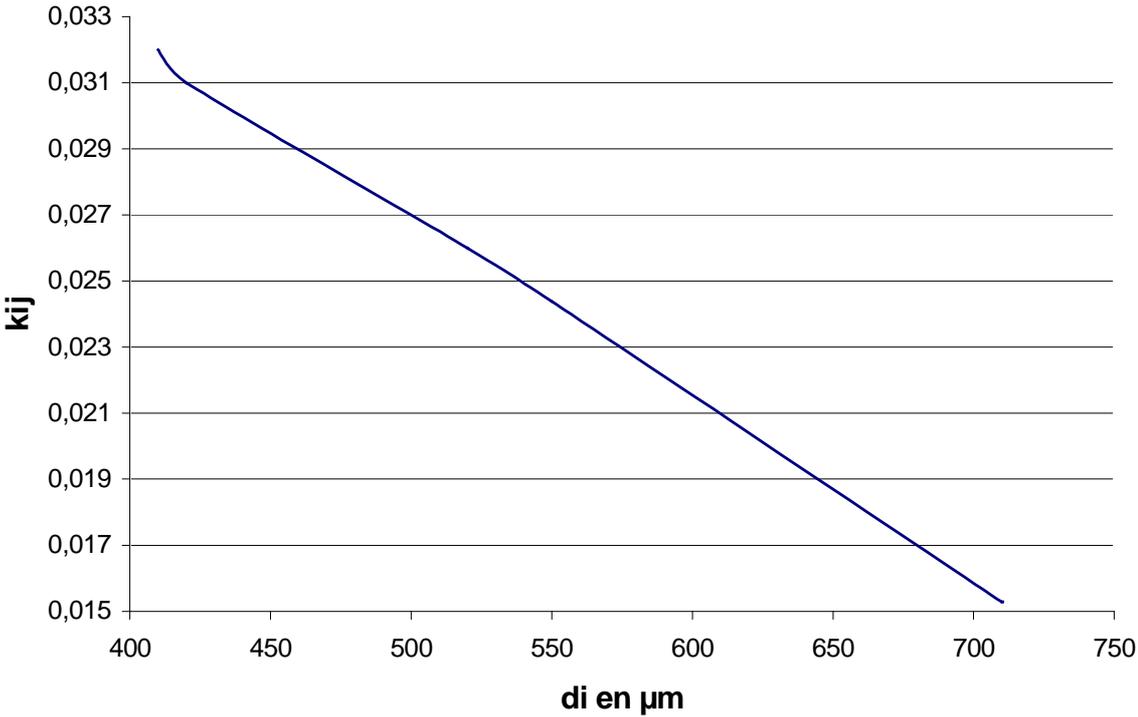


figure 44. relation entre la distance inter-résonateur et k_{ij}

La figure 44 montre la relation entre la distance inter-résonateur et k_{ij} . A partir de cette courbe, nous allons extraire les valeurs des distances à adopter. Sachant que la structure est symétrique alors nous avons $d_{R1R2} = d_{R3R4} = 675 \mu\text{m}$ et $d_{R2R3} = 440 \mu\text{m}$.

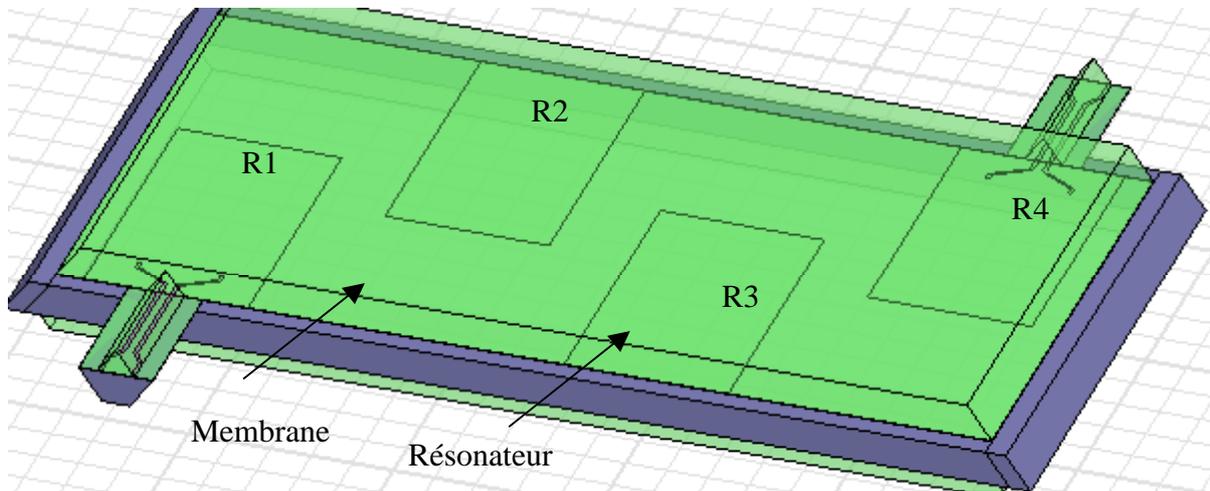


figure 45. structure du filtre quart d'onde

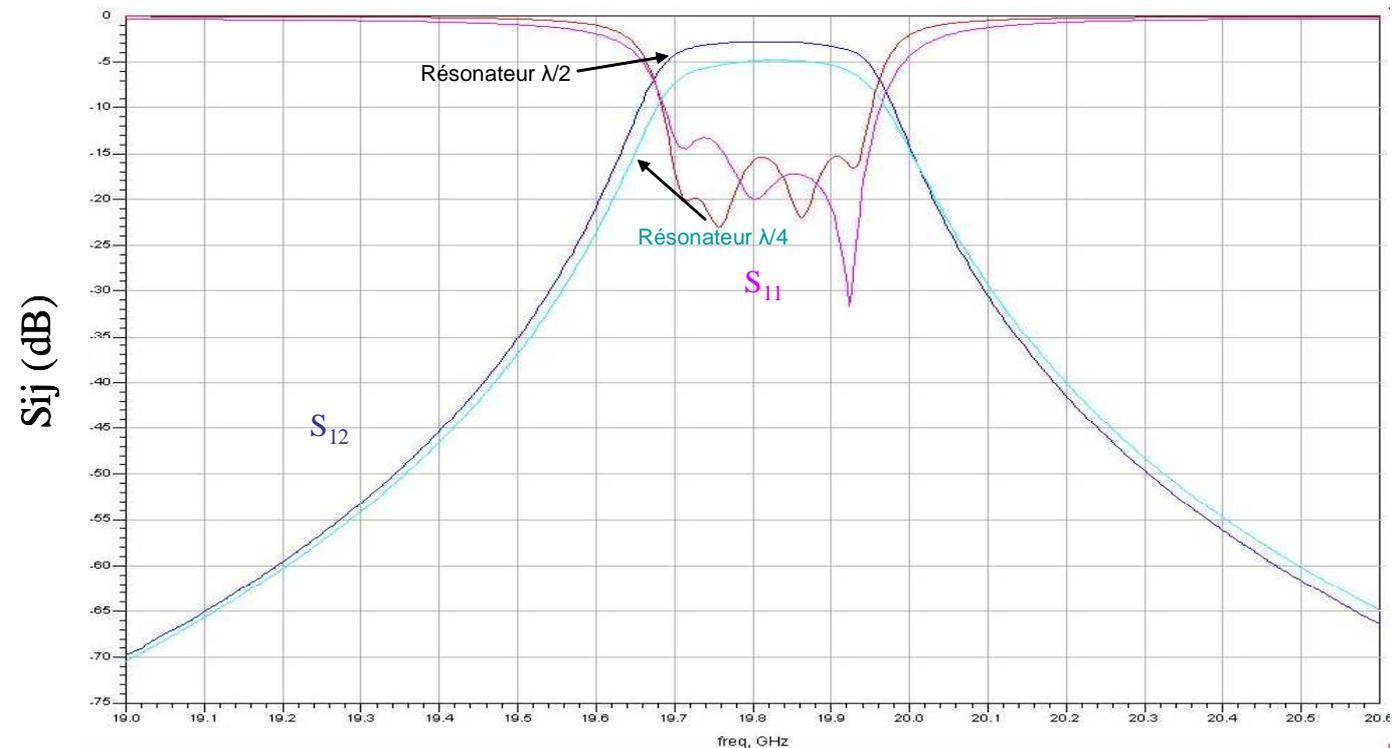


figure 46. Résultat de simulation 3D

La figure 45 montre une vue générale du filtre quart d'onde 4 pôles avec une approche identique à celle réalisée lors de la structure initiale demi onde : Le circuit est entouré par un

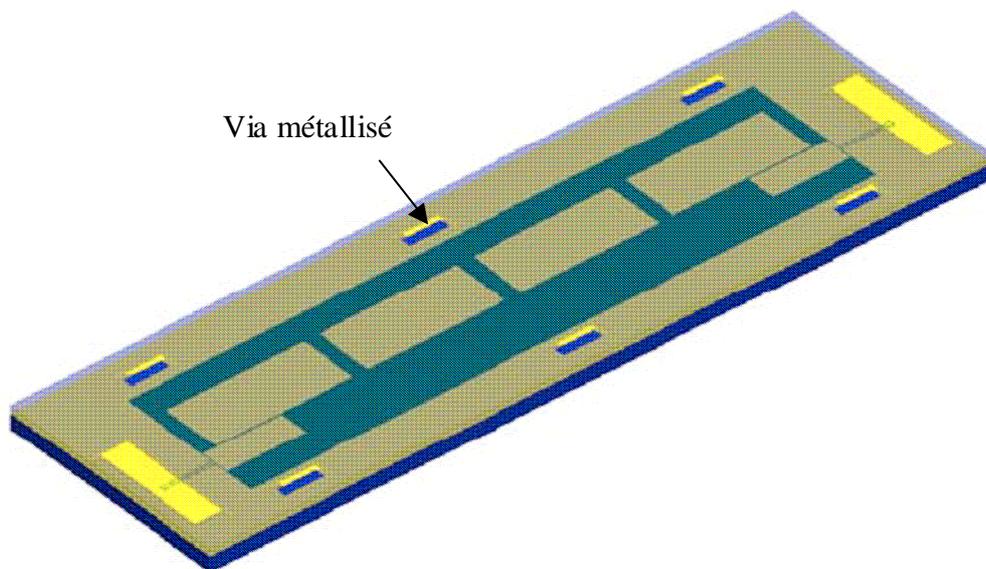
anneau de silicium (formé à cause l'inclinaison de la gravure de silicium) de $100\ \mu\text{m}$ qui le sépare des vias métallisés.

Après simulations en 3D et optimisations, nous procédons à une comparaison des performances des deux structures demi et quart d'onde pour s'assurer du bon choix de la structure qui va remplacer la demi-onde.

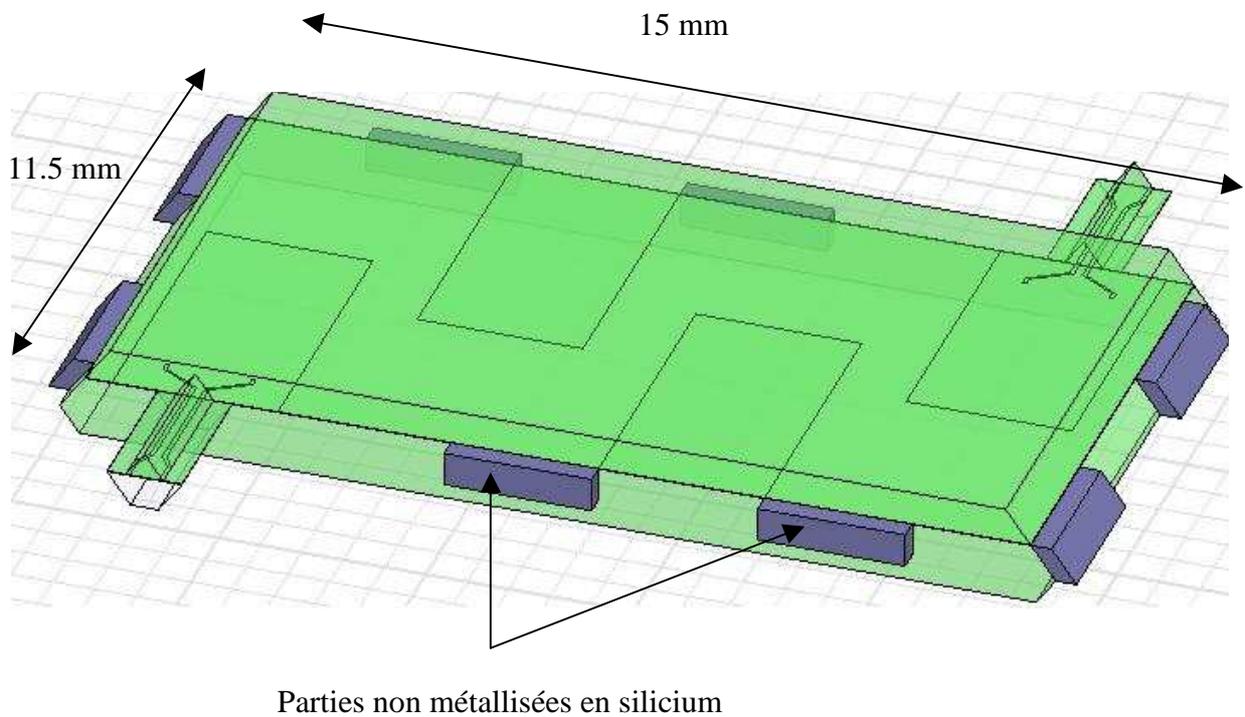
La figure 46 montre une comparaison entre le résultat obtenu en utilisant la structure $\lambda/4$ et $\lambda/2$. Le logiciel utilisé est HFSS.

On remarque que les deux structures ont la même bande passante et la même réjection (supérieure à 60 dB à 19.1 GHz). Par contre les pertes d'insertion sont plus importantes pour la structure quart d'onde. Ce qui est du à la différence entre les facteurs de qualité.

Pour industrialiser ces structures il faudra modifier le processus technologique pour satisfaire les conditions des unités de production. Pour atteindre notre objectif, nous avons recours à la structure demi-onde industrialisée (qui a été fabriquée) montrée figure 47 (a). On y voit des vias métalliques (remplis par l'intermédiaire des trous creusés sur le capot supérieur) qui remplaceront la métallisation entière utilisée pour blinder le circuit micro-usiné et figure 47 (b) qui montre la structure quart d'onde 3D modifiée et simulée.



(a)



(b)

figure 47. (a) : Vias métallisés (b) : structure quart d'onde avec processus technologique modifié

Cette structure vient d'un assemblage de 3 wafers de Si qui sont micro usinés. Les dimensions du filtre sont présentées sur la figure 47b. Nous obtenons une taille de 11.5*15mm. Les vias sont réalisés grâce à des masques sur la face supérieure du wafer supérieur. La figure 48 montre le procédé de gravure du wafer supérieur effectué sur les deux faces pour créer les vias

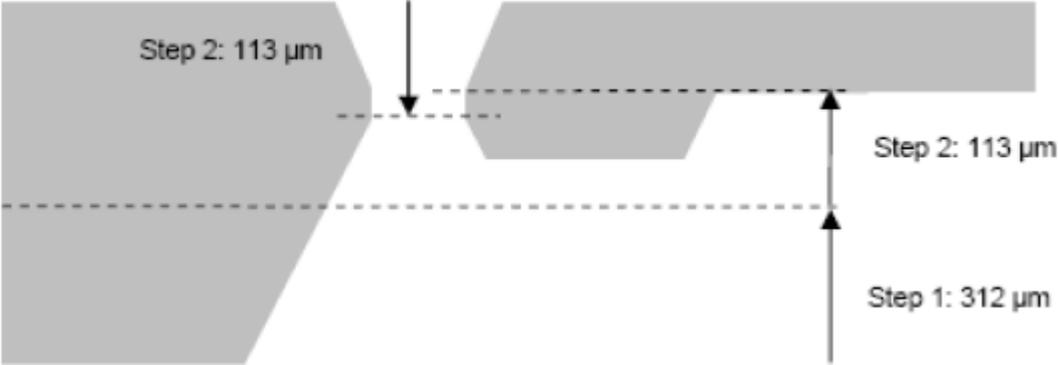


figure 48. Gravure du wafer supérieur et création des vias

Les accès d'excitation sont placés sur un substrat de Si. Deux types d'accès ont été explorés comme le montre la figure 49, un accès coplanaire (a) utilisé pour une mesure sous pointes et un accès micro-ruban (b) pour relier le filtre aux autres éléments par wire bonding. Une largeur de 300 μm permettant de connecter 3 fils a été optimisée pour réduire la self parasite lors du report [15].

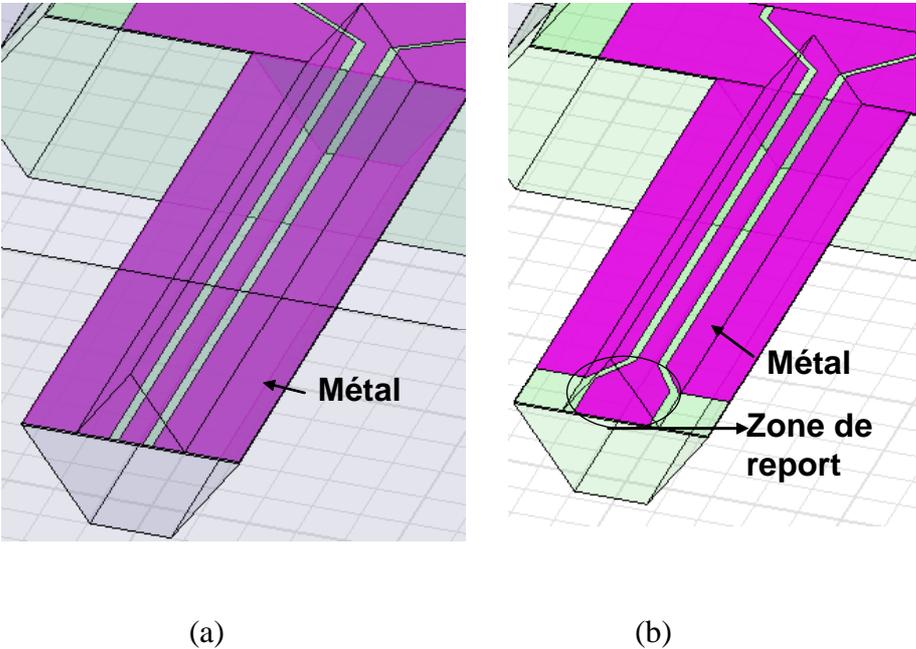


figure 49. (a): accès coplanaire (b): accès micro-ruban pour report

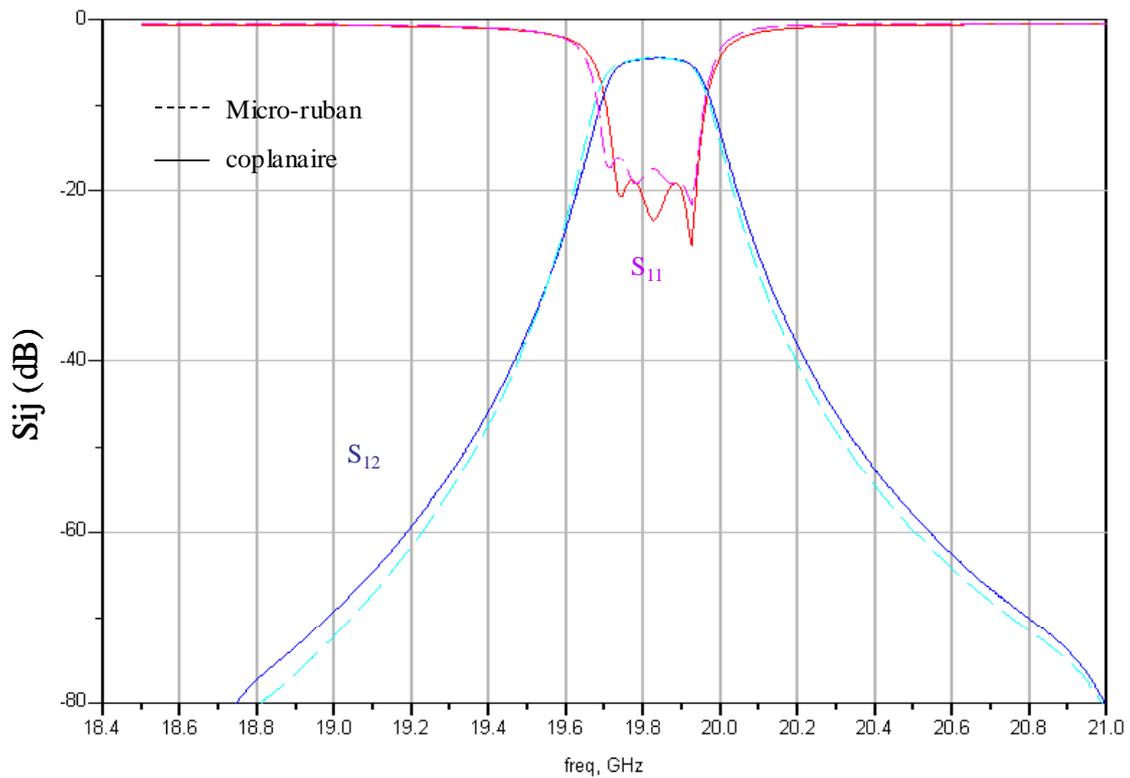


figure 50. résultats de simulation des structures coplanaire et micro-ruban par HFSS

Les deux cas ont été traités et calculés et les deux résultats de simulation permettent de vérifier le gabarit demandé. La figure 50 montre les résultats du filtre avec accès coplanaires et avec accès micro-rubans. Pour la structure avec 2 accès microruban, il a fallu réajuster le Q_{ext} pour retrouver la bonne réponse.

On remarque bien que dans les 2 cas la réjection à 19.1 GHz est supérieure à 60 dB ce qui est très important pour satisfaire les spécifications demandées.

Après packaging les dimensions totales du filtre sont de (15mm*11.5mm).

VI. Mesures du filtre quart d'onde et étude de sensibilité

VI.1. Mesure

Les mesures du filtre n'ont pas été conformes aux simulations. Plusieurs problèmes de fabrication ont été rencontrés. La remise à la masse des résonateurs quart d'onde n'a pas été assurée. Un décalage fréquentiel a été aussi noté du à l'inclinaison du capot supérieur (lors de la simulation, l'inclinaison n'a pas été prise en compte).

La figure montre une des mesures effectuées sur le filtre qui montre d'importantes pertes d'insertion avec un décalage fréquentiel vers les basses fréquences.

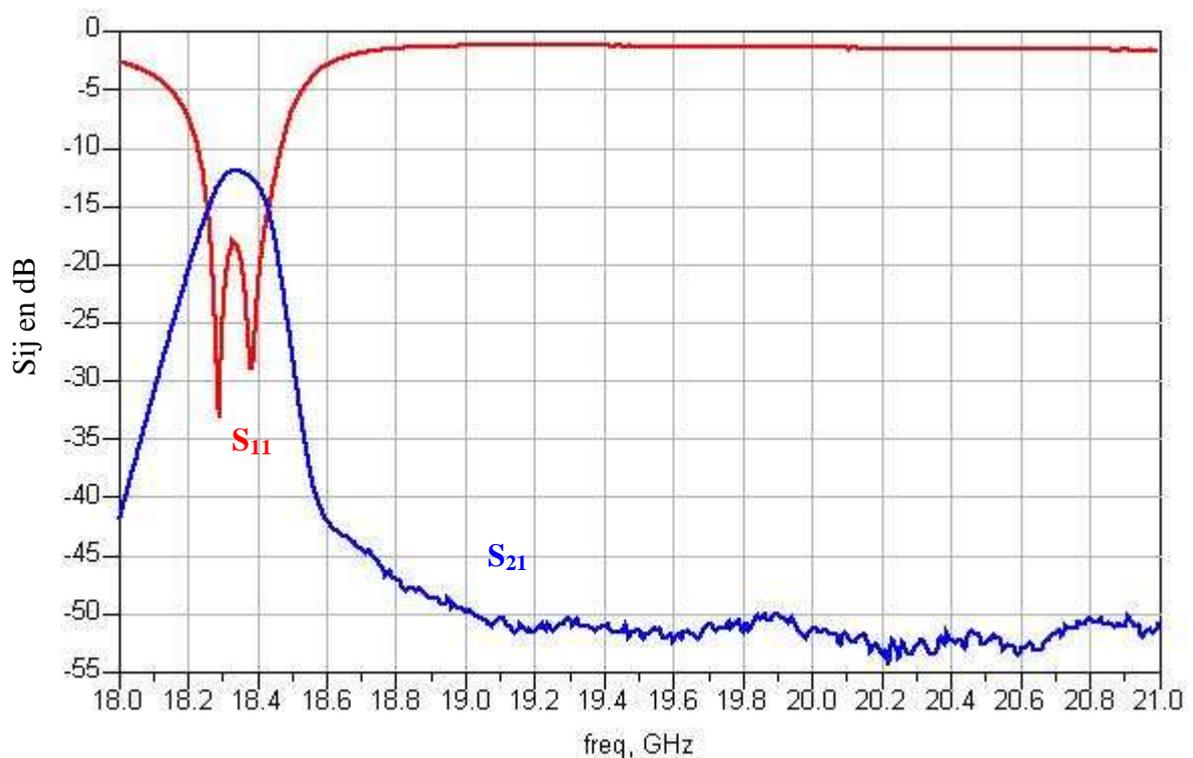


figure 51. mesure du filtre quart d'onde

Nous avons cherché à étudier les paramètres dont les variations peuvent causer cette différence de réponse entre simulations et mesures.

VI.2. Effet de l'inclinaison sur la fréquence

Dans les simulations sur lesquelles nous nous sommes basées, nous n'avons pas pris en compte l'inclinaison due au micro-usinage et les flancs des capots étaient droits aux niveaux des accès.

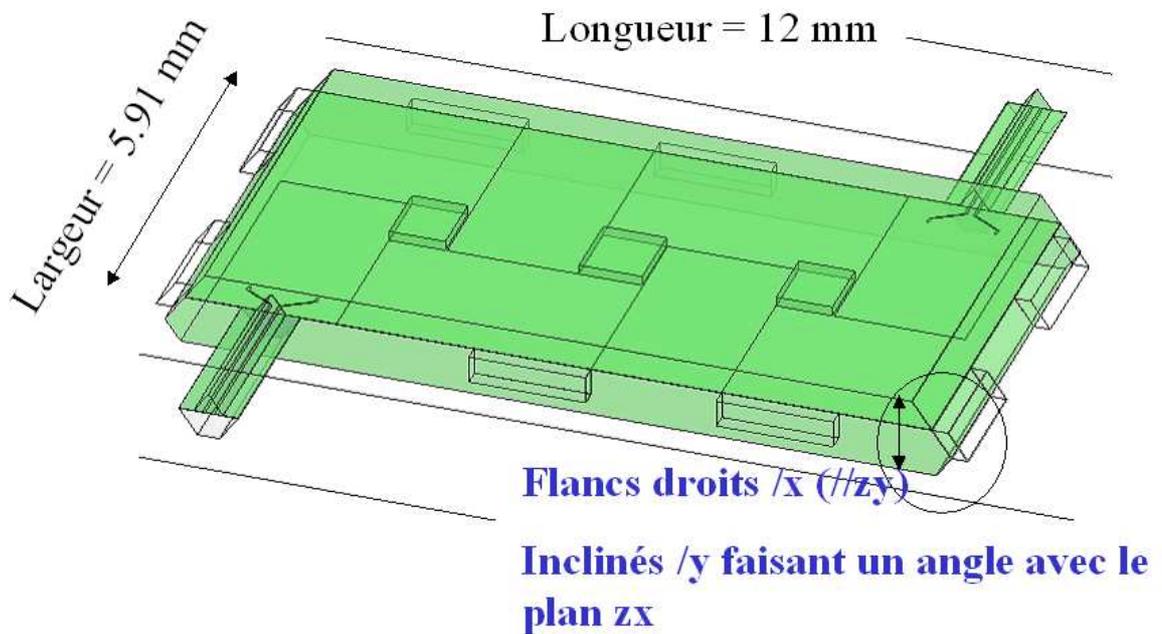


figure 52. structure simulée avec des flancs droits

Malheureusement, ce paramètre est important et peut créer un décalage fréquentiel. En réalité tous les flancs sont inclinés. Une inclinaison vers l'intérieur peut causer un décalage fréquentiel vers les hautes fréquences et une inclinaison vers l'extérieur peut causer un décalage fréquentiel vers les basses fréquences. Ce dernier cas est notre cas avec une erreur commise sur le masque qui a fait une augmentation de la largeur de la structure de $600\ \mu\text{m}$ ce qui nous fait une largeur de $6.51\ \text{mm}$ au lieu de $5.91\ \text{mm}$. Cette augmentation de la largeur a changé le comportement électrique des résonateurs. Une simulation simplifiée a été faite pour vérifier cette théorie avec une structure de largeur $6.51\ \text{mm}$. Le résultat confirme le décalage fréquentiel vers le bas.

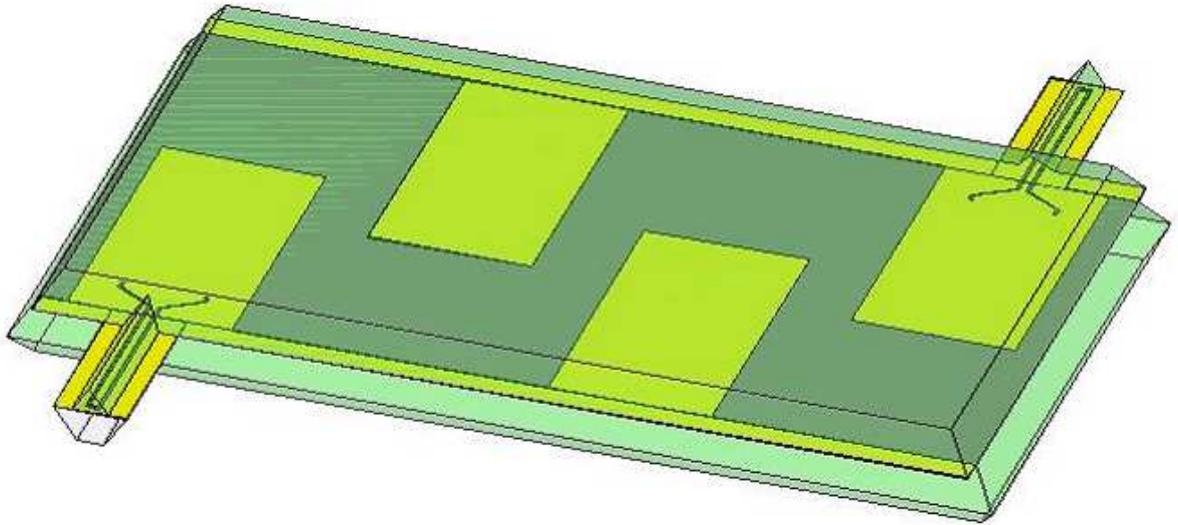


figure 53. structure quart d'onde inclinée

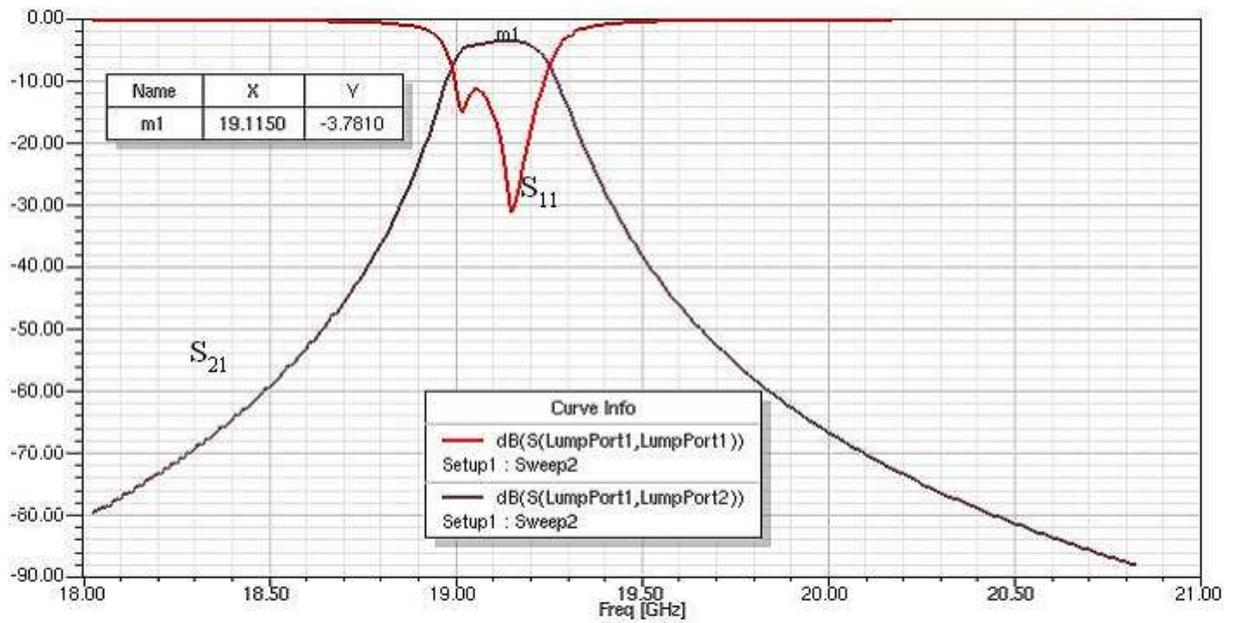


figure 54. réponse du filtre avec une largeur de 6.51 mm

VI.3. Décalage du capot supérieur

Des études faites ont montré que le décalage de ce dernier a malheureusement une énorme influence sur la réponse du filtre.

Pour connaître l'effet d'un désalignement des différents wafers nous avons simulé une structure dans laquelle le capot supérieur est décalé. La figure 55 montre le décalage.

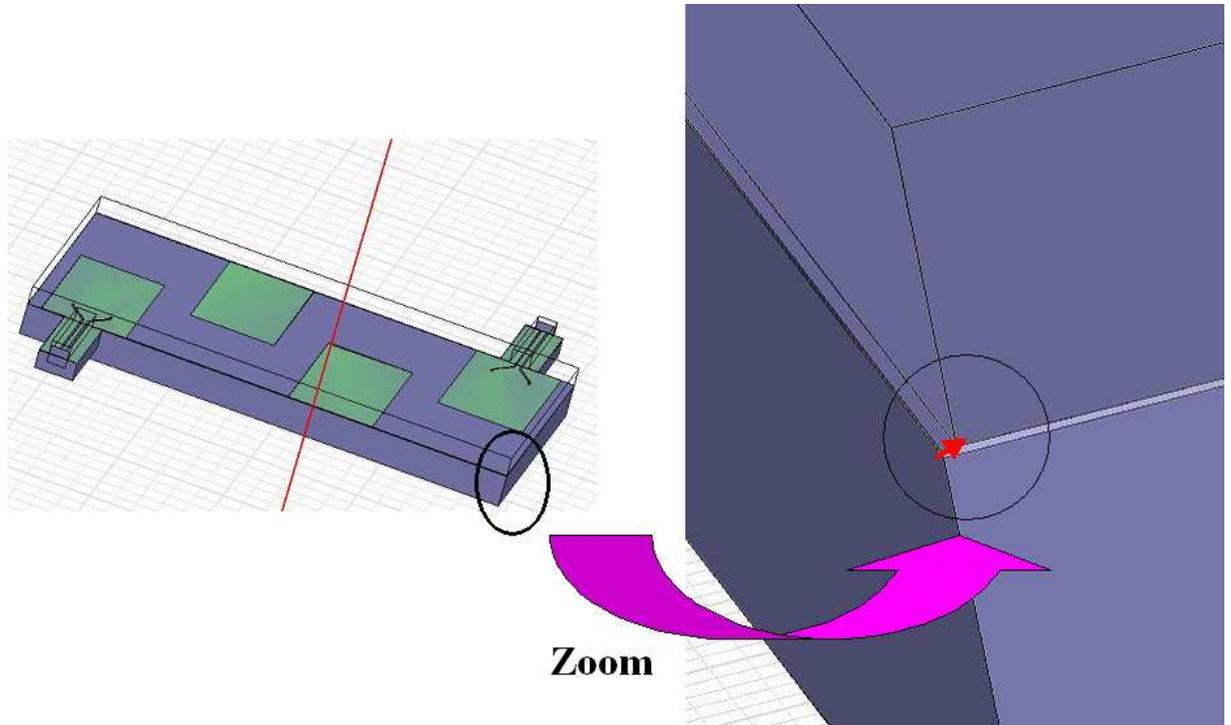


figure 55. décalage du capot supérieur

La figure 56 montre une comparaison entre la structure sans décalage et avec décalage. Nous remarquons qu'un léger décalage du capot détériore fortement la réponse du filtre.

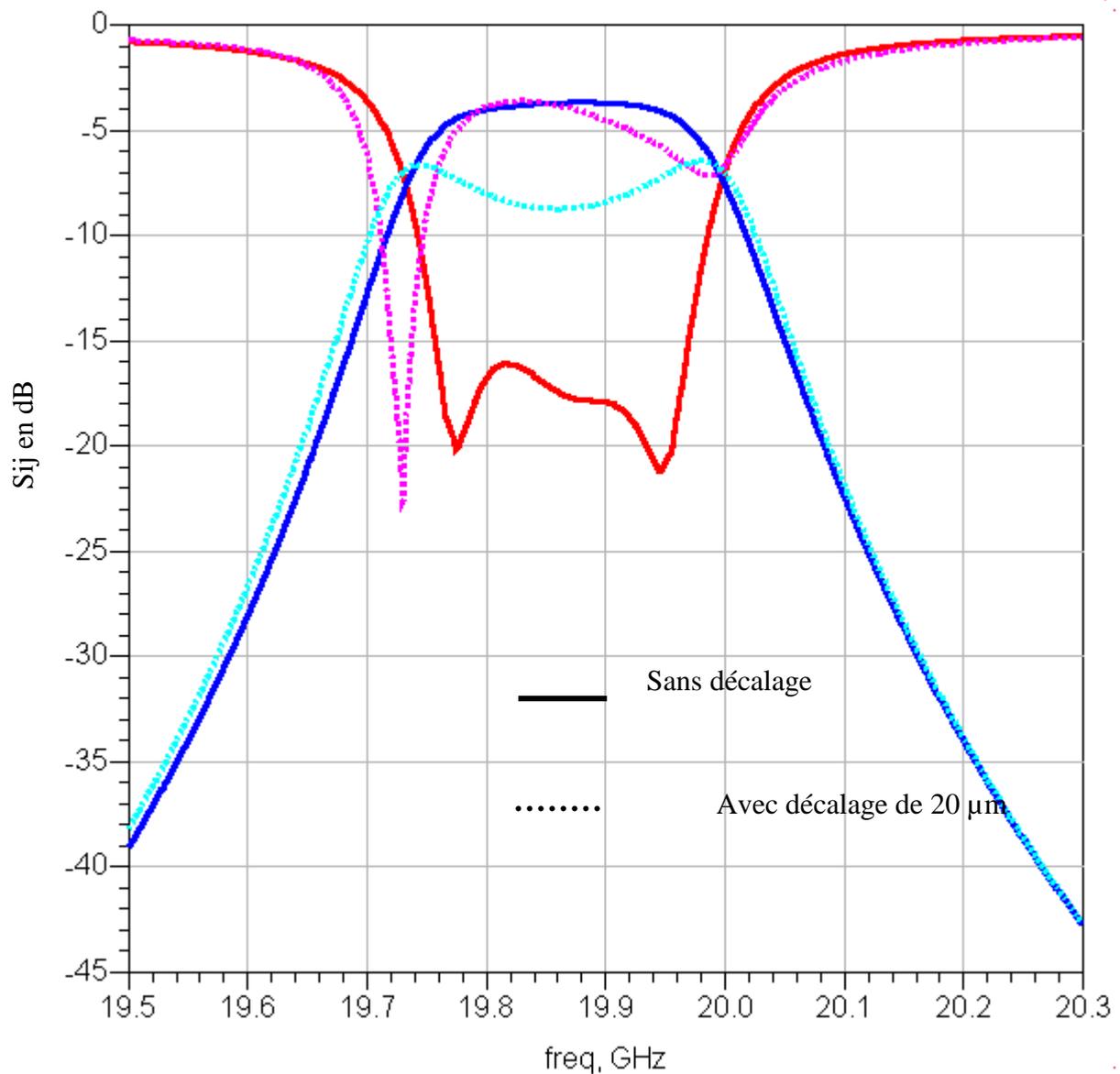


figure 56. comparaison entre la structure idéale et celle avec décalage du capot supérieur

VII. Conclusion

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent un bon accord entre les simulations et les mesures et un bon accord avec le gabarit demandé par TAS. La réduction de l'encombrement du filtre a été réalisée ainsi que l'industrialisation du procédé de fabrication. La technologie du micro-usinage nous a permis de réaliser des filtres avec des pertes

raisonnables et un bon facteur de qualité. La fabrication et les mesures du filtre quart d'onde se sont heurtées à beaucoup de problèmes. C'est pour cela que nous sommes revenues à des structures demi-ondes plus conventionnelles. Des structures avec des résonateurs demi-ondes sont en cours de tests. La première structure est montrée figure 57 avec 4 résonateurs demi-onde. Les premiers résultats de simulation sont montrés figure 58.



figure 57. filtre 4 pôles avec des résonateurs demi-onde

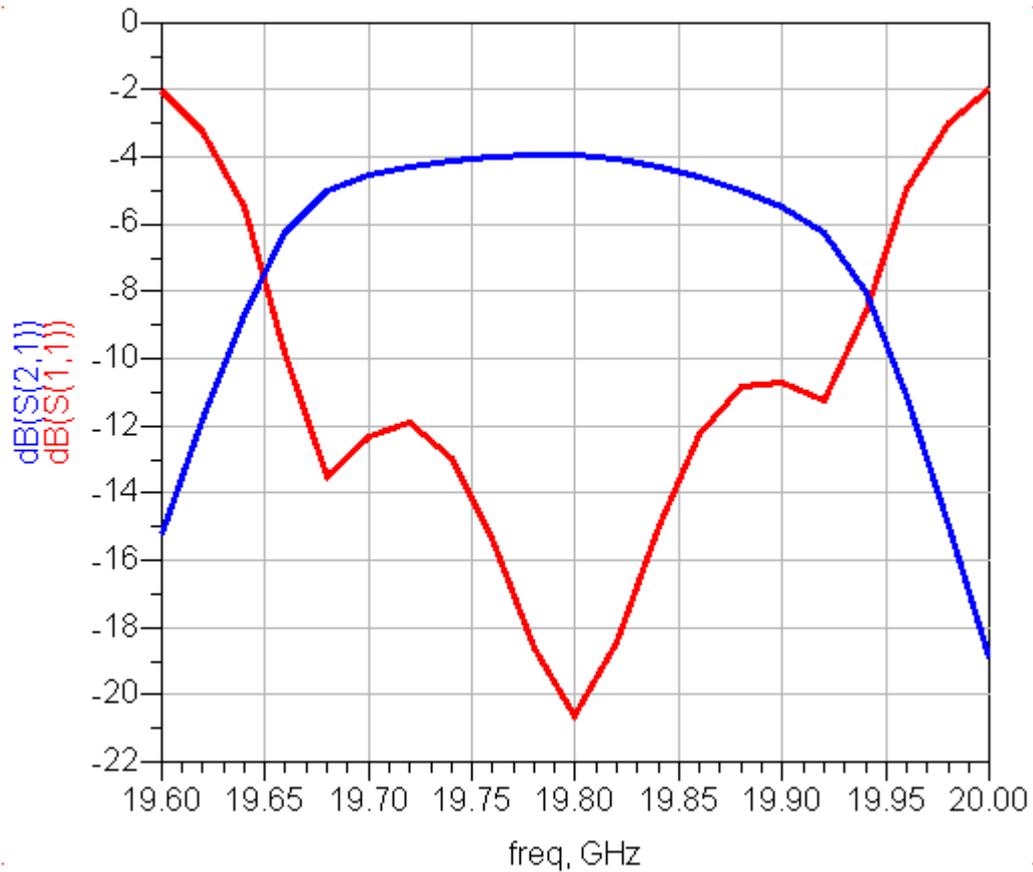


figure 58. réponse du filtre 4 pôles

D'autres structures avec deux résonateurs en modes duaux sont aussi en cours d'optimisation.

La réduction de l'encombrement peut encore être accrue en optimisant les dimensions des vias ce qui va nous permettre de réduire encore la taille du filtre.

Avec la réalisation de la structure à accès micro-ruban la connexion avec les circuits du système satellitaires est assurée grâce à la mise en cascade de trois fils (wire bonding).

BIBLIOGRAPHIE

Chapitre 2 : Etude et réalisation de filtres compacts en technologie planaire pour des applications spatiales

- [1] L.P.B. Katehi, Rebeiz, G.M., Novel micromachined approaches to MMICs using low-parasitic, high-performance transmission media and environments, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1996., Volume 2, 17-21 June 1996 Page(s):1145 - 1148 vol.2
- [2] B. Milovanovic, V. Markovic, D. Stojkovic, High frequency circuits manufactured by micromachining techniques, 21st International Conference on Microelectronics, 1997. Proceedings., Volume 2, 14-17 Sept. 1997 Page(s):523 - 526 vol.2
- [3] J. Hong, M.J. Lancaster, « Microstrip filters for RF / Microwave applications », 2001
- [4] T.M. Weller, L.P.B. Katehi and G.M. Rebeiz, « High performance microshield line components », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.43, n°3, pp.534-543, march 1995
- [5] D. Misra, « Radio-frequency and microwave communication circuits », 2004
- [6] M. Chatras, « Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales », Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Decembre 2003
- [7] J.F. Seaux, S. Courreges, «An eight pole quasi equalized self elliptic superconductor planar filter for satellite application », European Microwave Conference EUMC 2005
- [8] M. Martinez-Mendoza, F.J. Perez-Soler, J.S. Gomez-Diaz, F. Quesada Pereira, A. Alvarez-Melcon, R.J. Cameron, Enhanced topology for the design of bandpass elliptic filters employing inductive windows and dielectric objects, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 15-20 June 2008 Page(s):635 – 638
- [9] X. Chen, ; W. Hong, T. Cui, Z. Hao, K. Wu, Substrate integrated waveguide elliptic filter with transmission line inserted inverter, Electronics Letters, Volume 41, Issue 15, 21 July 2005 Page(s):851 – 852
- [10] J.R. Montejo-Garai, J.A. Ruiz-Cruz, J.M. Rebolgar, Design of Self-Equalised Elliptic Filter Channels in Ka-Band Implemented in Rectangular H-Plane Waveguide, 36th European Microwave Conference, 15 Sept. 2006 Page(s):1087 – 1090
- [11] C. Jonghoon, M. Nick, A. Mortazawi, Low Phase-Noise Planar Oscillators Employing Elliptic-Response Bandpass Filters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 57, Issue 8, Aug. 2009 Page(s):1959 – 1965
- [12] P.K. Singh, S. Basu, W. Yeong-Her, «Miniature dual band filter using quarter wavelength stepped impedance resonators », IEEE Microwave and Wireless components letters, Vol 18, No 2, 2008, pp. 88-90
- [13] K. Dong-Jin, L; jae-Gon, « Quarter wavelength resonator partial H plane filter», European Microwave Conference EUMC, 2006

Chapitre 2 : Etude et réalisation de filtres compacts en technologie planaire pour des applications spatiales

-
- [14] G. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "Microwave filters impedance matching networks and coupling structure", New-York, Mc Graw Hill, 1961
- [15] J.Lim, G. Kim, S. Hwang, «Suppression of microwave resonances in wirebond transitions between conductor backed coplanar waveguides», IEEE Microwave and Wireless components letters, Vol 18, No 1, 2008

CHAPITRE 3 ETUDE DE FILTRES MICRO-USINÉS
INTÉGRABLES À 150 GHZ

Etude de filtres micro-usinés intégrables à 150 GHz

I. Introduction

Ce chapitre porte sur la conception des filtres dans le domaine sub-millimétrique. Le micro-usinage a l'avantage de proposer une solution planaire de filtrage avec une propagation des champs électromagnétiques dans l'air donc quasiment sans dispersion. Cette technologie basée sur la photolithographie assure une bonne fiabilité des dimensions. Elle se positionne donc comme un bon candidat pour une montée en fréquence. Nous avons effectué des mesures de pertes de lignes à ces fréquences, en comparant avec des simulations effectuées avec un calcul par éléments finis. Nous avons ensuite étudié une fonction de filtrage, permettant de sélectionner les informations véhiculées à une fréquence précise, éliminant tous les signaux n'étant pas à cette fréquence. Nous avons ainsi étudié pas à pas les différentes étapes conduisant à la réalisation d'un filtre. Dans un premier temps nous nous sommes penchés sur l'optimisation d'un résonateur, élément primordial du filtre, en optimisant ses dimensions pour augmenter le coefficient de qualité tout en limitant les risques de modes parasites. Le résonateur étudié est suspendu sur une fine membrane diélectrique et entouré d'air, permettant ainsi la propagation des champs dans l'air. A partir de ce résonateur, nous avons conçu deux filtres passe bande à 150 GHz avec des bandes étroites et une forte réjection. Le premier est un filtre 2 pôles de conception aisée. Le deuxième est un filtre 5 pôles respectant un gabarit fixé plus sévère. Ces filtres sont utilisables pour des applications de radiométrie, de transmission par satellites ou d'observation de la terre.

Aux hautes fréquences, avec la technologie de membrane suspendue, les accès coplanaires sur silicium souffrent de propagation de modes de substrat parasites qui vont piéger l'énergie dans le silicium et bloquer alors la transmission entre l'entrée et la sortie. En premier lieu, on va optimiser les dimensions des cavités pour avoir le meilleur facteur de

qualité possible puisque les caractéristiques du filtre dépendent de ce facteur. Les accès standards sur silicium causent d'importantes fuites en hautes fréquences. Une solution est alors proposée pour éliminer ces pertes en isolant le substrat. Ensuite les dimensions des résonateurs demi ondes et des distances inter résonateurs et entrée sortie sont étudiées pour obtenir le gabarit nécessaire. Pour le filtre 5 pôles, la largeur maximale est égale à 900 μm pour éviter la propagation des modes supérieurs de cavités.

Pour avoir un facteur de qualité plus élevé, nous avons travaillé avec des structures périodiques et nous avons conçu un résonateur et un filtre 2 pôles en utilisant une technologie similaire à celle employée pour les filtres précédents. Cette structure est basée sur le principe des réflecteurs de Bragg. Cela permet d'augmenter fortement le coefficient de qualité des résonateurs. La création de la bande interdite va améliorer l'isolation et la réjection autour de la bande passante du filtre.

II. Domaine sub-millimétrique et état de l'art

II.1. Structures planaires micro-usinées

La technologie du micro-usinage a été présentée dans les deux premiers chapitres. Plusieurs exemples dans la littérature sont disponibles. Les membranes diélectriques sont utilisées pour suspendre des filtres et des lignes de transmission. Dans la bande W [2], 3 filtres passe bande avec des lignes couplées ont été fabriqués et mesurés avec 6.1% de bande autour de 94.7 GHz et des pertes de 3.6 dB, 12.5% de bande autour de 95 GHz et 2.2 dB et 17.7% pour 94.9 et 1.4 dB. Finalement un filtre à base de guide d'onde micro-usiné est étudié dans [3] à 400 GHz avec des pertes d'insertion simulées de 0.65 dB et une bande passante de 20 GHz est conçue.

II.2. Les structures filtrantes périodiques micro-usinées

Ce genre de structure excitée sur un mode de résonance donné permet la réalisation de filtres micro-ondes pouvant satisfaire aux contraintes suivantes :

- une intégration aisée dans un environnement planaire MMIC,
- une réalisation simple,

- de bonnes performances électriques,
- un faible coût de fabrication,
- des applications dans le domaine millimétrique et sub-millimétrique.

Un filtre micro-usiné à structure périodique avec un pic de transmission à 150 GHz a déjà été imaginé au laboratoire XLIM [4]. La structure est basée sur un guide micro-usiné dans lequel est placée une membrane de polymère utilisée comme support afin d'y réaliser des motifs métalliques périodiques. Ces pavés métalliques sont disposés comme le montre la figure 1

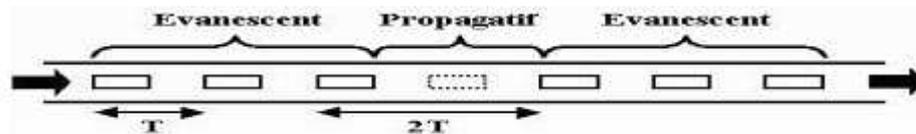


figure 1. Motifs périodiques

II.3. Filtres réalisés ou conçus proche et au delà de 100 GHz utilisant d'autres technologies

II.3.1. Filtre en plastique à base de guides d'ondes avec des iris

Dans la référence [5], un filtre en plastique en bande W a été réalisé en utilisant des techniques de gravure à chaud et d'électrolyse sélective. Il a une fréquence de 96.77 GHz, 3.15 % de bande passante, 1.22 dB de pertes d'insertion et un coefficient de réflexion de 9.3 dB. Le facteur de qualité à vide mesuré est 1210. La figure 2 montre la configuration de ce filtre.

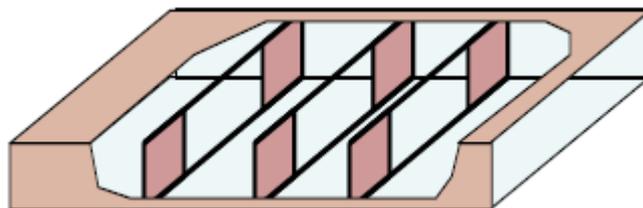


figure 2. Configuration d'un filtre à iris

II.3.2. Filtre en technologie coplanaire

Un filtre à 165 GHz et avec 57% de bande a été fabriqué [6]. La fabrication de filtres de bandes étroites est impossible avec cette technologie. La structure a été améliorée par des couches minces avec lignes micro-ruban [7] : cette technologie peut être implémentée sur n'importe quel substrat. Une membrane de BCB est déposée. Entre la membrane et le substrat un plan de masse constitué de métal existe, ce qui permet d'éliminer les fuites dans le substrat. Des lignes micro-ruban sont déposées sur la membrane par électrolyse et des accès coplanaires sont réalisés en étendant le métal sur les parois de la membrane pour les mesures ce qui permet de simplifier la réalisation et de ne pas utiliser de vias. Cette structure permet d'avoir un circuit compact comme le montre la figure 3 :

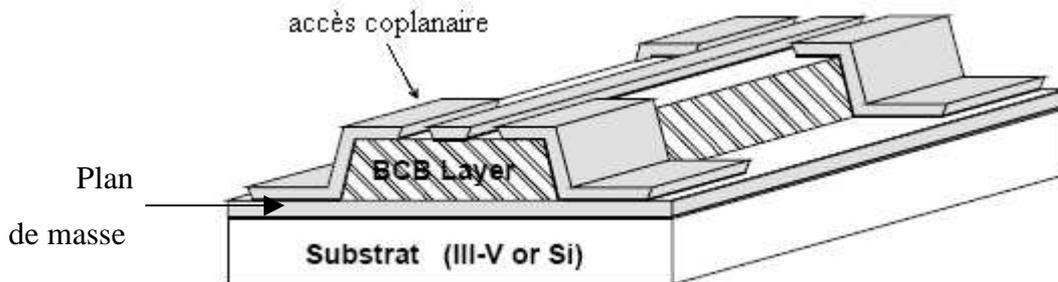


figure 3. Structure de couches minces sur un substrat avec des accès coplanaires

Cette technologie offre l'avantage d'être indépendante du substrat et peut être implémentée sur des substrats ayant déjà des circuits. En revanche, le coefficient de qualité des résonateurs reste relativement faible.

II.3.3. Technologie photo-imageable couche épaisse [8]

Cette technologie est simple, à faible coût, précise et présente une facilité d'intégration. Elle consiste à utiliser un substrat en Alumine puis à déposer au-dessus une couche de métal qui formera le mur inférieur du guide et le plan de masse pour les lignes micro-ruban puis à imprimer une couche de diélectrique. Cette couche est photo-imagée pour former les cavités nécessaires aux parois latérales du guide et les vias nécessaires à la transition microruban coplanaire pour les tests. Finalement une couche de conducteur est imprimée et photo-imagée pour occuper les tranchés formées et définir le mur supérieur du guide et les lignes d'alimentation micro-ruban. La figure 4 montre la forme finale de cette structure.

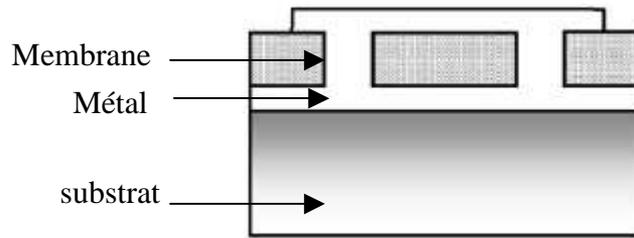


figure 4. Structure couche épaisse

Avec cette technologie, les structures 3D sont difficiles à imprimer avec précision et la hauteur du guide est limitée. Les pertes du conducteur sont inversement proportionnelles à la plus petite dimension du guide. S'ajoutent à ces pertes les pertes dues à la rugosité de la surface et des pertes engendrées par les désalignements des couches successives. Une série de résonateurs couplés a été utilisée pour fabriquer des filtres passe bande. Les pertes d'insertion obtenues pour une fréquence de 150 GHz sont 3.86 dB pour 8 % de bande relative et 4.09 dB pour une fréquence de 180 GHz avec 7 % de bande.

II.3.4. Technologie en céramiques multicouches [9]

Cette technologie consiste à alterner des couches de diélectriques demi ondes et quart d'ondes avec différents indices de réfraction. En principe cela ressemble au miroir de Bragg. Elle n'apporte pas une réelle diminution des pertes qui pénalisent les circuits planaires. Les dimensions minimales à observer entre deux lignes sont très importantes (150 à 200 μm), ce qui peut être très pénalisant pour l'obtention de forts couplages. Des filtres à 150 GHz et 0.8 THz ont été mesurés. Le filtre à 150 GHz présentait une bande passante de 10.5 %. La figure 5 montre la façon d'alterner les différentes couches.

Un autre filtre (figure 6) a été réalisé avec la technologie LTCC (low temperature cofired ceramics) à 150 GHz avec une bande passante de 1.6 % et 4.6 dB de pertes d'insertion[10].

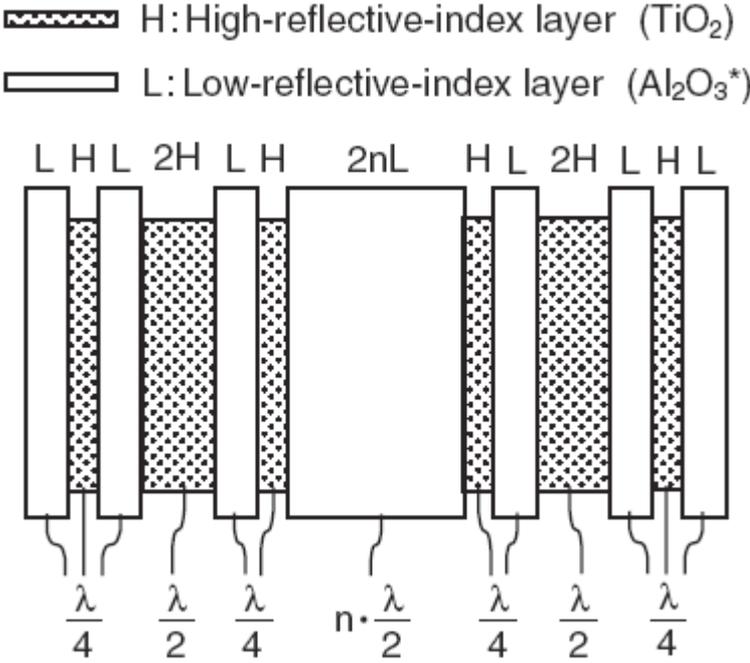


figure 5. Alternance des couches

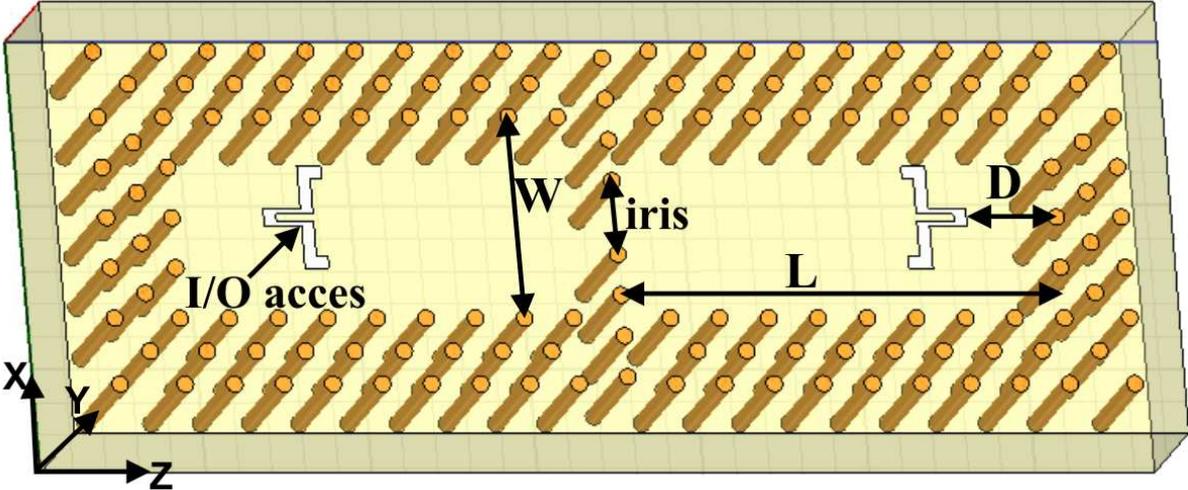


figure 6. filtre 2 pôles LTCC

II.3.5. Tableau récapitulatif de l'état de l'art

Nous dressons dans ce paragraphe le tableau récapitulatif des différentes technologies citées dans cette partie avec un ou deux exemples de filtres réalisés aux fréquences millimétriques ou sub-millimétriques.

Solution de filtrage	LTCC	couches minces	Filtre En technologie coplanaire	photo-imageable couche	Guide en plastique	périodique	Micro-usinage : filtre sur membrane
Facteur de qualité à vide	290	150 100	50	180	1210	300-400	
Intégration	facile	Très facile	Très facile	difficile	difficile	facile	Très facile
sensibilité aux tolérances de fabrication	importante	faible	faible	moyenne	importante	faible	faible
Exemple (f0)	150	180	165	150	96.77	58.5	94.7
	150	94		180			250
Bande passante (%)	1.6	10	57	8	3.15	6	6.1
	10.5	5		7			58
Pertes d'insertion (dB)	4.6	3.5		3.86	1.22	3	3.6
	1.5	7		4.09			1.5
remarques	Bas coût	Bas coût	Pertes importantes	Bas coût Fabrication simple	Bas coût		Bas coût QL = 199

La miniaturisation des circuits et la montée en fréquence constituent deux éléments importants des systèmes de communication du futur. Cela nécessite un haut degré d'intégration, des performances plus élevées et un coût très réduit. La solution consiste à profiter de la souplesse de conception, la facilité d'intégration et le coût de développement réduit de la technologie planaire associée au micro-usinage. Ce qui va réduire considérablement les pertes de rayonnement grâce à une encapsulation des résonateurs et les pertes diélectriques grâce à la propagation des champs dans l'air.

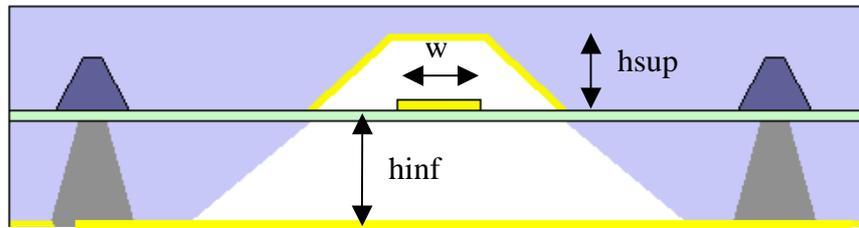
III. Structure planaire micro-usinée

Après la présentation des différentes technologies, nous avons choisi de travailler avec les structures micro-usinées parfaitement maîtrisées à XLIM et qui présentent de nombreux avantages au niveau de coût d'encombrement et d'intégration avec de bonnes performances. Ces performances dépendent évidemment du facteur de qualité qui sera étudié par la suite.

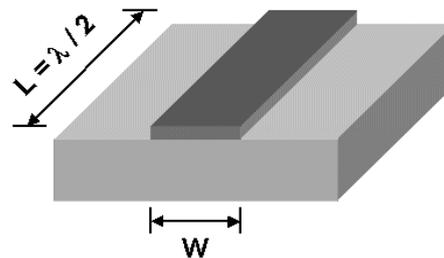
III.1. Etude de facteur de qualité et de sa dépendance aux paramètres de la topologie utilisée. Optimisation des dimensions de la cavité.

Nous avons vu dans le deuxième chapitre que deux caractéristiques majeures des filtres sont directement dépendantes du Q_0 des résonateurs, les pertes d'insertion et la réjection hors bande. Des Q_0 trop faibles engendreront inévitablement des pertes d'insertion.

Nous allons maintenant étudier la structure globale afin de maximiser le coefficient de qualité. Trois paramètres dimensionnels font varier la valeur de Q_0 d'un résonateur linéique demi-onde présenté sur la figure 7. Ces paramètres sont w , la largeur de la ligne, h_{sup} , et h_{inf} les épaisseurs d'air des cavités. La longueur $L = \frac{\lambda}{2}$ du résonateur permet d'obtenir la fréquence de résonance désirée.



(a)



(b)

figure 7. Structure utilisée pour l'étude du Q_0 : (a) vue transverse (b) vue longitudinale

Une simulation en transmission d'un résonateur élémentaire couplé à deux lignes d'excitation permet de déterminer la largeur à 3 dB de la courbe de résonance.

Le coefficient de qualité est alors déduit par la relation [10]:

$$equ.1 \quad Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f|_{3dB}} \frac{1}{1 - |S_{21}|_{max}}$$

avec f_0 : fréquence de résonance

$\Delta f|_{3dB}$: bande passante à 3 dB

$|S_{21}|_{max}$: module de S_{21} au maximum du pic de résonance

En augmentant la largeur du résonateur, nous pourrions augmenter le facteur de qualité. En effet, si l'on considère que les pertes principales sont les pertes métalliques, la résistance de la ligne peut s'écrire :

$$R = \rho L/S$$

Avec ρ : résistivité du métal

L : longueur de la ligne

S : section de la ligne

ρ et L sont figés avec le métal choisi et la fréquence de travail souhaitée, le seul paramètre à notre disposition est la section de la ligne. En l'augmentant, nous réduisons la résistance de la ligne et nous augmentons donc le coefficient de qualité.

Un autre paramètre permettant de jouer sur le coefficient de qualité est la hauteur des cavités. En repoussant le plan de masse du résonateur nous limitons les pertes métalliques dues aux cavités. Pour notre étude à 150 GHz, nous avons limité les dimensions du résonateur et de la cavité pour réduire les effets parasites.

III.2. Détermination de la largeur du boîtier

En adoptant la technologie sur membrane, le circuit se retrouve maintenu sur une fine membrane dans l'air avec des murs métalliques tout autour. La largeur intérieure du filtre devra donc être maintenue à une dimension inférieure à la fréquence de coupure du guide créée par le blindage de la cavité.

Un guide parallélépipédique peut être représenté par la figure 8.

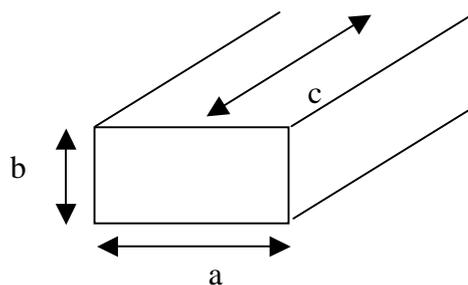


figure 8. représentation du guide.

Sa fréquence de coupure est donnée par la relation :

$$equ.2 \quad f_{c10} = \frac{c}{2a} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}}$$

a étant la plus grande dimension transverse du guide

La figure 9 présente l'évolution de la fréquence de coupure de ce guide en fonction de sa largeur.

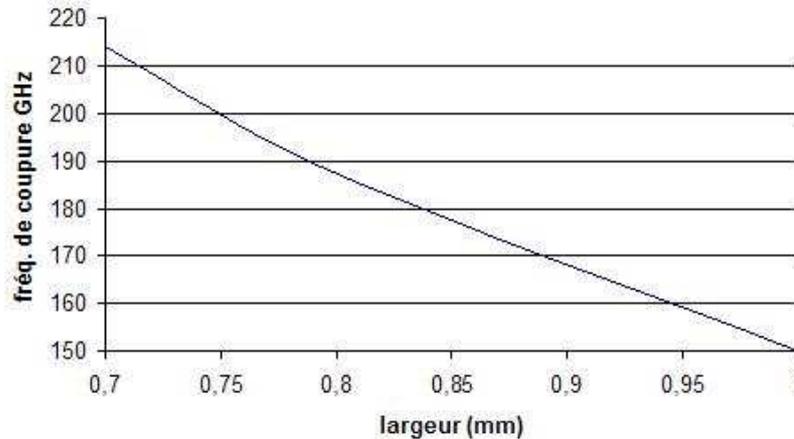


figure 9. évolution de la fréquence de coupure en fonction de la largeur

Pour éviter l'excitation des modes, nous devons donc limiter sa dimension transverse à 900 μm . Pour maintenir des conditions d'assemblage des cavités pas trop critiques et pas trop difficiles à réaliser, nous avons choisi de garder 200 μm de chaque côté du résonateur par rapport au bord de la cavité comme le montre la figure 10.

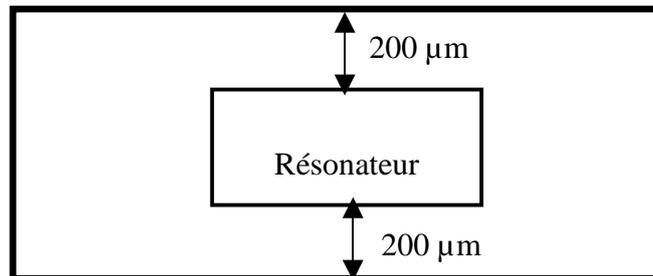


figure 10. Dimensionnement du résonateur par rapport au bord de la cavité (partie suspendue)

Pour respecter une section transverse de 900 μm nous devons utiliser des résonateurs de 500 μm de large. Pour la hauteur des cavités d'air, nous avons utilisé toute l'épaisseur du wafer inférieur (525 μm) mais seulement 200 μm pour la cavité supérieure. L'objectif est d'être assuré de maintenir un mode micro-ruban avec la masse supérieure.

Les dimensions de la structure que nous retenons sont donc les suivantes :

Largeur ligne = 500 μm

Hauteur cavité supérieure = 200 μm

Hauteur cavité inférieure = 525 μm

La conductivité de l'or est = $4.09 * 10^7$ S/m.

Pour le BCB nous avons pris pour nos simulations : $\epsilon_r = 2.31$; $\text{tg } \delta = 2 \cdot 10^{-3}$

III.3. Simulations en 2.5 D avec Momentum

Nous avons étudié dans cette partie le résonateur qui est la base de la réalisation des filtres.

Un résonateur demi-onde ($\lambda/2$) montré figure 11 provoque une résonance à une fréquence telle que :

$$\lambda = C/f = 3.10^8 / 150.10^9 = 2\text{mm.}$$

$\lambda/2 = 1\text{mm}$. C'est la valeur théorique que nous devons obtenir. Mais en simulant nous avons obtenu les valeurs suivantes (figure 2.8):

$$l = 707 \mu\text{m} \quad \text{gap} = 633 \mu\text{m}$$

$$w = 500 \mu\text{m} \quad l_b = 900 \mu\text{m}$$

La figure 11 montre la structure que nous allons simuler sur Momentum :

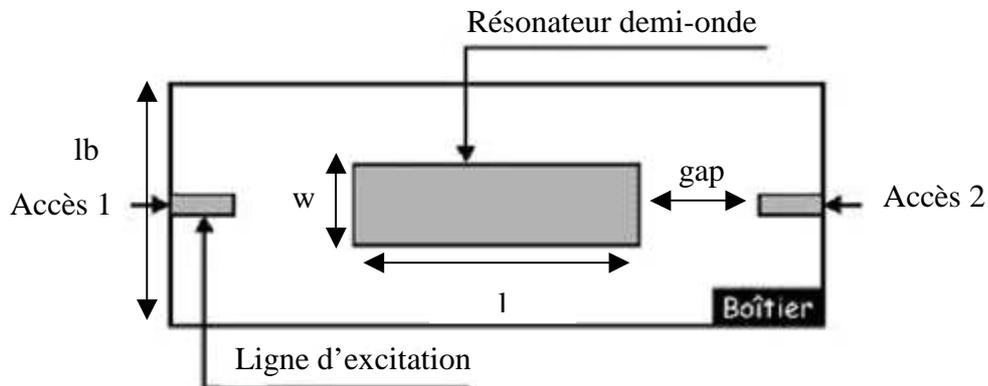


figure 11. résonateur quasiment en oscillation libre sous MOMENTUM

Afin de mesurer le facteur de qualité à vide à la fréquence propre du résonateur, les lignes d'excitation doivent être positionnées suffisamment loin du résonateur. Le résonateur est alors découplé et le coefficient de surtension à vide Q_0 est déterminé à partir de la réponse en transmission du circuit (figure 12):

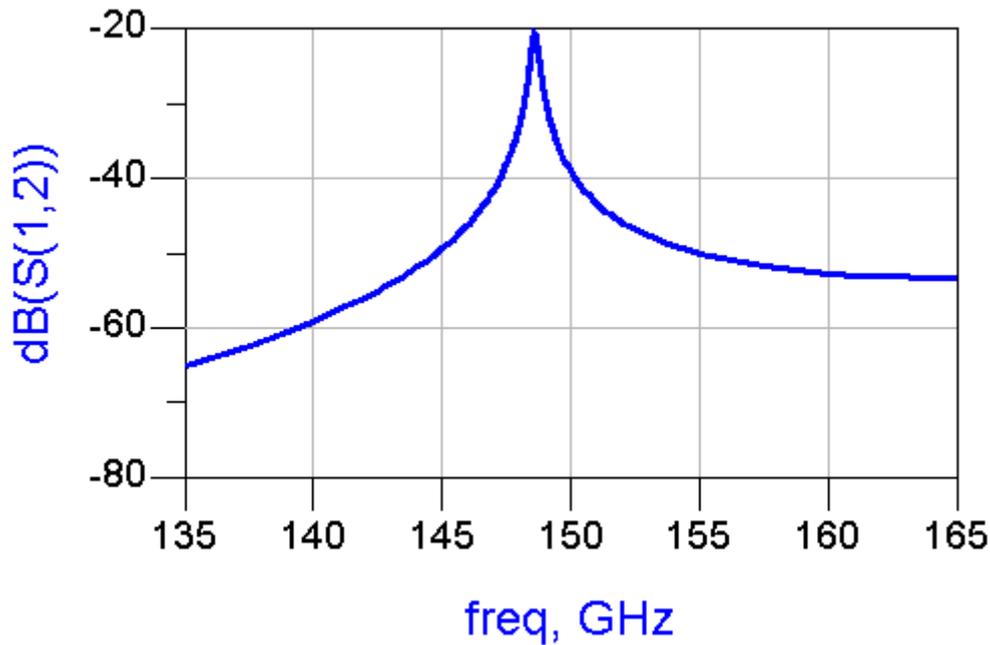


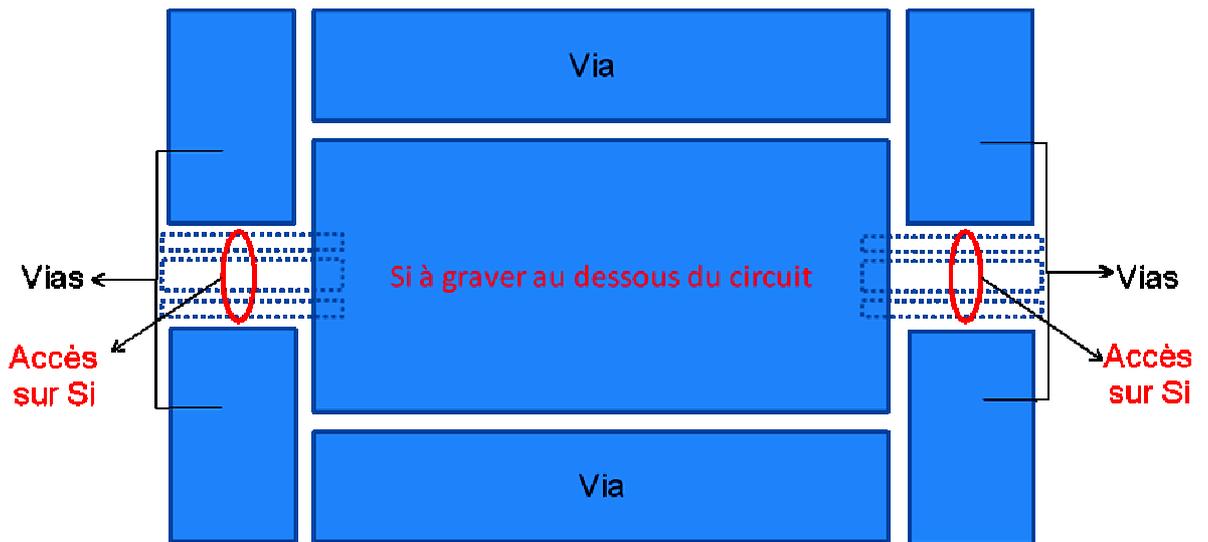
figure 12. réponse en transmission du résonateur

Le facteur de qualité obtenu 250 est comparable ou meilleur aux autres technologies planaires ou quasiplanaires.

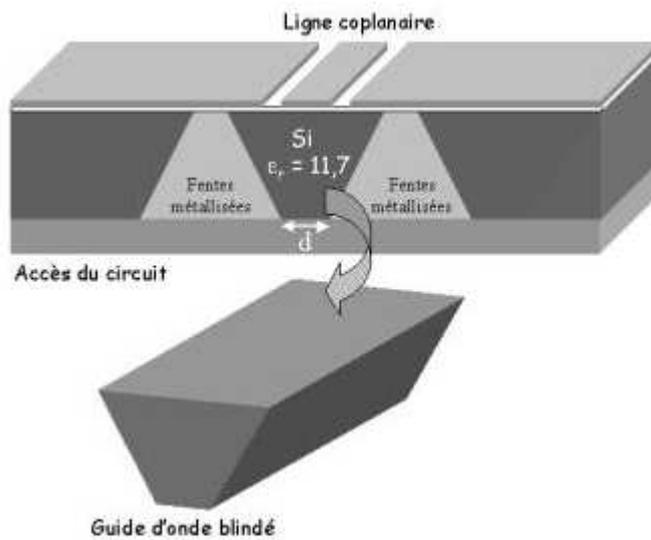
III.4. Etude des pertes dans les accès et paramètres ajustables pour la fréquence de coupure du guide et solutions envisagées pour résoudre le problème

III.4.1. Mise en évidence du guide

Pour exciter le résonateur, nous devons utiliser une ligne coplanaire. Mais il y a un problème : à 150 GHz les fuites dans le substrat sont très importantes. En effet, la configuration des accès coplanaires sur silicium massif, peut permettre la propagation de modes dans le silicium. La transition entre la ligne coplanaire sur silicium et la ligne microruban sur membrane de BCB favorise la création d'une boucle de champ magnétique qui peut exciter le mode du guide de silicium situé sous la ligne coplanaire comme le montre la figure 13:



(a)



(b)

figure 13. mise en évidence du guide d'onde en Si, (a) vue de dessous (b) vue de côté

Nous allons maintenant nous intéresser à la fréquence de coupure de ce guide et étudier les degrés de libertés dont nous pouvons disposer en fonction des paramètres géométriques de la structure. Nous pouvons ainsi jouer, comme le montre la figure 14, sur l'épaisseur du substrat de silicium (h) et sur l'écart entre les vias (D).

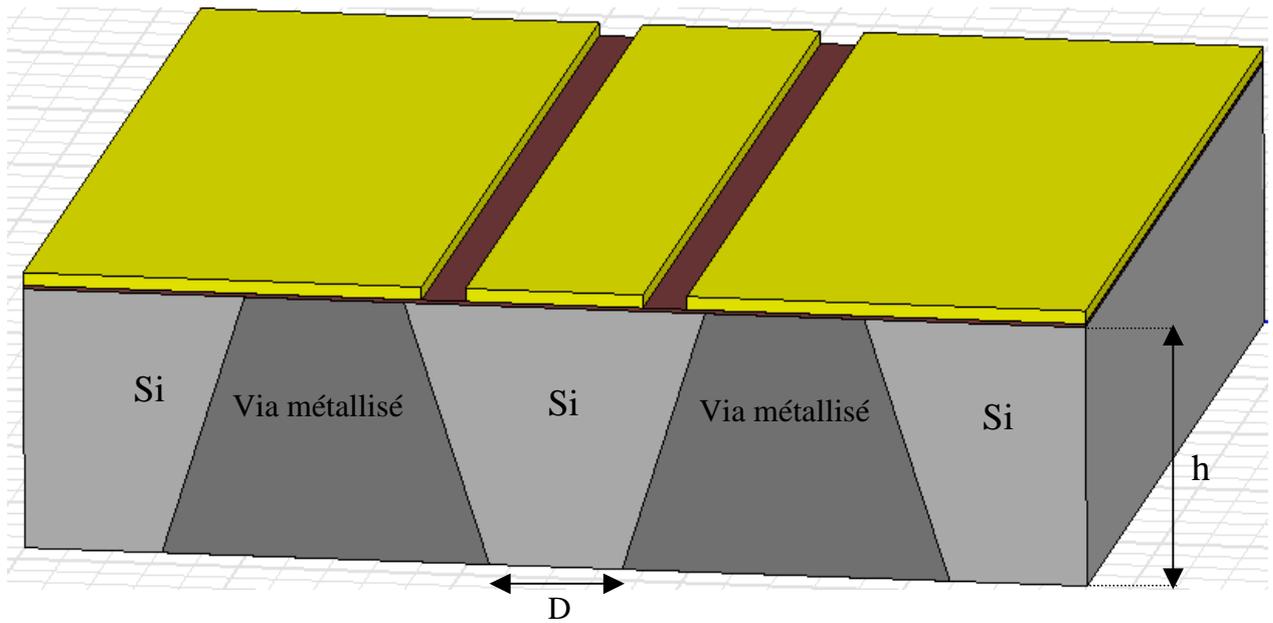


figure 14. paramètres ajustables pour la fréquence de coupure du guide.

Les valeurs de fréquence de coupure obtenues sont présentées figure 15

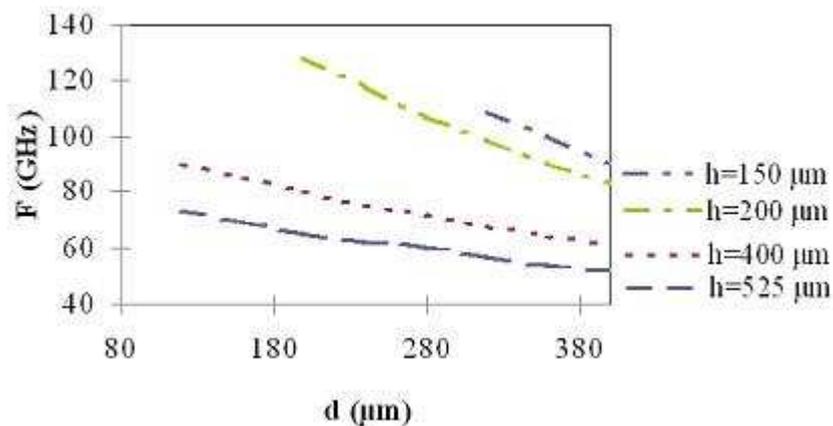


figure 15. Fréquence de coupure du mode quasi TE

Nous pouvons remarquer d'après la figure 15 qu'avec une hauteur de 525 μm nous allons avoir des fréquences de coupure au-dessous de 80 GHz quelle que soit la largeur du guide adoptée. La seule possibilité serait de réduire l'épaisseur du substrat de manière très importante (épaisseur inférieure à 100 μm), mais cela s'accompagnerait d'une réduction du coefficient de qualité. Nous rejetons donc l'idée de réduire l'épaisseur du substrat de silicium. Compte tenu de l'attaque humide du silicium (flancs inclinés) que nous proposons d'utiliser, nous ne pouvons pas réduire suffisamment les dimensions transverses du guide et repousser ainsi sa fréquence de coupure au-dessus de notre fréquence de travail (150 GHz). Des

modifications sur la structure d'excitation devront donc être apportées. Pour résoudre ce problème, nous proposons d'utiliser un plan de masse entre le BCB et le Si pour éviter les fuites dans le substrat, comme le montre la figure 16. De cette manière, le substrat de silicium sera totalement isolé des lignes d'accès coplanaires. Nous éliminerons ainsi les fuites dans le substrat, ce qui reprend l'idée des publications [6][7].

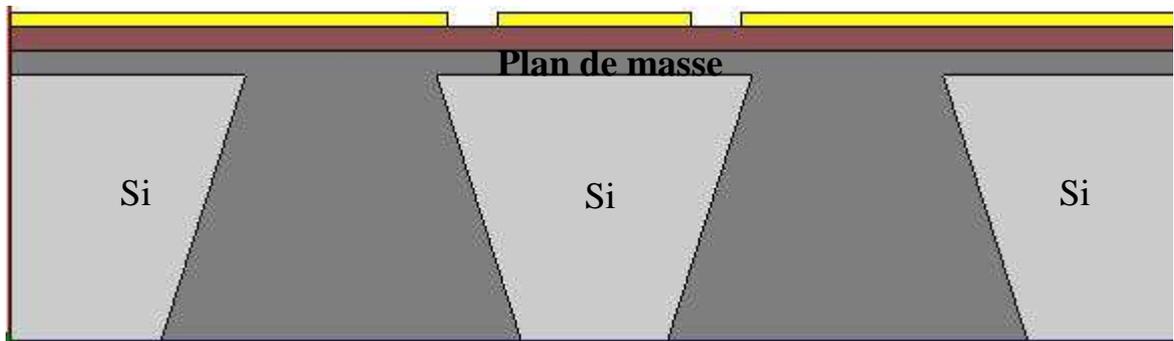


figure 16. ajout d'un plan de masse entre le BCB et le silicium

III.4.2. Simulation 3D du guide

Nous allons maintenant revenir sur la mise en évidence de la nécessité d'isoler le substrat et sur l'intérêt du plan de masse en présentant des résultats de simulations effectués avec HFSS. La structure simulée est présentée figure 17.

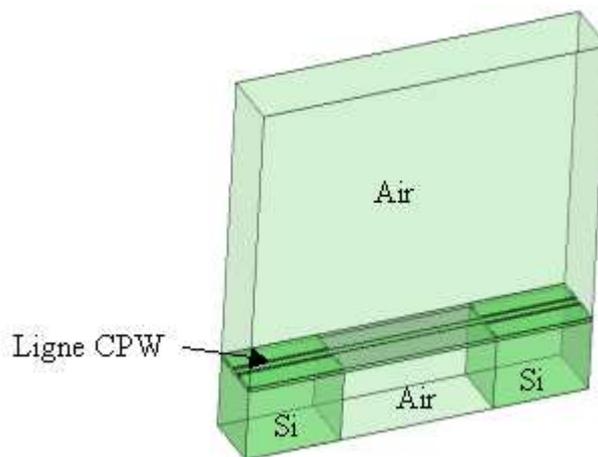


figure 17. structure avec le guide de silicium sous les accès CPW

Les dimensions de cette simulation ont été imposées par les contraintes physiques de la fabrication. La largeur totale de la structure est conditionnée par l'écart entre les vias servant à blinder la structure. Lors de cette simulation des courts-circuits électriques parfaits ont donc été utilisés pour assurer le blindage de la structure. Pour simplifier la simulation, nous avons utilisé des flancs verticaux pour les vias. Cela ne modifie pas le principe de fonctionnement

du guide de Si. Des accès distribués ont été utilisés pour exciter cette structure. La largeur est égale à $900\ \mu\text{m}$. La réponse simulée de cette structure est proposée figure 18.

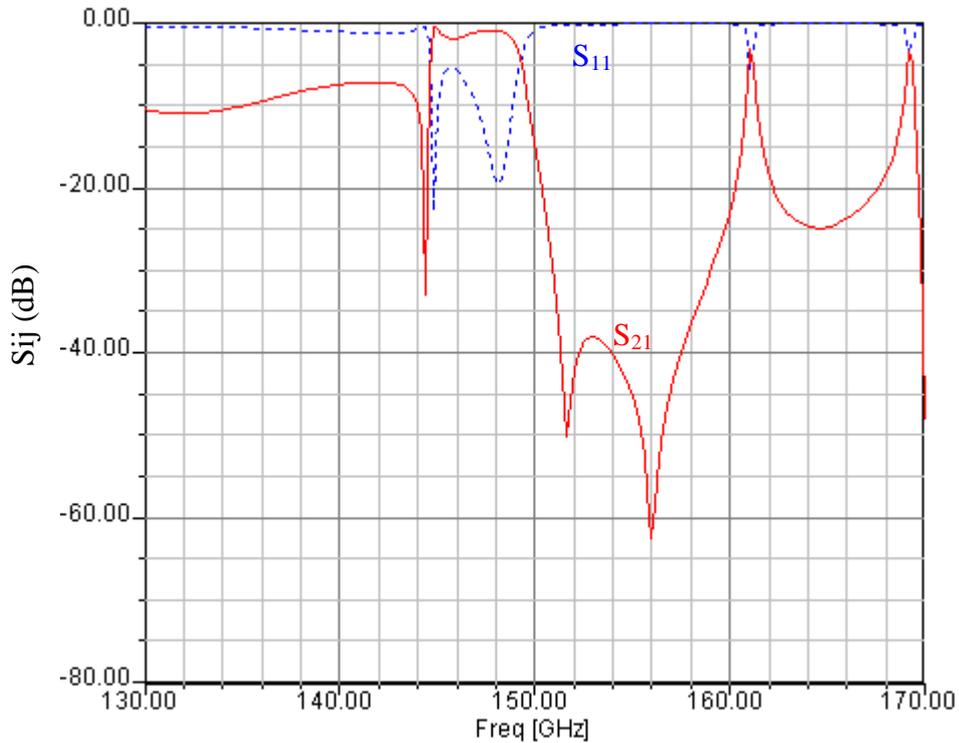


figure 18. résultats de simulation 3D avec HFSS

Cette simulation met clairement en évidence le problème de pertes d'énergie dans la structure. Il y a des fréquences pour lesquelles l'énergie n'est pas du tout transmise. La figure 19 présente une cartographie du champ électrique à la fréquence 156 GHz d'un de ces zéros de transmission.

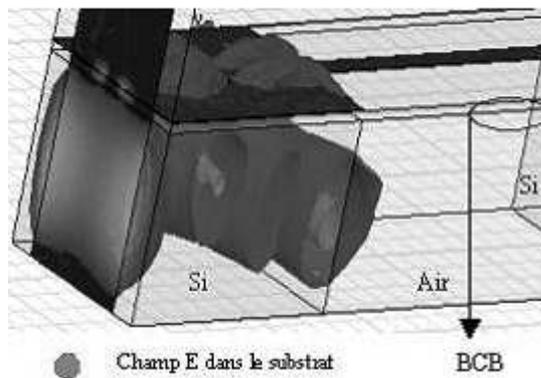


figure 19. représentation graphique du champ électrique

A cause de la transition coplanaire micro-ruban au moment où la ligne passe du silicium massif à la partie suspendu, le mode de guide sous la ligne coplanaire est excité et l'énergie n'est donc pas transmise entre l'entrée et la sortie.

III.4.3. Elimination du guide

Pour contourner ce problème, nous proposons d'utiliser un plan de masse sous le BCB qui a pour but d'isoler ce guide du silicium. La structure proposée est présentée figure 20. Le plan de masse se situe uniquement sous les accès CPW et non au centre pour garder un facteur de qualité élevé.

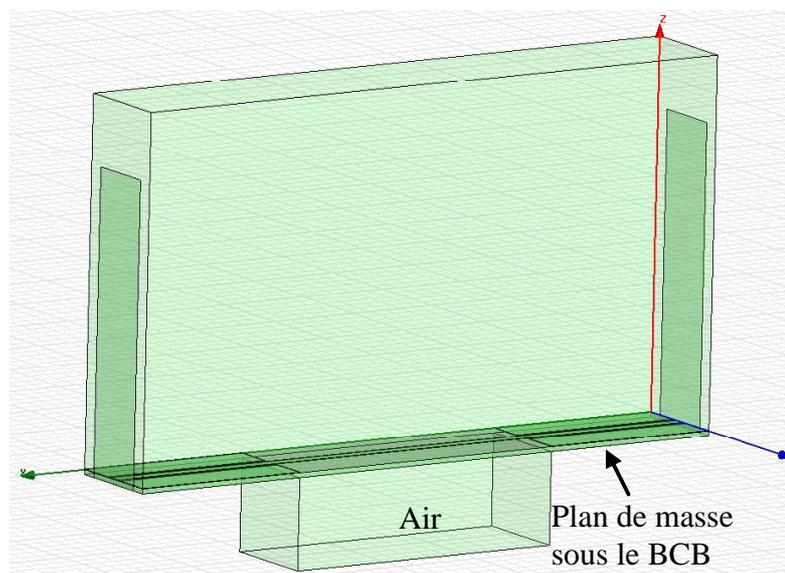


figure 20. plan de masse sous le BCB

Cette modification mise à part, les dimensions de la structure sont identiques à la figure 17. La réponse simulée de cette structure avec un calcul par la méthode des éléments finis est présentée figure 21 :

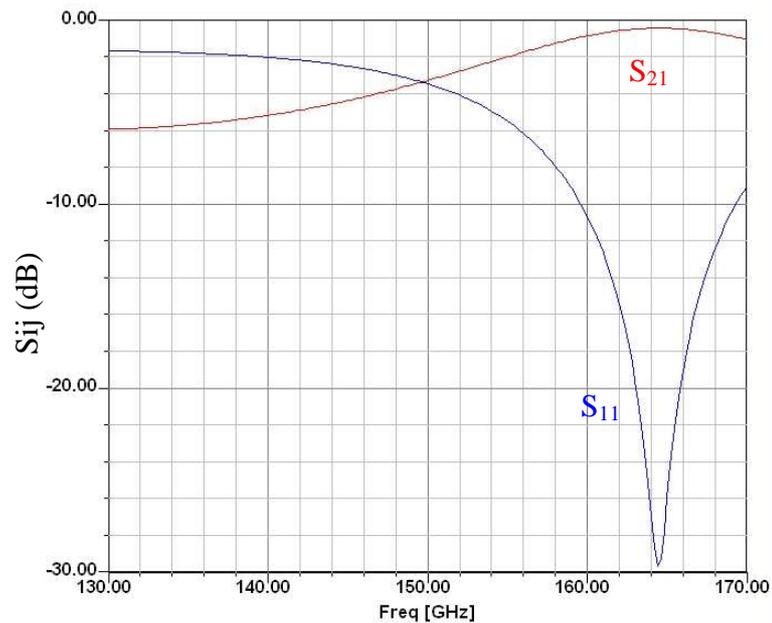


figure 21. résultats de simulation de la structure avec plan de masse sous le BCB

Ce résultat de simulation nous permet de mettre en évidence l'importance du plan de masse sous le BCB lorsqu'il y a du silicium. Il n'y a plus de fuite d'énergie dans le substrat, le coefficient de transmission est conforme à nos attentes. On note cependant sur la courbe une mauvaise adaptation due au fait que la largeur de la ligne a été gardée constante sur les parties sur BCB avec plan de masse et sur la partie centrale où le BCB est entouré d'air. L'impédance de la ligne sur ces deux parties est donc différente. Cette désadaptation d'impédance se traduit par la remontée du coefficient de transmission. Cependant aucun pic parasite n'est observé dans la transmission sur une large bande de fréquence autour de 150 GHz.

III.4.4. Présentation technologique

III.4.4.1. Description de la structure

Comme nous venons de le présenter dans la partie précédente, l'élément clé du problème est d'éviter les pertes et les fuites d'énergie dans le silicium sous les lignes d'accès. Il a donc fallu apporter des modifications technologiques et géométriques pour transformer les systèmes d'excitation classiques et les rendre compatibles à un fonctionnement à 150 GHz.

D'un point de vue technologique, il va donc falloir passer d'une structure de BCB sur Si/SiO₂ avec une épaisseur de 8 μm à une structure de BCB sur plan de masse avec une épaisseur plus importante. L'étude de cette épaisseur est nécessaire pour réduire les pertes. En

simulant une ligne microruban sur membrane avec un plan de masse sous de la membrane (figure 22) et en faisant varier l'épaisseur e de la membrane, nous montrons sur la figure 23 les résultats obtenus. Nous remarquons que pour $e = 27 \mu\text{m}$ nous avons un bon coefficient de réflexion comme le montre la figure figure 23.

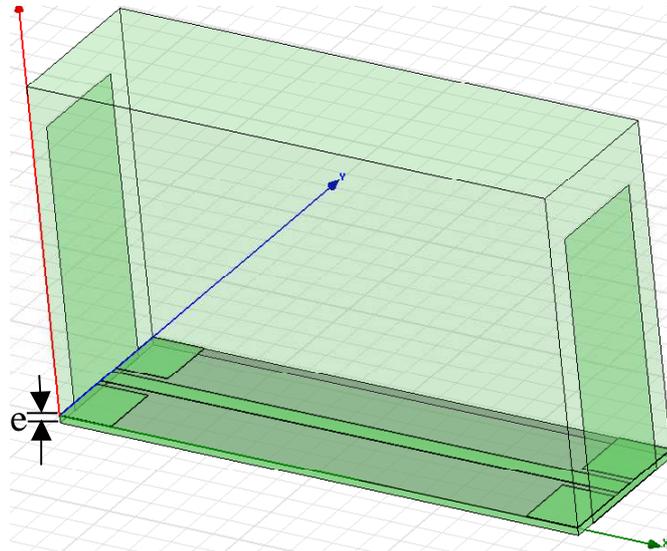


figure 22. Ligne microruban sur un substrat de BCB

L'épaisseur de $27 \mu\text{m}$ est choisie dans ce graphique car elle correspond à une épaisseur classique proposée par le fabricant de BCB

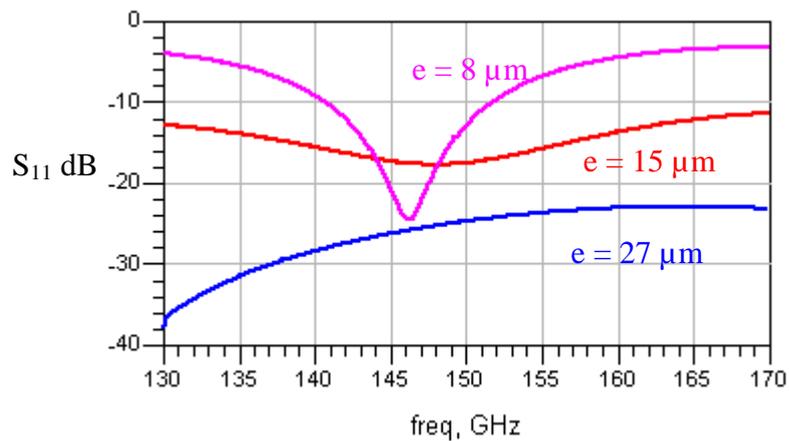


figure 23. relation entre le coefficient de réflexion S_{11} et l'épaisseur e du substrat

La figure 24 présente la première technologie avec une épaisseur de $8 \mu\text{m}$ et la figure 25 montre la nouvelle technologie avec la nouvelle épaisseur.

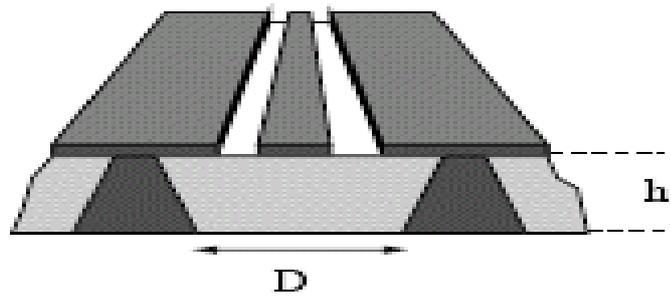


figure 24. ligne CPW sur BCB 8 μm

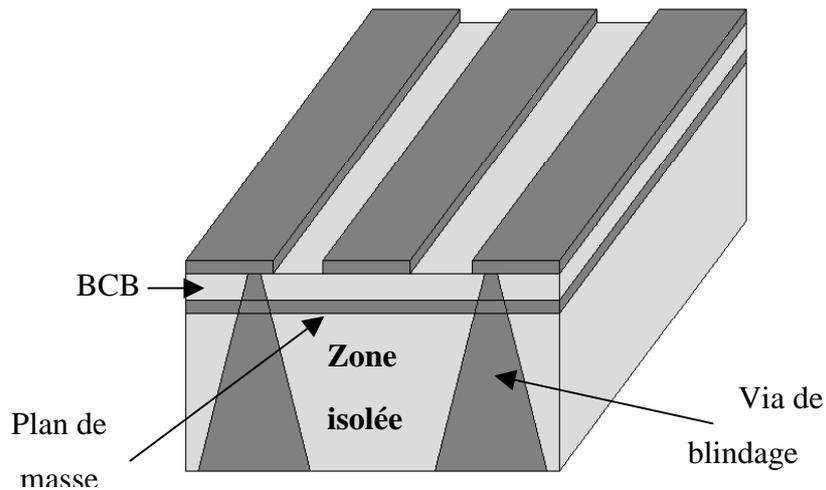


figure 25. ligne CPW sur BCB avec plan de masse.

La figure 26 montre la configuration du champ électrique dans l'accès.

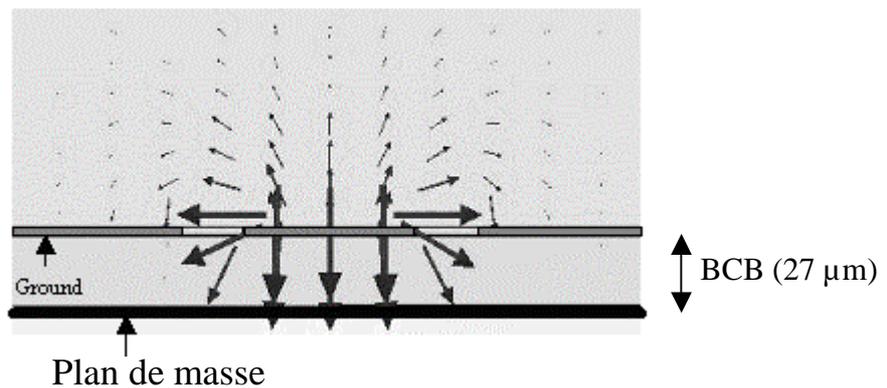


figure 26. Champ E dans l'accès (ligne coplanaire)

Avec cette nouvelle configuration la zone de silicium sous le BCB est donc protégée par le plan de masse. Il n'y aura donc pas de fuite possible d'énergie. Nous présentons maintenant les étapes technologiques utilisées pour réaliser une telle structure. Malheureusement, nous présentons également les problèmes technologiques rencontrés au cours des différentes étapes

du process. En résumé, dans cette configuration d'épaisseur et de plan de masse le BCB ne résiste pas dans le TMAH, servant à la gravure du silicium.

III.4.4.2. Présentation de la technique de fabrication de la structure

Les différentes étapes de la réalisation sont présentées de manière simplifiée sur les figures 27, 28, 29 et 30 :

a. Etape 1 :

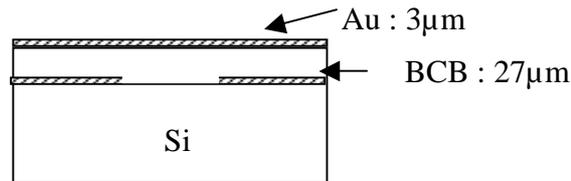


figure 27. Dépôt de matériaux

La première étape consiste à déposer sur le substrat de silicium un plan de masse. Ce plan de masse est gravé aux endroits où la membrane sera suspendue puis une membrane de BenzoCycloButène (BCB, $\epsilon_r = 2.6$) est déposée ainsi qu'une couche métallique.

b. Etape 2 :

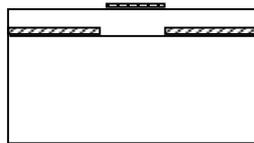


figure 28. Dessin des motifs du circuits

La couche d'or est gravée pour obtenir les motifs souhaités dans l'étape 2.

c. Etape 3 :

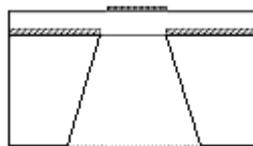


figure 29. Gravure du Silicium

Nous procédons à une attaque chimique du silicium par du TMAH pour suspendre le circuit dans l'air

d. Etape 4 :

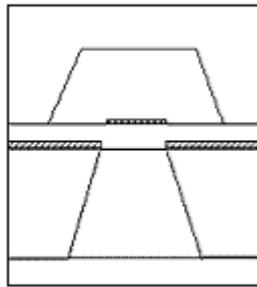


figure 30. Blindage et assemblage

Finalement, le blindage de la structure est assuré en reliant les 3 parties composées du plan de masse du wafer intermédiaire et de la cavité de blindage supérieure.

Comme on l'a déjà mentionné, la dernière étape de fabrication des résonateurs et des filtres (le micro-usinage) a rencontré des problèmes. Nous avons uniquement réussi à réaliser et à mesurer des lignes sur BCB épais avec plan de masse, mais pas de résonateurs suspendus. Pour les résonateurs et filtres une autre modification technologique que nous allons présenter dans ce chapitre est nécessaire.

Le process de fabrication est issu de ce qui a été développé au laboratoire XLIM par Matthieu Chatras et Pierre Blondy pour la réalisation de filtre à 30 GHz. L'ajout d'un plan de masse sous le BCB s'est heurté à 4 problèmes technologiques qu'il a fallu éliminer. Trois ont été levés, le dernier subsiste aujourd'hui.

- Mauvaise polymérisation du BCB épais.

Les techniques et les méthodes utilisées pour une couche de 8 μm n'ont pas pu s'appliquer à une couche de 25-30 μm . Il y avait, lors de la polymérisation, des cloques et des bulles qui apparaissaient dans la couche de BCB. Une fois la polymérisation effectuée, il n'y a pas possibilité de faire machine arrière (la moindre bulle ou cloque dans le BCB se traduit par une rupture des membranes, lors de la libération). Nous avons effectué des batteries de tests pour résoudre ce problème (quantité de BCB, de promoteur d'adhérence, paliers de température à la plaque chauffante, paliers de vitesse de rotation lors du dépôt, polymérisation four et/ou plaque...). Ce problème a été résolu après une prépolymérisation au four (120°C), avant le début de la phase de vitrification, puis par une cuisson finale à la plaque (275°C).

- Non adhérence du BCB sur le plan de masse.

Lors de la lithographie de la face avant, le BCB se décollait du plan de masse dans les agents de gravure des métaux. Différentes études ont alors été menées concernant la couche métallique inférieure (Condition de l'électrolyse, dépôt avec une évaporation différente, changement des techniques de dépôt (pulvérisation cathodique)...). Cette étape a été résolue avec l'ajout d'une couche de Cr évaporée sur la couche d'or, permettant alors l'adhérence du BCB au plan de masse qui est alors constitué d'une tri-couche Cr-Au-Cr.

- Arrachage du plan de masse inférieur lors de la lithographie des résonateurs sur le BCB.

Cette fois le BCB adhère bien au plan de masse, tellement bien qu'il l'arrache du Si lorsque l'on grave la face avant... Ce problème d'adhérence du plan de masse a été résolu en jouant sur les conditions de dépôt et d'épaisseur de la couche d'accrochage de Cr sous la couche d'or.

- Arrachage du BCB dans le TMAH.

C'est la dernière étape du process, toutes les lithographies ont été effectuées, il ne reste plus qu'à libérer les membranes en attaquant le Si dans le TMAH. C'est le problème qui est rencontré aujourd'hui et qui n'a pas encore été résolu. Le BCB résiste seulement 2 heures dans le TMAH, alors qu'il doit tenir toute une journée pour graver complètement le silicium.

III.5. Mesure des lignes sur BCB

III.5.1. Présentation

Une étude préliminaire a été menée avec LineCalc d'ADS pour trouver les dimensions d'une ligne coplanaire, avec un plan de masse, adaptée à 50 ohms, pour une membrane d'épaisseur de 27 μm et une permittivité effective de 2.31.

La géométrie simulée par LineCalc est présentée figure 31

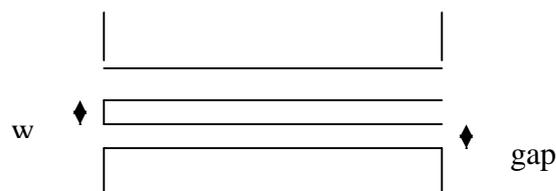


figure 31. ligne coplanaire

Le logiciel nous donne alors comme résultats les valeurs suivantes :

Largeur de la ligne : $w = 71 \mu\text{m}$; $\text{gap} = 26 \mu\text{m}$

Nous allons faire les simulations sur une très large bande de fréquences pour ne pas être obligés de changer les dimensions de la ligne à chaque fois que nous voulons une fréquence de travail différente. Sinon nous serions contraints d'intégrer les lignes coplanaires dans le calcul du coefficient de qualité externe et de faire une étude plus complexe avec les éléments finis puisque la ligne coplanaire et le résonateur ont des substrats différents (impossible à simuler avec un logiciel 2,5 D comme Momentum).

Nous effectuons la simulation en nous limitant au plan de masse, puisqu'il va empêcher les fuites dans le substrat, en considérant les pertes diélectriques ($\text{tg } \delta = 0.003$) et les pertes métalliques (la conductivité de l'or fixée à $3.5 \cdot 10^7 \text{ S/m}$). L'épaisseur de la membrane étant de $27 \mu\text{m}$ tandis que les épaisseurs métalliques ont été négligées. Une vue, dans le sens de la propagation, est proposée figure 32.

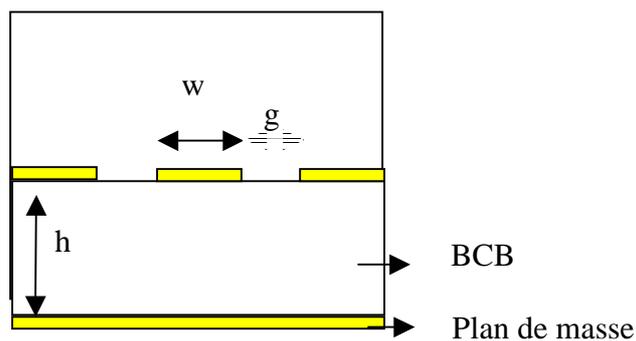


figure 32. structure simulée

III.5.2. ligne coplanaire droite

Nous avons simulé des lignes droites. La structure, en vue de dessus est présentée figure 33:

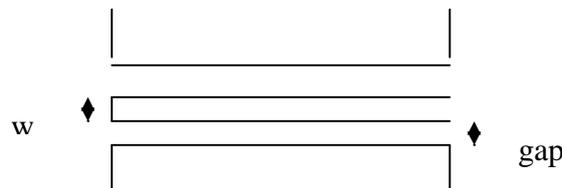


figure 33. ligne coplanaire droite

La simulation de cette ligne est présentée figure 34 (simulation par éléments finis). Les dimensions sont les suivantes :

- Largeur ligne = 71 μm
- Gap = 26 μm
- Longueur ligne = 2 mm

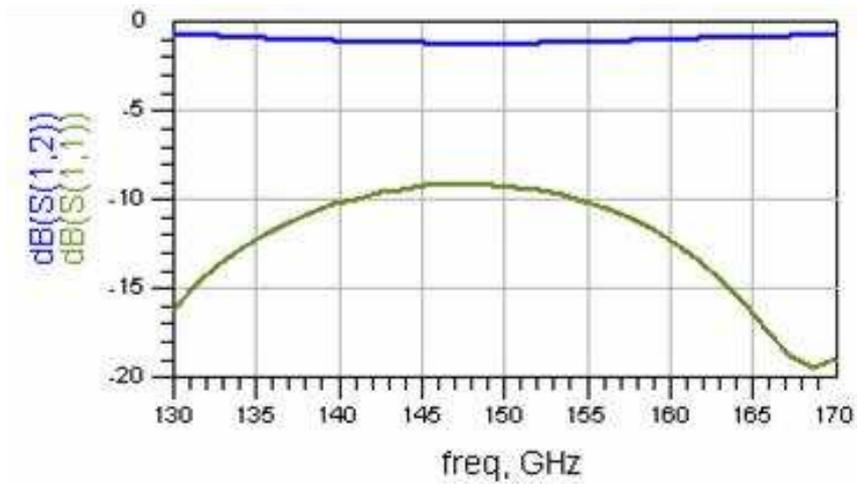


figure 34. réponse simulée avec EMXD d'une ligne droite

Une photographie de la ligne mesurée est présentée figure 35

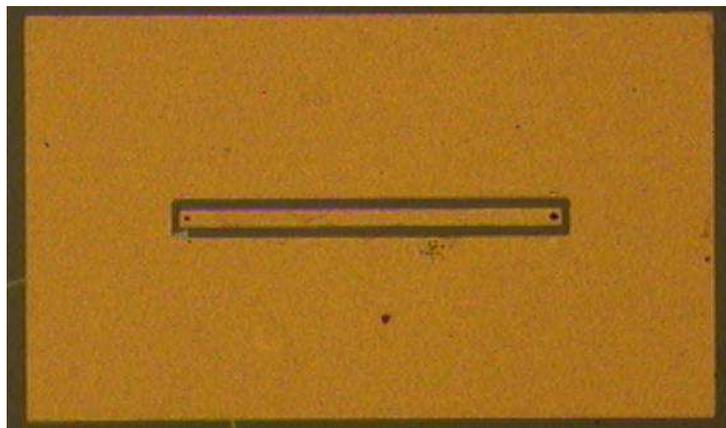


figure 35. photographie de la ligne

La réponse mesurée de cette ligne est montrée figure 36

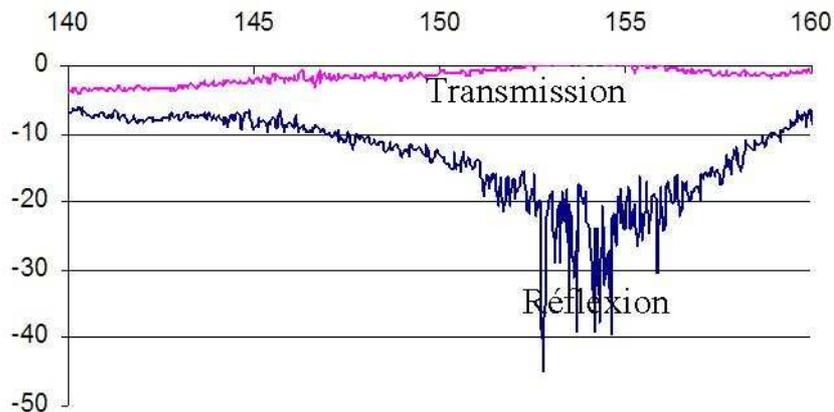


figure 36. Réponse mesurée de la ligne

Cette ligne présente des pertes de 1 dB à 150 GHz. La bande dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à -15dB représente 6,25 GHz. Il est à noter un léger décalage fréquentiel entre la simulation et la mesure. Une explication tient au fait que le plan de masse lors de la fabrication n'est pas vraiment un plan de masse mais plutôt un plan métallique sous la ligne. En effet dans cette configuration le substrat n'est pas attaqué par la face arrière. Nous n'avons donc pas la possibilité de connecter le plan de masse sous le BCB avec la masse de la ligne coplanaire sur le BCB. Nous déplorons également un problème de calibration puisque le coefficient de transmission passe par des valeurs positives autour de 154 GHz.

Malheureusement les résonateurs et les filtres n'ont pas pu être mesurés car nous n'avons pas réussi à lever un verrou technologique. Dans cette configuration d'épaisseur et de plan de masse le BCB ne résiste pas dans le TMAH, servant à la gravure du silicium. Le procédé technologique, tel qu'il était envisagé, avant les problèmes d'arrachage du BCB dans le TMAH est présenté en annexe A.

Nous proposons alors une autre orientation, en positionnant les accès de mesure directement sur la membrane de BCB.

III.6. ACCES DIRECTEMENT SUR LA MEMBRANE

En dépit des nombreux tests technologiques que nous avons menés, nous n'avons pas réussi à réaliser le circuit sur membrane épaisse avec un plan de masse sous le BCB.

Nous nous orientons donc vers une solution technologique identique à celle que nous maîtrisons (membrane 8 μm sur Si/SiO₂). Pour éviter les pertes dans les accès et les fuites

dans le silicium, nous proposons d'avoir les accès coplanaires sur la membrane. Des essais mécaniques sur une membrane de $8\ \mu\text{m}$ nous ont permis de vérifier la possibilité de poser des pointes RF sans casse de la membrane.

III.6.1. Résonateur Q_0

Nous avons également simulé un résonateur pour connaître le coefficient de qualité de cette structure. La géométrie du résonateur est présentée figure 37. La moitié de la structure est présentée (plan de symétrie). Un facteur de qualité de 250 est obtenu en oscillations forcées extrait du résultat de la figure 38.

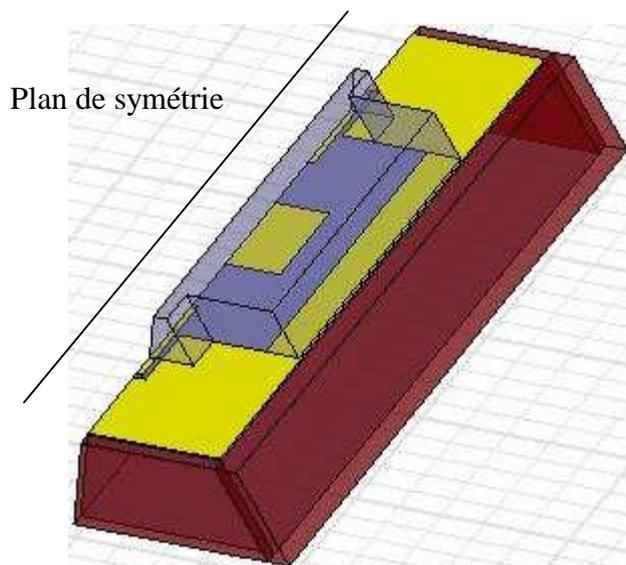


figure 37. structure du résonateur avec les accès sur la membrane

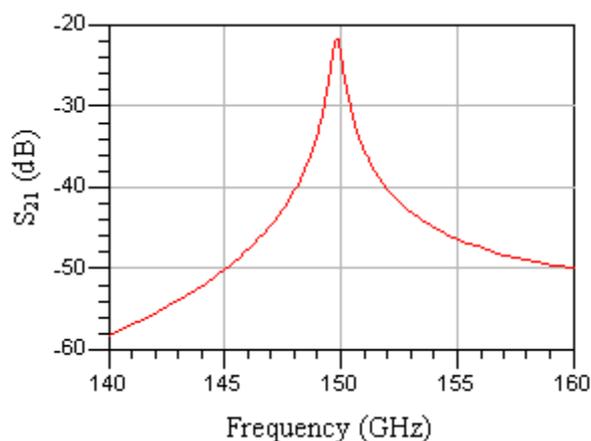


figure 38. Résonateur simulé

III.6.2. Filtre 2 pôles

La géométrie du filtre 2 pôles que nous avons simulé est présentée figure 39.

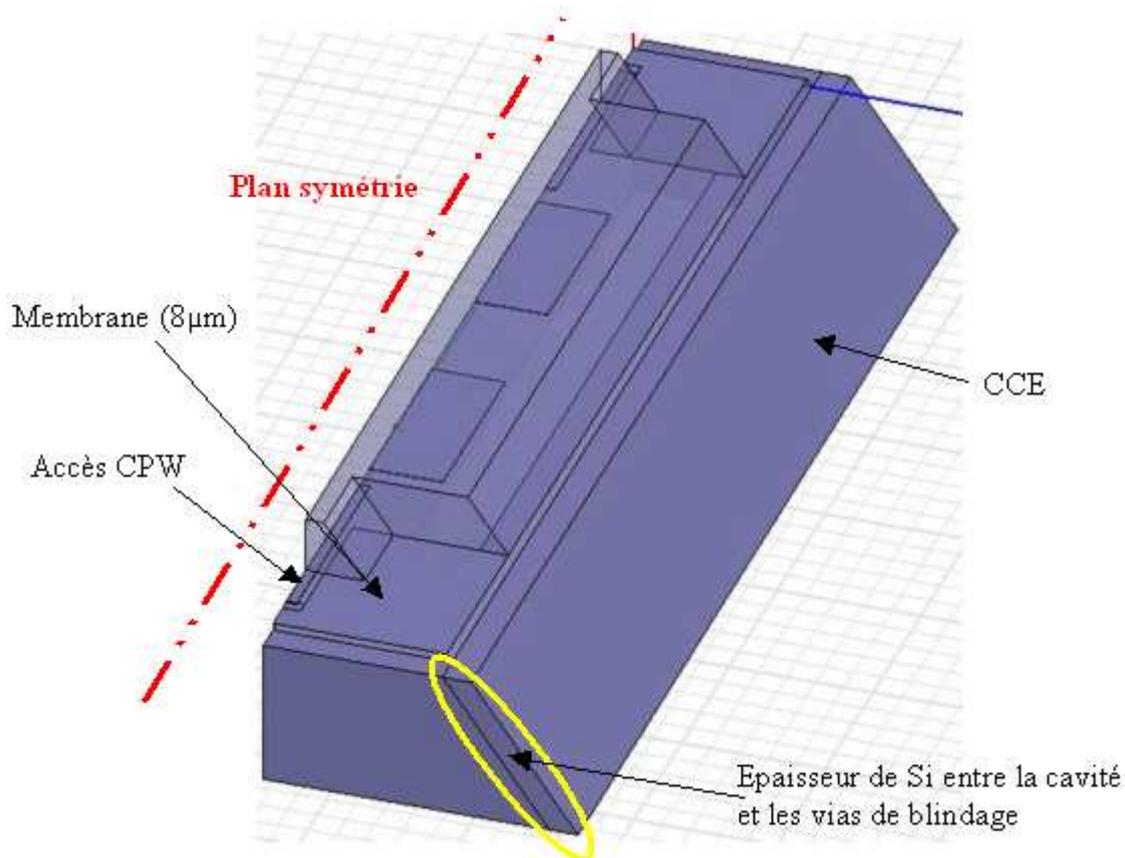


figure 39. structure du filtre avec les accès sur la membrane

Les degrés de liberté pour le réglage du filtre sont identiques à ceux dont on dispose pour les structures présentées précédemment.

III.6.3. Fabrication

Une solution de TMAH est utilisée pour graver le substrat sous le circuit résonnant mais également pour creuser des vias. Avant la gravure, une fine membrane (Benzocyclobutène) est déposée sur le substrat. Elle sert de support pour le circuit résonnant en or qui est déposé par évaporation puis électrolyse. La figure 40 montre les différentes couches de notre structure : le substrat avec le circuit, la cavité supérieure métallisée et le plan de masse inférieur. Ces parties sont assemblées à la fin du processus par une colle conductrice. Cette colle sert aussi à remplir les vias et à assurer le blindage latéral. La fabrication complète est détaillée en annexe C.

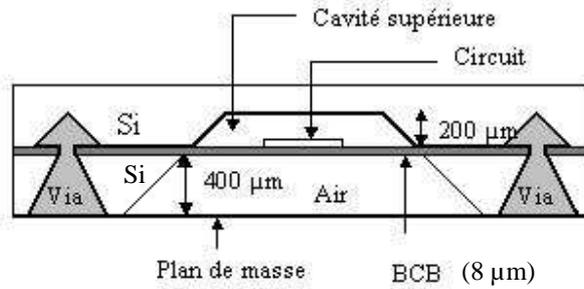


figure 40. Vue transversale de l'empilement des wafers.

III.6.4. Mesures du filtre et du résonateur

Les mesures ont été faites en utilisant un analyseur de réseau vectoriel HP8510C avec des modules d'extensions millimétriques OML (Oleson Microwave Lab) qui fonctionnent dans l'intervalle de fréquences allant de 110 GHz à 170 GHz. Pour cela, une calibration SOLT (Short Open Load Through) a été utilisée. La figure 41 montre la cavité de blindage. La figure 42 montre l'endroit du circuit (cerclé) où les pointes de mesure sont déposées. On distingue la ligne coplanaire et le capot de blindage recouvrant le circuit.

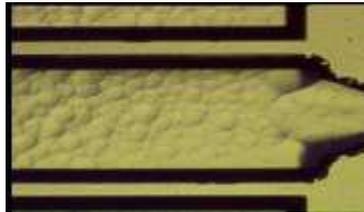


figure 41. Cavité de blindage

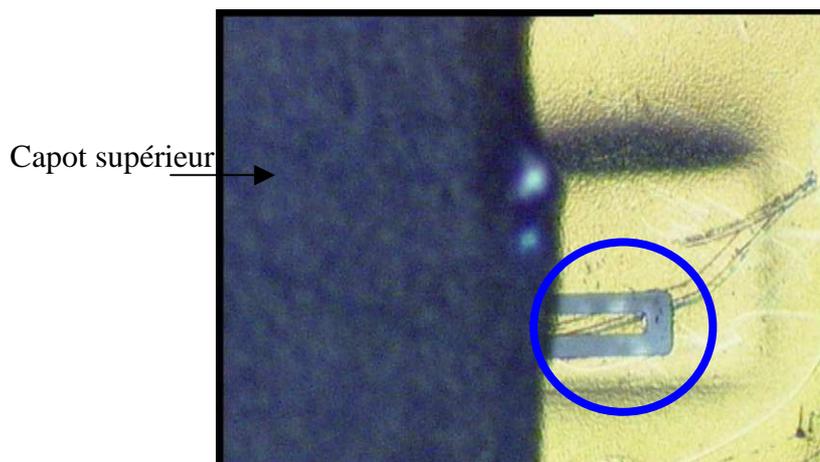


figure 42. Accès de mesure et capot de blindage.

III.6.5. Le facteur de qualité à vide

La simulation en oscillations libres (HFSS), d'un résonateur micro-usiné, a donné un facteur de qualité à vide Q_0 égal à 270 à 150 GHz. La figure 43 montre le résonateur fabriqué avec comme dimensions totales (vias inclus) 8.5mm*4.5mm.

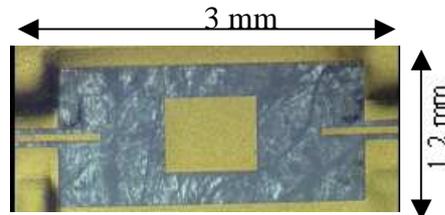


figure 43. Photo du résonateur fabriqué.

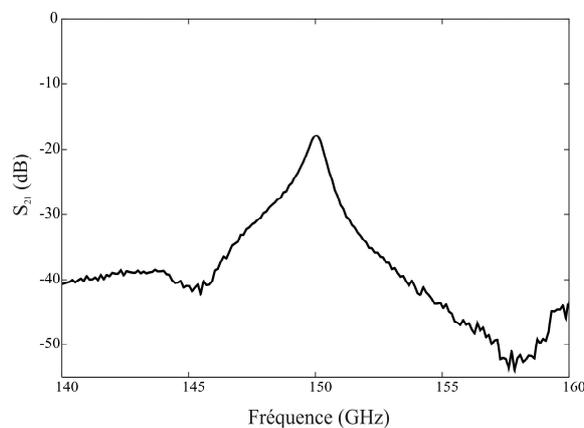


figure 44. Coefficient de transmission mesuré d'un résonateur à 150 GHz.

La figure 44 montre le coefficient de transmission mesuré lorsque les accès sont très découplés. On extrait alors de la mesure un facteur de qualité de 230. La faible différence entre mesure et simulation est due à des difficultés d'alignement des 2 wafers lors de l'assemblage et à la variation de la hauteur de cavité lors de la fabrication. De plus les pertes des matériaux n'ont pas été caractérisées à cette fréquence et sont approximatives pour les simulations. Le résonateur est en revanche parfaitement centré en fréquence.

III.6.6. Filtre 2 pôles

Nous avons conçu un filtre à 150 GHz avec une ondulation de 0.1 dB et une bande passante relative de 4 %. On calcule un Q_{ext} égal à 26 et un coefficient de couplage inter résonateur égal à 0.05. Pour réaliser ce filtre, on fait varier dans un premier temps la distance de couplage en entrée et en sortie (gap) en couplant un seul résonateur. On déduit, par

conséquence, une courbe de relation entre Q_{ext} et gap en calculant la phase du coefficient de réflexion S_{11} . On extrait ensuite, de la courbe de relation, la valeur de gap correspondant au Q_{ext} voulu.

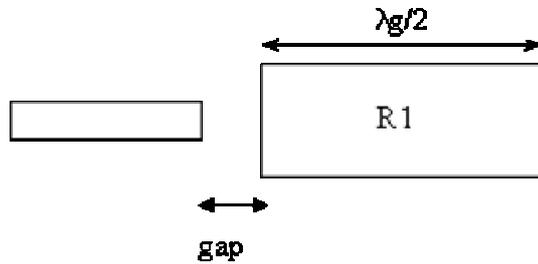


figure 45. Résonateur couplé par une ligne microruban

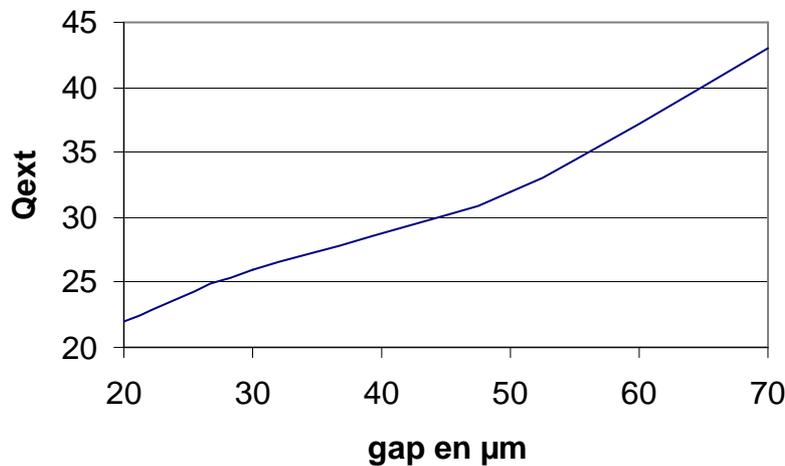


figure 46. Relation entre Q_{ext} et gap

En regardant la courbe de relation entre Q_{ext} et le gap , nous avons une distance de 30 μm qui correspond à un Q_{ext} de 26.

Ensuite nous simulons la distance inter-résonateurs avec découplage des accès respectant le couplage inter-résonateur du gabarit choisi comme le montre la figure 47.

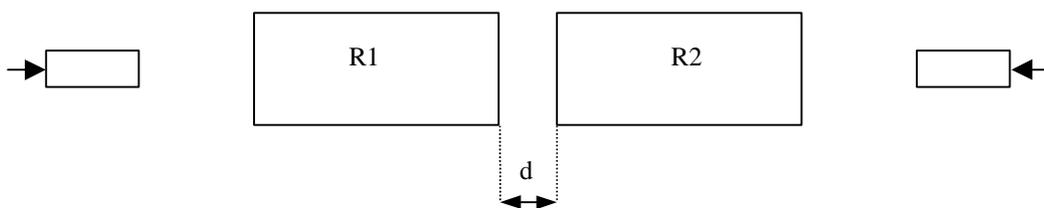


figure 47. Deux résonateurs découplés

La distance inter-résonateurs est déduite de la courbe montrée figure 48 et qui représente la relation entre la distance d et le coefficient k_{12} .

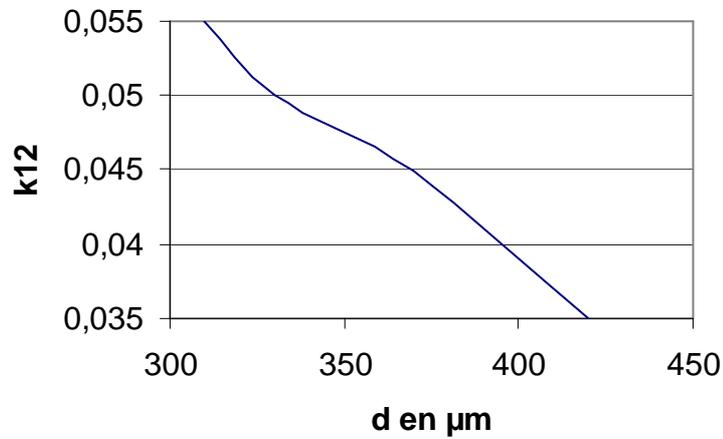


figure 48. Relation entre k_{ij} et d

Deux résonateurs microrubans sont couplés électriquement pour réaliser un filtre deux pôles excités par des lignes microrubans comme le montre la figure 49. La figure 50 montre la comparaison des paramètres S entre simulation et mesure. Les deux courbes présentent les mêmes rejections et bandes passantes. On obtient en mesure un filtre à 149.4 GHz avec des pertes d'insertion de 4.5 dB. La différence est due aux désalignements des wafers et aux incertitudes de hauteurs des cavités micro-usinées lors de la fabrication et à l'incertitude d'estimation des caractéristiques des matériaux à cette fréquence. Une partie des pertes est également liée au rayonnement à cause des tunnels, au dessus des lignes CPW, qui sont un peu plus larges que prévu.

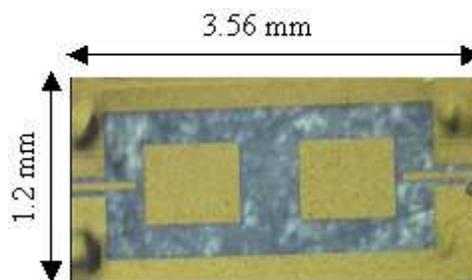


figure 49. Photo du filtre 2 pôles réalisé.

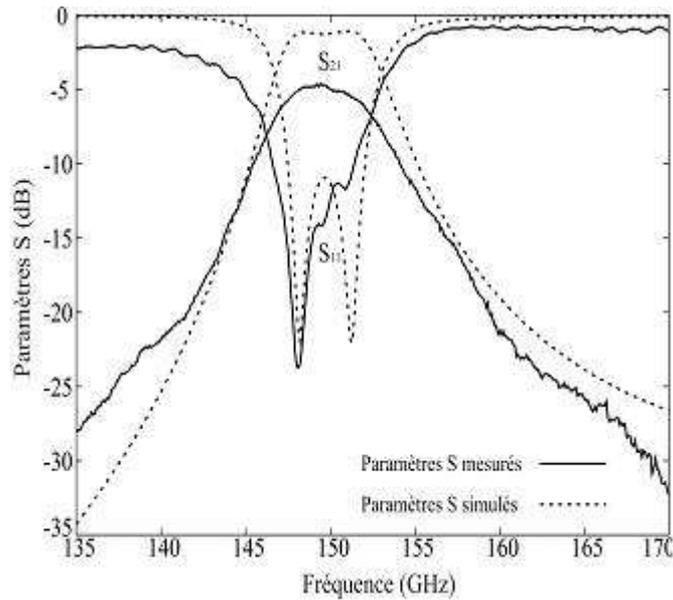


figure 50. Comparaison mesure et simulation

On trouve un très bon accord entre la mesure et la simulation surtout au niveau de la réjection et de la bande passante avec $\Delta f = 4\%$. Cette topologie peut évidemment être utilisée pour des structures de filtrage beaucoup plus complexes (nombre de pôles, gabarit, fonction elliptique...).

III.7. Conception d'un filtre 5 pôles

En utilisant la même méthode de conception qui a été précédemment décrite, nous avons simulé un filtre 5 pôles de type Tchebychev respectant le gabarit ci-dessous :

$$f_0 = 150 \text{ GHz}$$

$$\Delta f = 2 \text{ GHz}$$

Compte tenu de ce gabarit, les valeurs théoriques à respecter pour le couplage Entrée/Sortie et pour le couplage inter-résonateur sont :

$$Q_{\text{ext}} = 100$$

$$k_{12} = k_{45} = 0.01$$

$$k_{23} = k_{34} = 0.0078$$

2 topologies de filtres cinq pôles ont été testées.

III.7.1. Accès par une intégration en surface

III.7.1.1. Filtre 5 pôles

Pour cette structure, on va simuler un filtre 5 pôles similaire au filtre 2 pôles mais avec les accès sur un plan supérieur. Ceci va nous permettre d'envisager un report aisé mais la ligne d'accès ne sera pas blindée. Le couplage entre les accès et le résonateur se fait par une boucle magnétique en utilisant une fente entre les lignes et les résonateurs. La structure est montrée en vue latérale sur la figure 51:

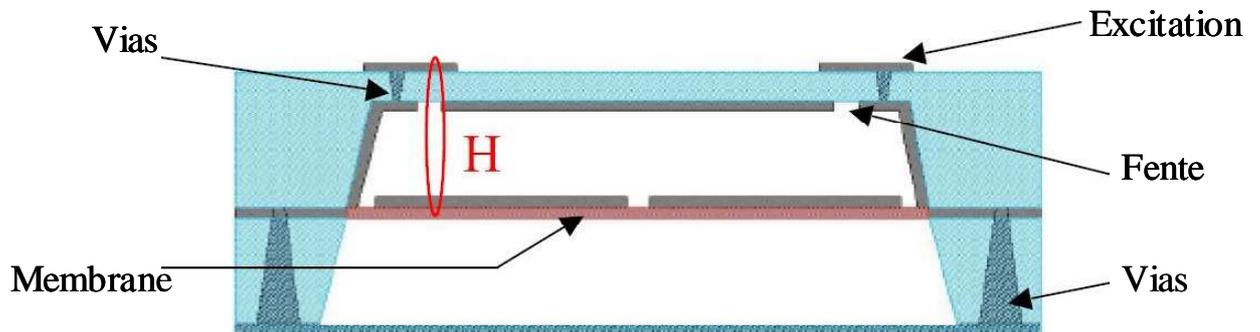


figure 51. Vue latérale de la demi structure simulée

On optimise la distance entre les résonateurs et le capot complètement blindé sauf dans les deux fentes. Il y a un compromis à choisir entre la valeur de la hauteur qui permettra d'améliorer le facteur de qualité et la distance nécessaire pour un couplage optimal. On optimise aussi les dimensions des fentes et des distances inter-résonateurs. On choisit de prendre une hauteur de 300 μm pour augmenter autant que possible le facteur de qualité à vide. A partir de cette valeur, on va optimiser la largeur de la fente nécessaire pour avoir le bon couplage.

III.7.1.2. Calcul du Q_{ext} en fonction de la fente

La figure 52 montre l'accès qui excite le résonateur à travers la fente. On optimise la largeur w de la fente qui donne la valeur de Q_{ext} voulu. Plusieurs calculs sont effectués avec le logiciel HFSS pour extraire la valeur souhaitée.

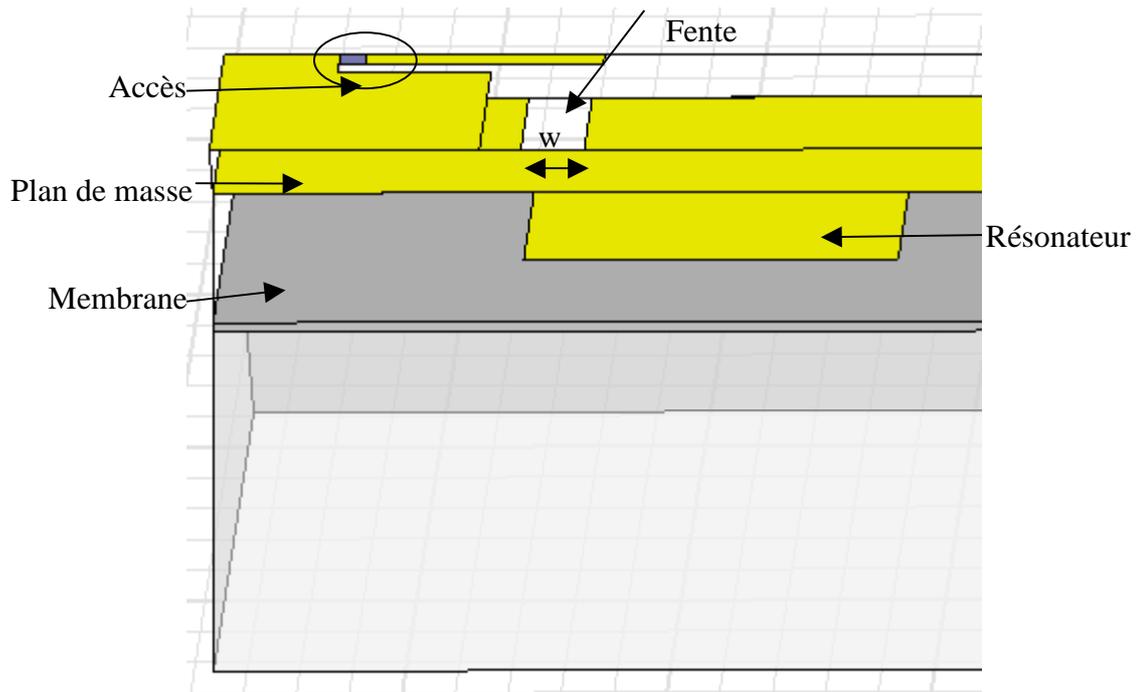


figure 52. Vue sur l'accès coplanaire sur le plan supérieur

La figure 53 montre la relation entre le Q_{ext} et w la largeur de la fente. Pour la valeur de Q_{ext} égale à 100, on obtient une valeur de w égale à 73 μm . La prochaine étape est l'optimisation des distances inter-résonateurs.

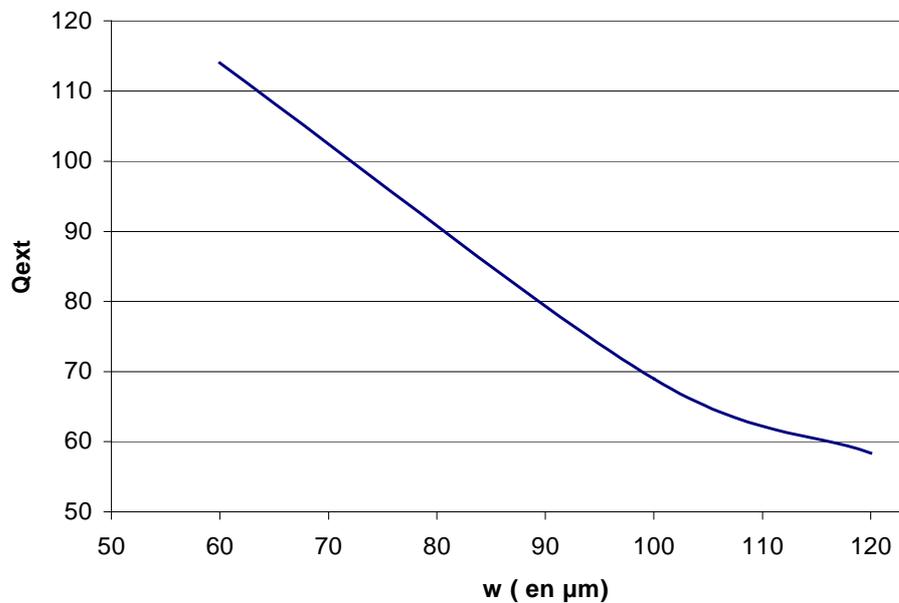


figure 53. courbe représentative de la relation entre le Q_{ext} et w

III.7.1.3. Calcul Kij

La figure 54 montre deux résonateurs déposés sur une membrane et couplés à travers des fentes par des lignes. En découplant les accès, on calcule la distance inter-résonateur. La figure 55 montre la relation entre le coefficient inter résonateur et la distance inter-résonateur. A partir de cette relation, nous pouvons extraire les valeurs correspondant à k_{12} et k_{23} . Elles sont de l'ordre de 1020 et 1040 μm .

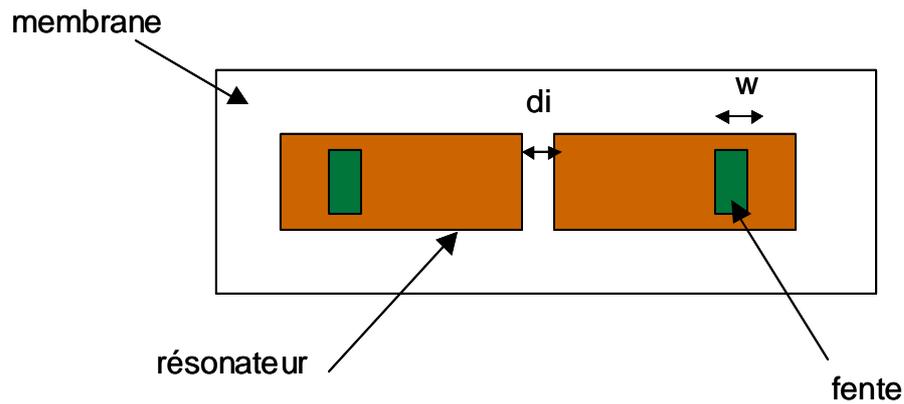


figure 54. Deux résonateurs déposés sur une membrane et excités à travers des fentes

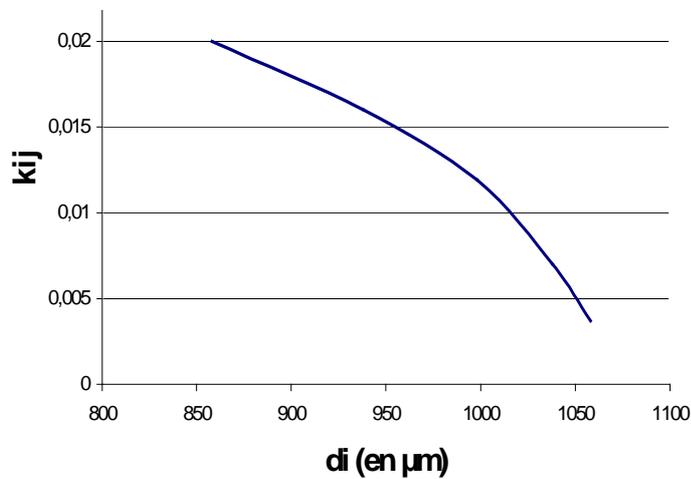


figure 55. Relation entre k_{ij} et d_i

III.7.1.4. Filtre 5 pôles

Les études sur les différents coefficients de couplage inter-résonateur ou entrée / sortie ayant été menées, nous pouvons les associer pour la simulation du filtre. Donc après avoir optimisé toutes ces distances, on va simuler avec HFSS la structure totale avec les 5 résonateurs. On montre sur la figure 56 la représentation du champ E à la fréquence de 150 GHz. Nous remarquons que le champ est bien concentré au niveau de la fente et des cinq résonateurs. Il est maximal à l'extrémité de chaque résonateur.

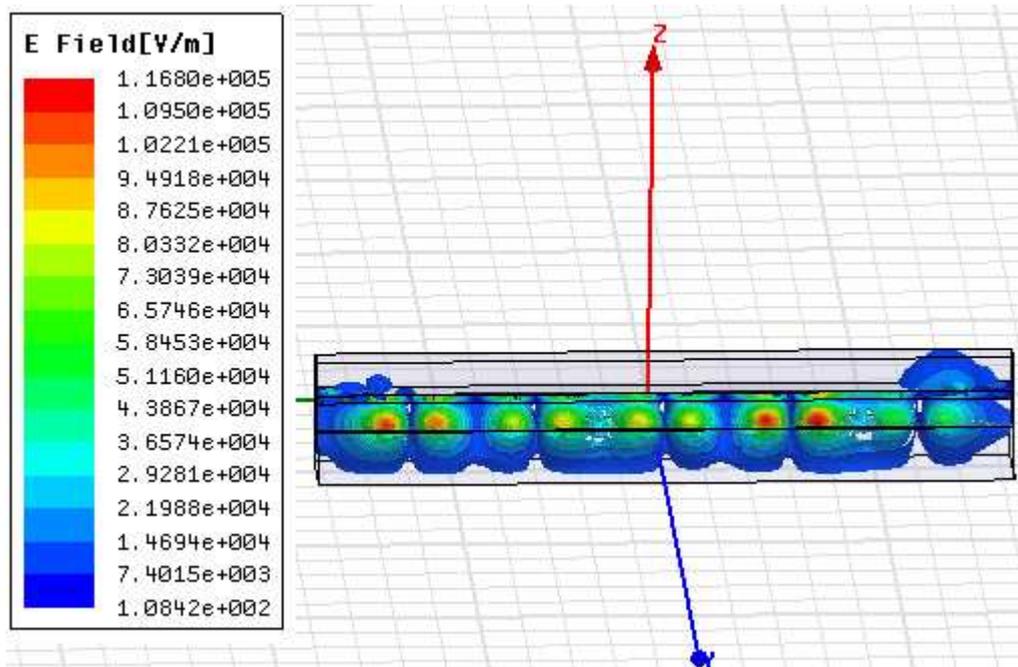


figure 56. champ E réparti dans la structure

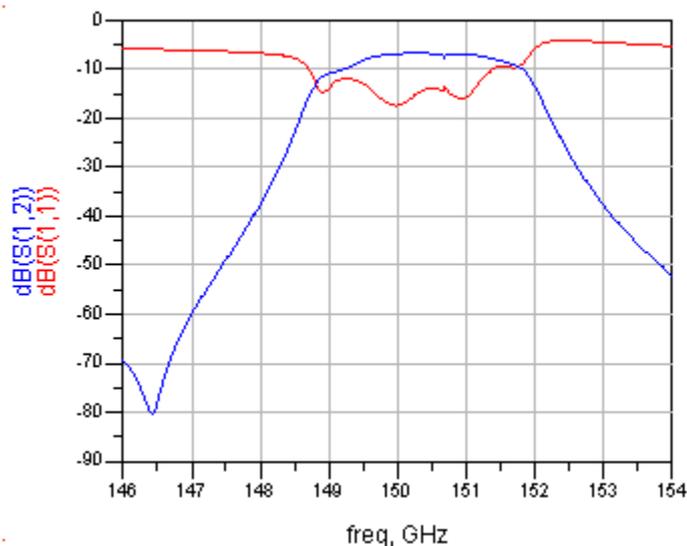


figure 57. Simulation avec HFSS

La figure 57 montre les paramètres S calculés avec HFSS avec 6.8 dB de pertes d'insertion et une adaptation supérieure à 10 dB dans la bande. Les pertes sont importantes car le filtre est

extrêmement sélectif (1.3%). Cette structure souffre de pertes d'insertion importantes. Il y a aussi une perte d'énergie ce qui fait que S_{11} en dehors de la bande n'est pas complètement réfléchi. Cela est dû au rayonnement des lignes d'accès qui ne sont pas blindées et provoquent ces pertes. Nous allons essayer de baisser le niveau de pertes. Pour cela, on va utiliser de nouveau la structure avec les accès sur le même plan.

III.7.2. Accès sur membrane sur le même plan

Pour cette structure on va simuler un filtre 5 pôles avec les accès sur le même plan.

III.7.2.1. Calcul de k_{ij}

L'évolution du couplage inter-résonateur en fonction de l'écart entre chacun des résonateurs est présenté figure 58.

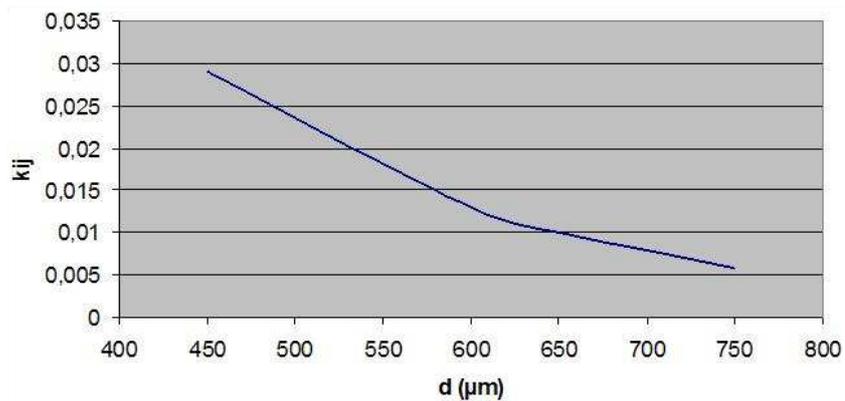


figure 58. évolution du couplage inter-résonateur en fonction de la distance entre résonateur

III.7.2.2. Calcul de Q_{ext}

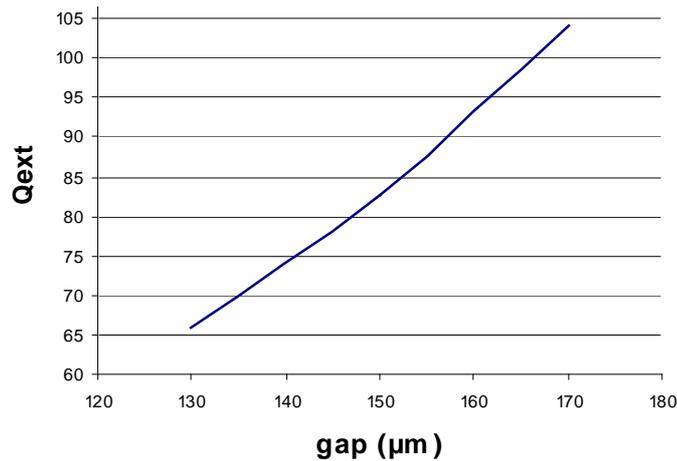


figure 59. évolution du coefficient du couplage entrée sortie en fonction du gap

L'évolution du Qext en fonction du gap est montrée figure 59.

III.7.2.3. Simulation avec Momentum

A partir de ces valeurs et en respectant le couplage Entrée/Sortie, nous pouvons simuler le filtre complet. Le layout de ce filtre est présenté figure 60.

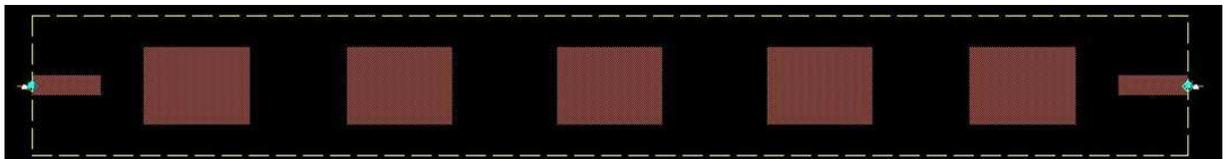


figure 60. structure du filtre 5 pôles – dimensions : 0.9 * 7.7 mm

La réponse obtenue grâce à une simulation avec Momentum est présentée figure 61. Cette courbe de simulation permet de retrouver le gabarit que l'on s'était fixé, une fréquence égale à 150 GHz, une bande passante de l'ordre de 2 GHz. Les pertes d'insertion de ce filtre sont de l'ordre de 5 dB. La réjection du filtre est bonne, à 148,5 GHz, la réjection est égale à -30dB.

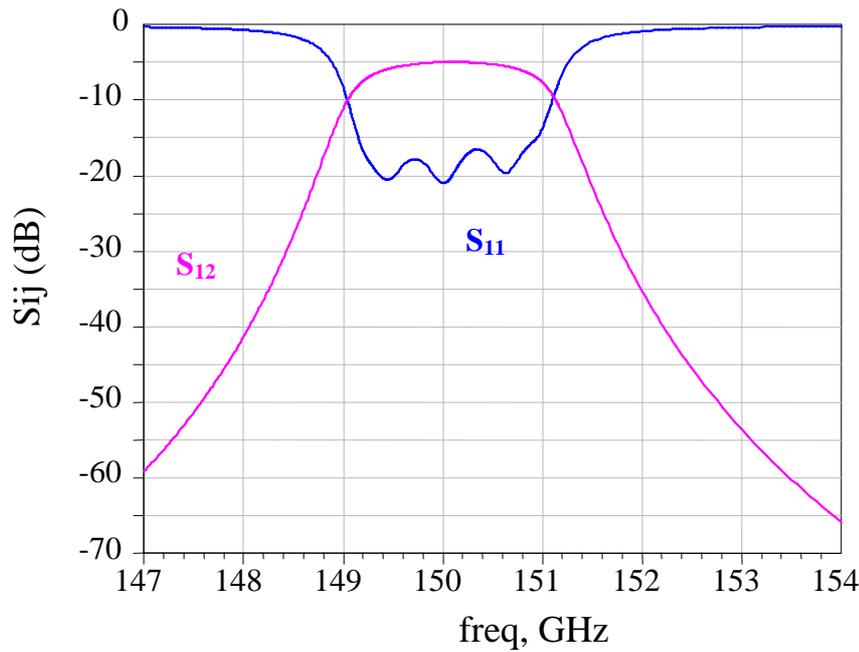


figure 61. réponse du filtre 5 pôles

III.7.2.4. Etude des modes parasites de la cavité et augmentation de l'isolation fréquentielle

Les simulations précédentes ont été effectuées avec Momentum (méthode 2.5D) qui ne tient pas compte de la géométrie inclinée des cavités de blindage. Nous avons donc étudié notre structure en 3D avec un calcul par éléments finis. En travaillant sur cette structure, on a remarqué des modes parasites qui s'installent. Ces modes dépendent surtout de la largeur globale. Une étude approfondie a été menée sur la structure sans les résonateurs pour pouvoir discerner les pics parasites des autres pics correspondant aux résonateurs et surtout diminuer considérablement le temps de calcul. Cette étude montre, pour des largeurs supérieures à une certaine valeur w critique égale à $900 \mu\text{m}$, l'existence de 2 pics de résonances dans la plage 140-160GHz et qui sont très proches de notre fréquence de travail 150GHz. La figure 62 montre la demi structure en 3 D avec un plan de symétrie.

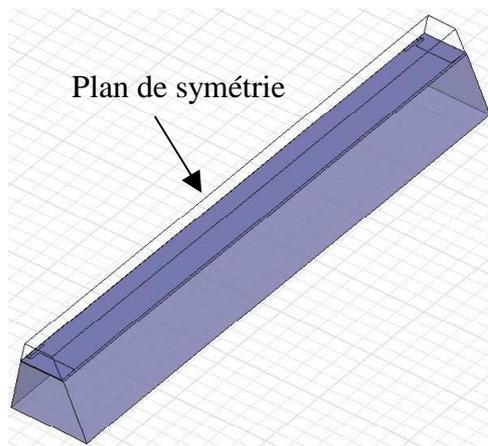


figure 62. étude de la structure en 3D

La nature inclinée de notre processus de fabrication fait que la structure, principalement la largeur inférieure, ne permet pas d'éloigner les fréquences parasites. En remarquant que la largeur des résonateurs est égale à $500\mu\text{m}$ et qu'il faudra laisser une marge de $200\mu\text{m}$ de chaque côté cela nous fait une largeur de $900\mu\text{m}$ au niveau du circuit. Ce qui fera une largeur inférieure nettement plus grande due à la nature inclinée de la structure. En simulant sans résonateur comme le montre la figure, on obtient deux pics de résonances à 142 GHz et 154 GHz , comme le montre la figure 63.

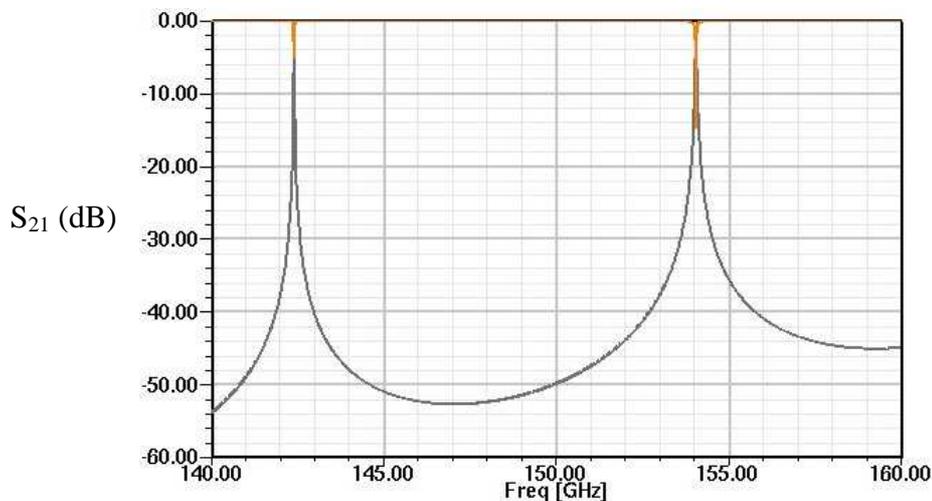


figure 63. Pics parasites

III.7.2.5. Filtre 5 pôles

a. Structure inclinée

En simulant la structure de la figure 64, après inclusion des résonateurs, on obtient après optimisation un filtre 5 pôles avec le pic parasite à 142 GHz. L'autre pic n'est pas visible sans doute à cause d'un manque de précision au niveau de l'interpolation des points de fréquences et du choix de la fréquence d'adaptation du maillage.

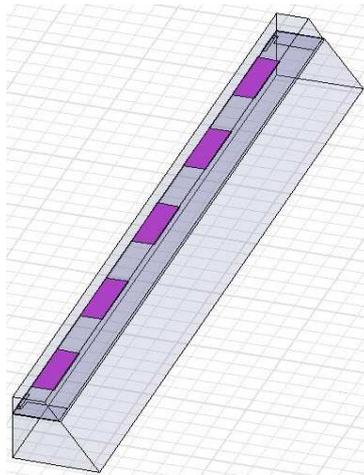


figure 64. Filtre 5 pôles

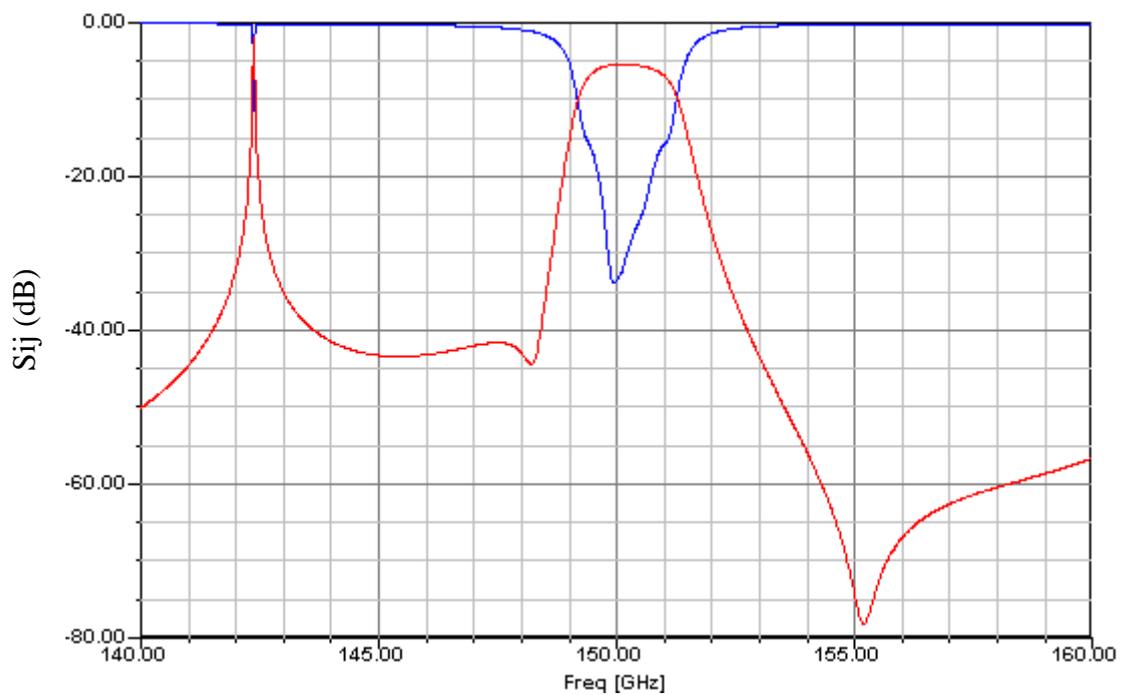


figure 65. Paramètres S du filtre

Ce filtre présente des pertes d'insertion de 5.4 dB une bande passante de 2 GHz et une adaptation de 15 dB (figure 65).

b. Structure modifiée

Pour avoir une largeur minimale qui poussera les pics parasites loin de notre fréquence de travail, nous proposons une gravure sèche qui va micro-usiner le silicium en flancs droits. On va alors obtenir une largeur uniforme égale à 900 μm comme le montre la figure 66.

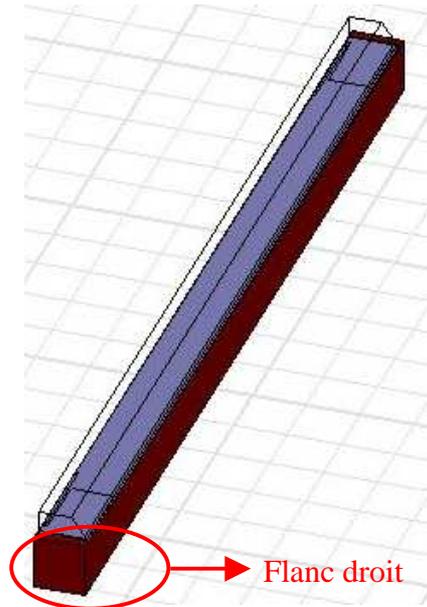


figure 66. Structure modifiée

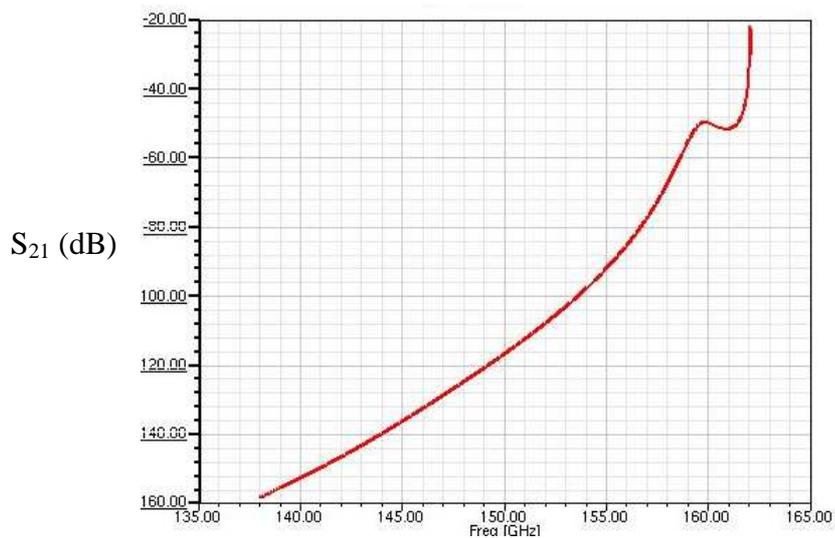


figure 67. Paramètre S21

La figure 67 montre le paramètre S_{21} . On remarque alors que les pics parasites sont éliminés et qu'il n'y a aucune transmission dans la plage allant de 138 GHz à 162 GHz.

1. Calcul du Q_{ext}

Pour calculer le Q_{ext} , on simule un résonateur excité par une ligne comme le montre la figure 68. Ensuite on extrait la phase de S_{11} et on déduit à partir de f_0 et Δf la valeur de Q_{ext} correspondant à la distance du couplage d'entrée comme le montre la figure 69. Nous rappelons que la valeur Q_{ext} que l'on cherche est égale à 100. Ce qui correspond à une distance égale à 167 μm .

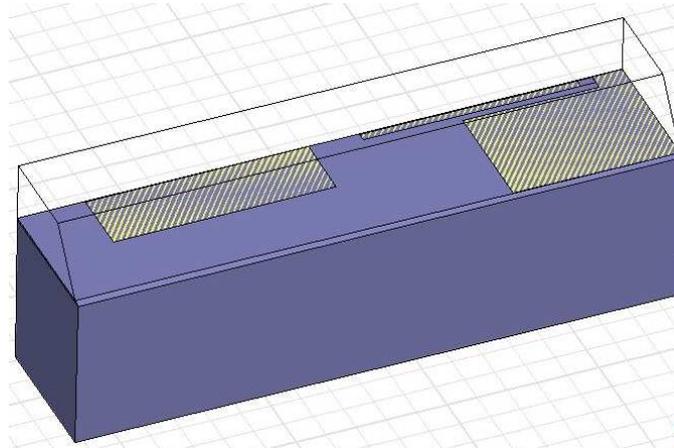


figure 68. Résonateur excité par une ligne

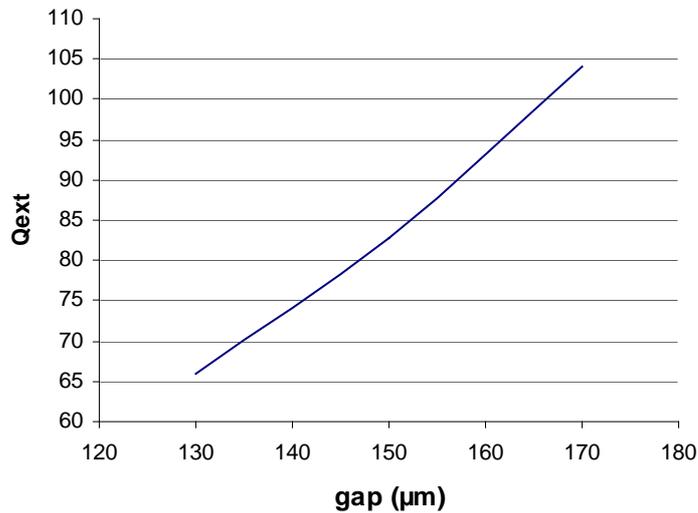


figure 69. Relation entre Q_{ext} et gap

2. Calcul K_{ij}

En découplant les résonateurs, on calcule la relation entre K_{ij} et les distances inter-résonateurs. Afin de gagner du temps, nous allons nous servir de la relation déjà établie pour la structure inclinée pour déduire nos valeurs.

Après optimisation des distances inter-résonateurs et des gaps de couplage d'entrée sortie, nous pouvons commencer à optimiser la structure totale.

3. Structure totale

A partir des ces valeurs et en respectant le couplage Entrée/Sortie, nous pouvons simuler le filtre complet comme le montre la figure 70. On a cinq résonateurs demi onde, capacitivement couplés, simulés avec HFSS.

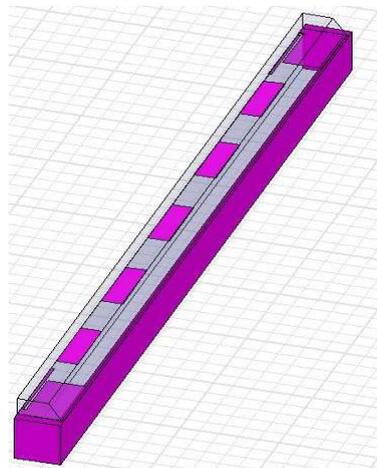


figure 70. Filtre 5 pôles

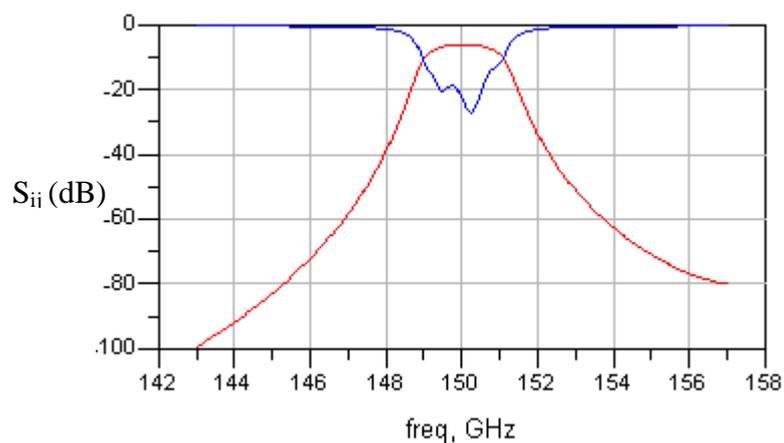


figure 71. Paramètres S du filtre 5 pôle

Ce filtre a 6 dB de pertes d'insertion, 2 GHz de bande passante et une très bonne réjection comme le montre la figure 71. Ce filtre est très bien isolé et satisfait le gabarit au niveau de bande passante et de réjection. Reste encore à régler l'adaptation. Par rapport à la structure intégrable, qui avait 6.8 dB de pertes d'insertion, dans ce cas les accès sont blindés alors que dans l'autre structure les accès sont dans l'air. En revanche, une gravure sèche est nécessaire.

III.8. Bilan des structures planaires optimisées

Dans la partie précédente de ce chapitre, nous avons conçu des filtres planaires micro-usinés avec des résonateurs linéiques demi-ondes.

A 150 GHz, les accès standard sur silicium souffrent d'énormes pertes d'énergie. Notre premier objectif était de trouver une solution pour ne pas exciter des modes supérieurs parasites qui vont empêcher le fonctionnement des filtres. La solution qui a été adoptée consiste à micro-usiner le substrat au dessous des accès.

Après une étude sur les pertes dans les accès, un filtre 2 pôles a été conçu pour vérifier le potentiel de cette technologie à 150 GHz. Les mesures effectuées ont montré des réponses similaires à celles simulées au niveau de la bande avec 4% de bande relative, de la fréquence, de l'adaptation, de la réjection hors bande et du facteur de qualité égale à 230. La différence notée se situe au niveau des pertes d'insertion qui sont nettement supérieures en mesure. Ce problème provient surtout du rayonnement et des tolérances de fabrication qui font augmenter nettement les pertes.

En même temps, deux topologies de filtres 5 pôles étaient en phase de conception pour pouvoir satisfaire le gabarit demandé par le CNES et Astrium. Les deux filtres sont très difficilement optimisables. Néanmoins, nous avons pu trouver des performances acceptables et très proches de notre gabarit souhaité avec des pertes d'insertion simulées de l'ordre de 6 dB et une adaptation supérieure à 10 dB.

IV. Structure périodiques avec patches métalliques

IV.1. Présentation-contexte

Nous cherchons maintenant à concevoir une structure avec un facteur de qualité plus élevé. Pour cela nous souhaitons exploiter le potentiel des structures périodiques métalliques à hautes fréquences en essayant de réduire le poids et l'encombrement. La topologie du filtre envisagée est de type guide d'onde d'air où le silicium est micro-usiné par une solution de TMAH. Les applications dans le domaine sub-millimétrique concernent surtout les radars, la radiométrie et l'observation de la terre. Les structures périodiques présentent des propriétés d'isolation importantes et un fort facteur de qualité Q_0 .

La méthode consiste à optimiser une transition coplanaire guide d'onde sur une large bande. Ensuite, des patches métalliques périodiques sont déposés dans le guide sur une fine membrane BCB (BenzoCycloButène). Le vecteur d'onde k décrivant la propagation d'une onde électromagnétique dans une structure périodique n'existera pas dans certains domaines de fréquence appelés bandes interdites électromagnétiques [12][13][14][15]. En enlevant un motif et en perturbant la périodicité, on crée un pic de résonance et une transmission à cette fréquence.

IV.2. Fabrication

Cette structure consiste à micro-usiner 3 wafers de Silicium avec une solution de TMAH pour former un guide avec des flancs inclinés. Sur le wafer intermédiaire, on va déposer une fine membrane de BCB de 8 μm . Sur cette membrane on dépose des motifs métalliques périodiques par évaporation et électrolyse. Les flans des 3 wafers sont métallisés. La structure en vue en coupe est présentée figure 72 .

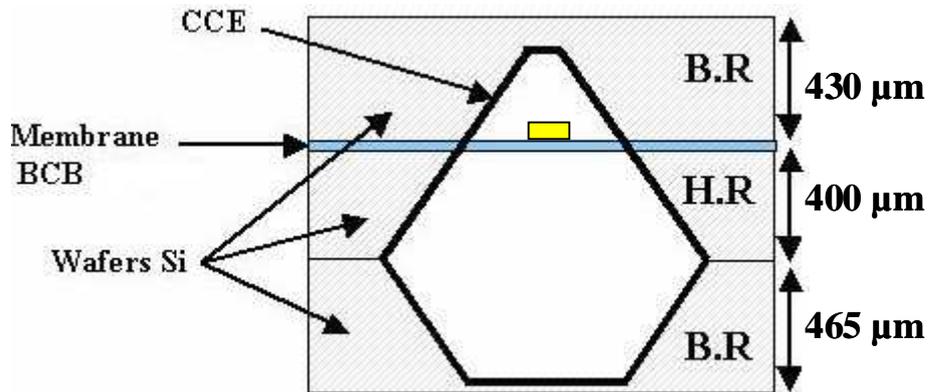


figure 72. Vue latérale de la structure périodique

IV.3. Etude des modes du guide

IV.3.1. Le guide

La fréquence de coupure d'un guide d'onde métallique dépend de ses dimensions. La figure 73 montre le mode fondamental du guide qui dépend de a , la largeur du guide.

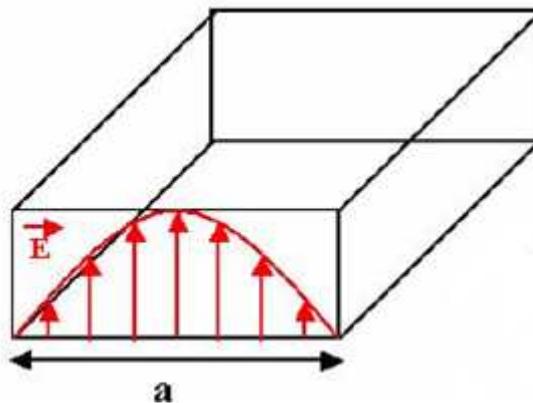


figure 73. Mode fondamental d'un guide métallique

On optimise un guide avec une fréquence de coupure du mode fondamental à 145 GHz. On ne voit pas de propagation d'autres modes dans une bande de 30 GHz. Cela va influencer sur l'isolation du résonateur et du filtre étudiés par la suite. La fréquence dépend de la plus grande dimension du guide qu'on choisit comme étant la hauteur h . Cette hauteur est constituée de

l'empilement des 3 substrats de Si. La fréquence de résonance sera fonction des dimensions du guide. La figure 75 montre la variation du champ E. Le champ varie suivant la hauteur h et est fixe suivant la largeur ce qui confirme que c'est le mode fondamental.

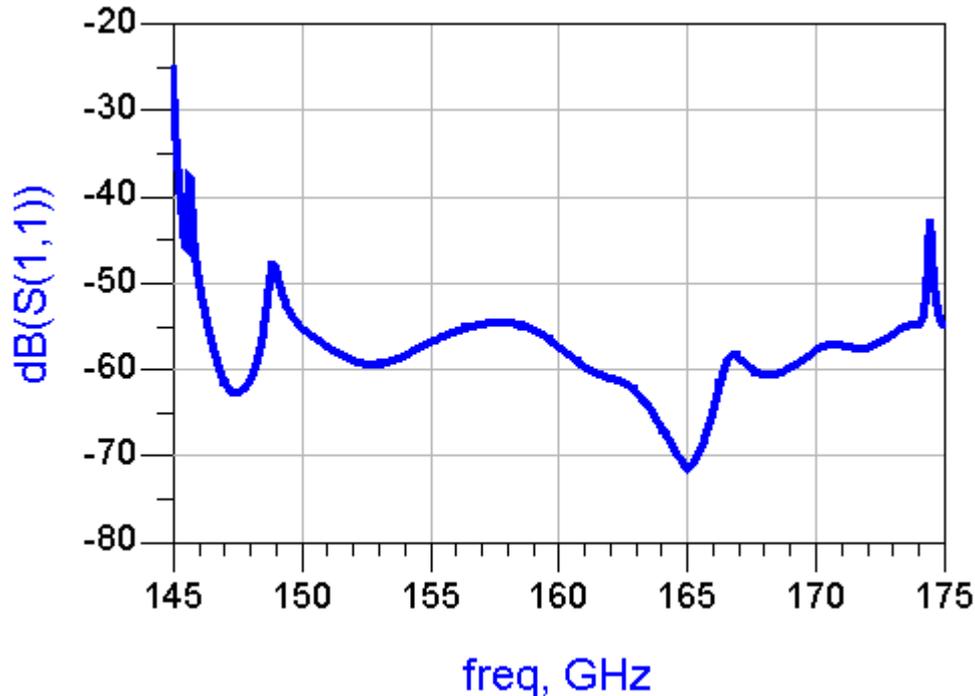


figure 74. simulation de la propagation du guide.

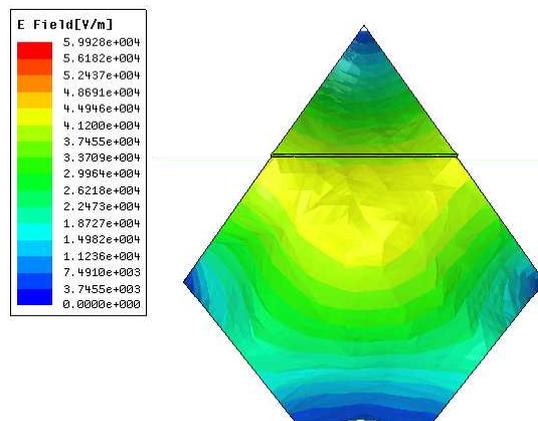


figure 75. Champ E dans le guide

La gravure du Si (par TMAH) se fait en respectant un angle de 54.7° ce qui explique la forme pyramidale du guide obtenu. Le point délicat de cette étape est de ne pas déposer du métal sur la membrane ce qui aurait pour conséquence de perturber le guide en son milieu et de bloquer la propagation des ondes électromagnétiques.

IV.4. La transition

Pour pouvoir tester et mesurer le circuit avec des pointes de mesure, une transition coplanaire guide d'ondes est utilisée. Le but est de pouvoir adapter cette ligne au guide. Pour réaliser cela, un patch microruban est placé dans le guide qui va être excité sur son mode fondamental [16]. La figure 79 montre une simulation sans pertes des paramètres S de la transition réalisée. Le logiciel utilisé est HFSS. L'objectif fixé est que la transition soit efficace à partir de 150 GHz. La simulation nous montre un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB de 150 à 175 GHz. Cela suffira pour réaliser les fonctions de filtrage qu'on veut avec des bonnes performances.

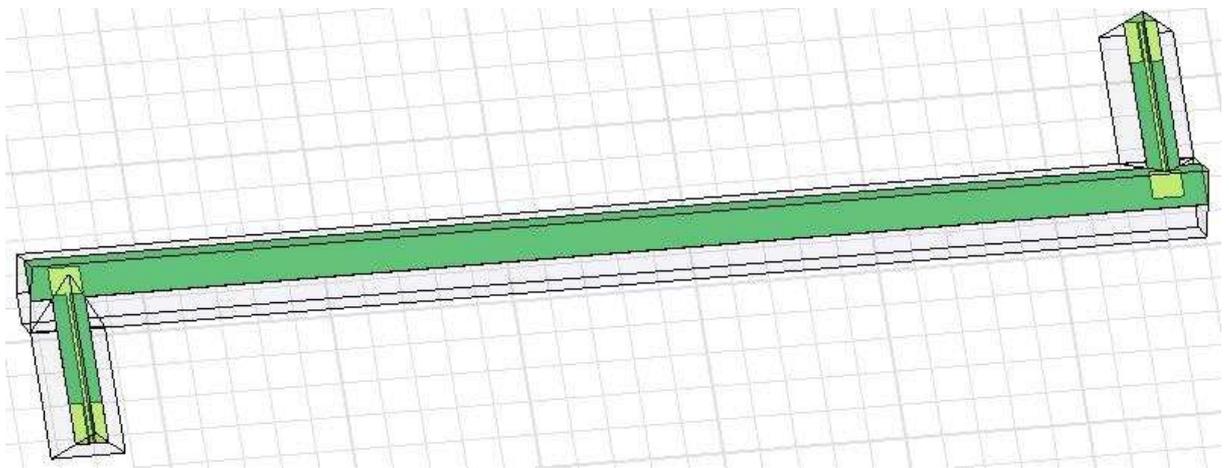


figure 76. transition ligne coplanaire-guide d'onde

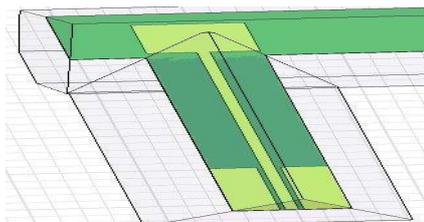


figure 77. zoom sur l'accès à optimiser

Les paramètres sur lesquels nous avons travaillé pour optimiser cette transition sont montrés sur la figure 78 :

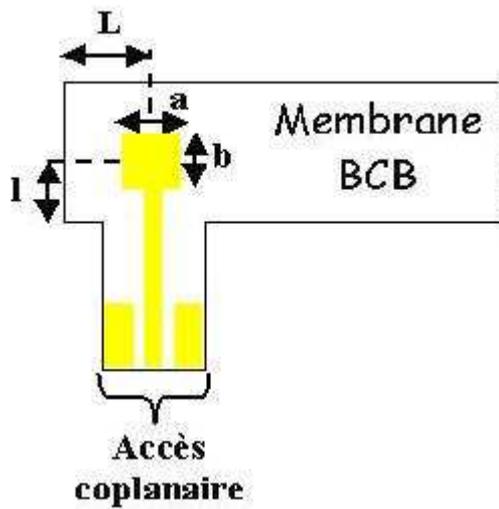


figure 78. paramètres d'optimisation de la transition

Finalement les dimensions optimisées sont telles que :

$$L = 364 \mu\text{m}$$

$$a = 430 \mu\text{m}$$

$$b = 400 \mu\text{m}$$

$$I = 260 \mu\text{m}$$

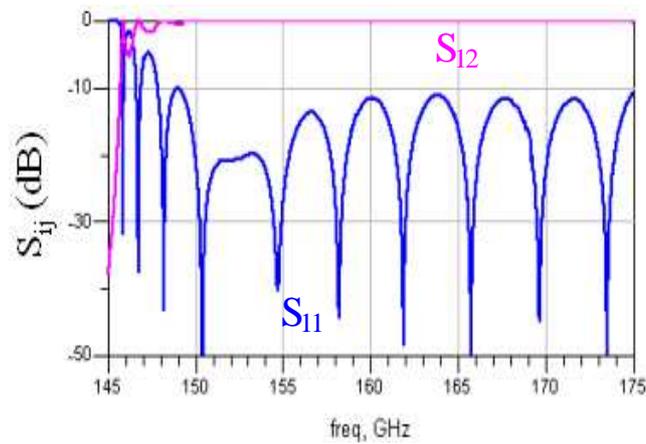


figure 79. Résultats de simulation de transition large bande avec HFSS.

Cette transition est donc efficace dans l'intervalle 148-175 GHz.

IV.5. Bande interdite électromagnétique

IV.5.1. Présentation

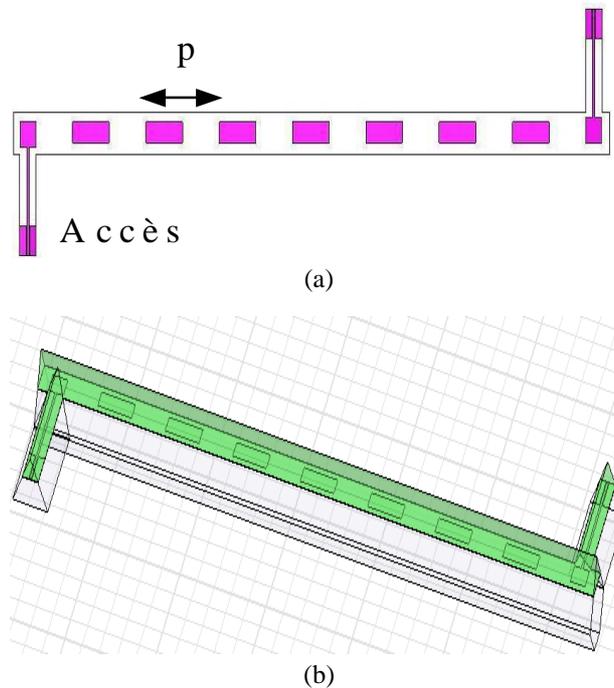


figure 80. (a) Patchs périodiques (vue de dessus), (b) vue 3D du guide.

Pour réaliser une bande interdite il suffit de prendre la transition optimisée et d'ajouter dans le guide des patchs métalliques périodiques. Le choix du pas périodique p , du nombre et des dimensions des motifs permettent de centrer la bande interdite en fréquence et de l'optimiser. Dans notre cas, le pas a été optimisé pour une fréquence centrale de la bande interdite autour de 150GHz.

La figure 80 montre la structure réalisant la bande interdite. Pour avoir une bande interdite assez réjéctive, 7 motifs ont été nécessaires comme le montre la figure 80.a. La figure 80.b montre une vue 3D du guide excité par un patch et dans lequel les sept motifs métalliques sont déposés.

IV.5.2. Etude paramétrique de la bande interdite

On explore les 3 paramètres essentiels ayant une influence sur la réponse de la bande interdite. Ces paramètres sont : le pas du réseau, la largeur des patchs métalliques et le nombre de patchs.

IV.5.2.1. Pas du réseau périodique (périodicité)

Le théorème de Bragg établit une relation entre la fréquence centrale de la bande interdite observée et le pas du réseau périodique qui doit valoir une demi longueur d'onde guidée. Le choix de ce paramètre va donc permettre de régler la position en fréquence de la bande interdite, il doit donc être étudié en premier lieu. D'après la formule suivante : $\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}$

On déduit λ_g à partir de $f = 150$ GHz. Ceci nous donne 3.7 mm. Donc un pas de réseau égal à 1.85 mm. Cette valeur ne s'applique pas exactement en réalité puisque la structure est différente d'une structure de Bragg usuelle. Pour cela on a recours à une étude paramétrique. En fixant le nombre des motifs et la largeur de ces motifs on fait varier seulement le pas du réseau et on obtient la valeur optimale du pas de réseau qui est égale à 1960 μm . De nombreuses études [17][18] ont mis en évidence que le rapport 2 entre le pas de réseau et la longueur du motif est le meilleur. La figure 81 montre la comparaison entre plusieurs valeurs de pas de réseau en terme de paramètre de transmission.

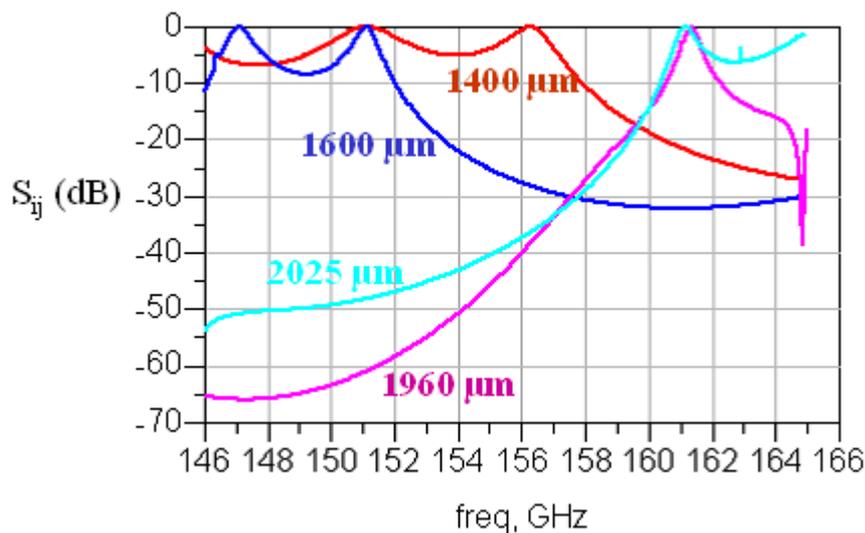


figure 81. variation du pas de réseau

IV.5.2.2. Nombre de motifs et dimensions de ces motifs

Ces deux paramètres vont influencer principalement sur la longueur, la largeur, la profondeur et la pente de la bande interdite ainsi que sur l'ondulation dans la bande passante.

a. Nombre de motifs élémentaires

Pour avoir une réjection assez forte, il faut augmenter le nombre de motifs ceci au détriment des dimensions totales de la structure. En faisant un compromis et après étude paramétrique (figure 82), un nombre de motifs égal à 7 est retenu.

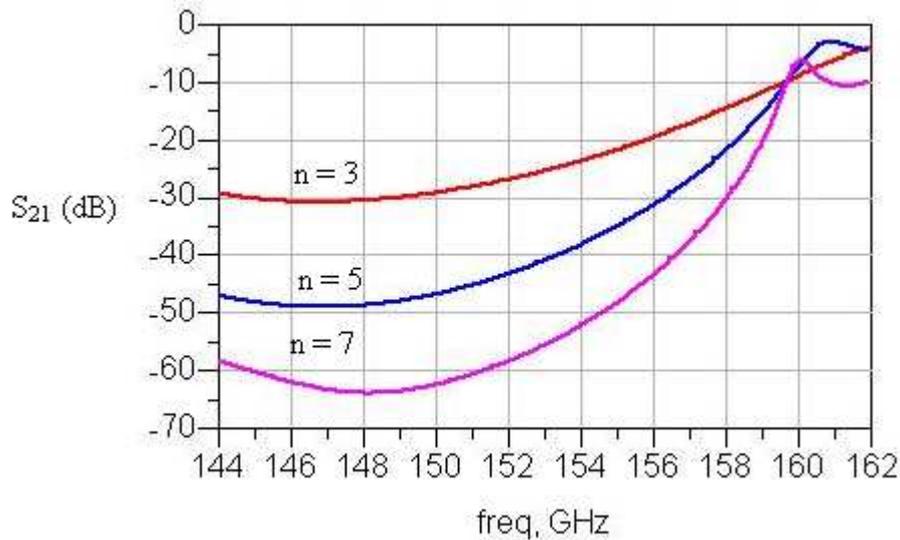


figure 82. comparaison de la bande interdite pour différents nombres de motifs n

b. Dimensions des motifs

Dans cette étude, nous avons exploré l'effet de l'évolution des dimensions des motifs métalliques sur les caractéristiques de la bande interdite. Nous avons donc fixé le nombre de motifs égal à 7 et le pas de réseau à sa valeur optimisée. Reste à optimiser la largeur du motif. Celle-ci influe sur la largeur de la bande interdite et la réjection. Après étude, on obtient la largeur w égale à $350\mu\text{m}$ comme valeur optimisée en prenant en compte que la variation de ce paramètre décale fortement la fréquence centrale et influe sur l'isolation. La figure 83 montre une comparaison entre trois largeurs des motifs : 250, 350 et $450\mu\text{m}$. Ce paramétrage a été fait avec un maillage moins lourd que le maillage utilisé pour extraire la courbe exacte de la bande interdite qui montre pour $350\mu\text{m}$ une isolation jusqu'à 161 GHz.

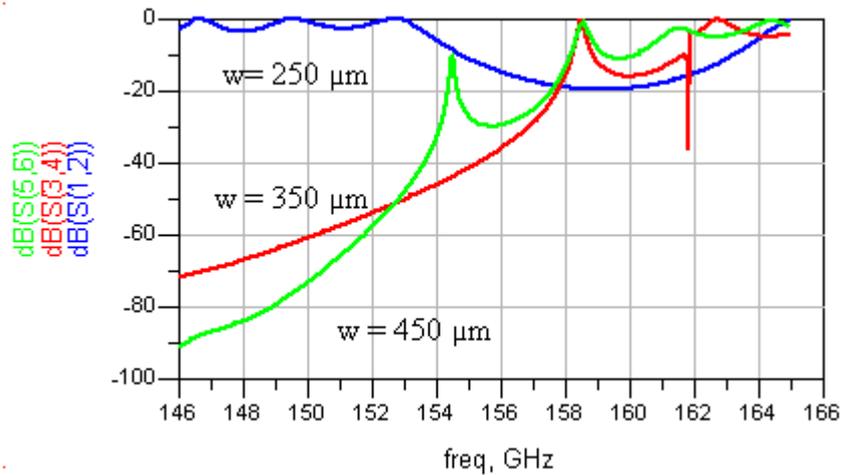


figure 83. optimisation de la largeur des motifs

IV.5.3. Structure globale

Après optimisation des paramètres, La bande interdite est créée. Cette bande interdite doit être suffisamment large en fréquence et profonde en réjection pour laisser au filtre à concevoir une potentialité de réjection et d'isolation en fréquence importante.

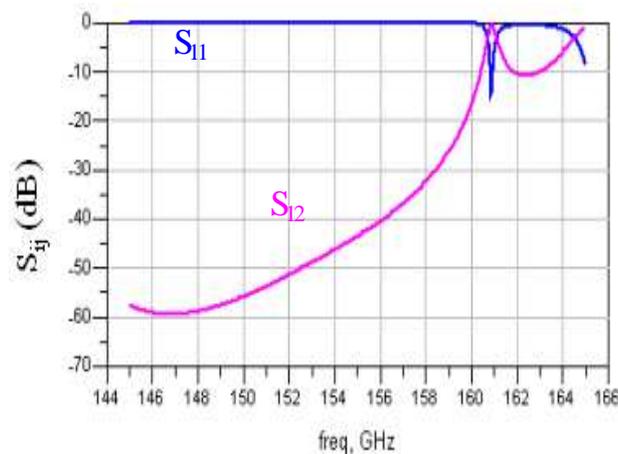


figure 84. Bande interdite.

La figure 84 montre la bande interdite simulée à partir de ces patches en tenant compte de toutes les études paramétriques précédentes. On remarque que la transmission est interdite entre 145 GHz et 160 GHz alors que le guide seul transmet l'énergie dans cette bande de fréquences.

IV.6. Résonateur à fort facteur de qualité à 150 GHz

Une des applications de ces structures périodiques est le filtrage hyperfréquence. Pour réaliser une résonance dans cette bande interdite, il faut perturber la périodicité en enlevant un élément comme le montre la 0. Cela va nous permettre de définir une zone propagative encadrée par deux zones évanescentes. Un pic de résonance apparaîtra alors au milieu de la bande interdite. Les caractéristiques des parties évanescentes vont fixer le degré d'excitation du résonateur. Plus la réjection des zones évanescentes est importante, moins le résonateur va être excité.

La structure volumique va nous permettre d'obtenir un grand facteur de qualité. Le découplage du résonateur est réalisé en diminuant la longueur du patch qui excite le mode fondamental du guide comme le montre la figure 86. En découplant le résonateur un facteur de qualité Q_0 de 850 a été obtenu (figure 87).

On remarque que l'augmentation du nombre de motifs métalliques périodiques améliorent la réjection mais cela augmente aussi les pertes d'insertion. On devra faire un compromis entre les deux. L'augmentation de la largeur des motifs améliore aussi la réjection.

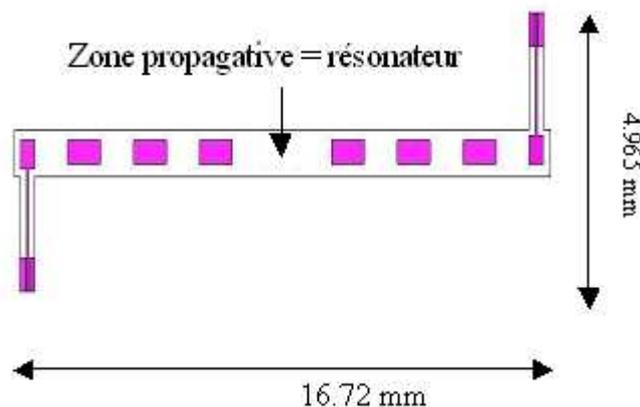


figure 85. Perturbation de la périodicité des patches.

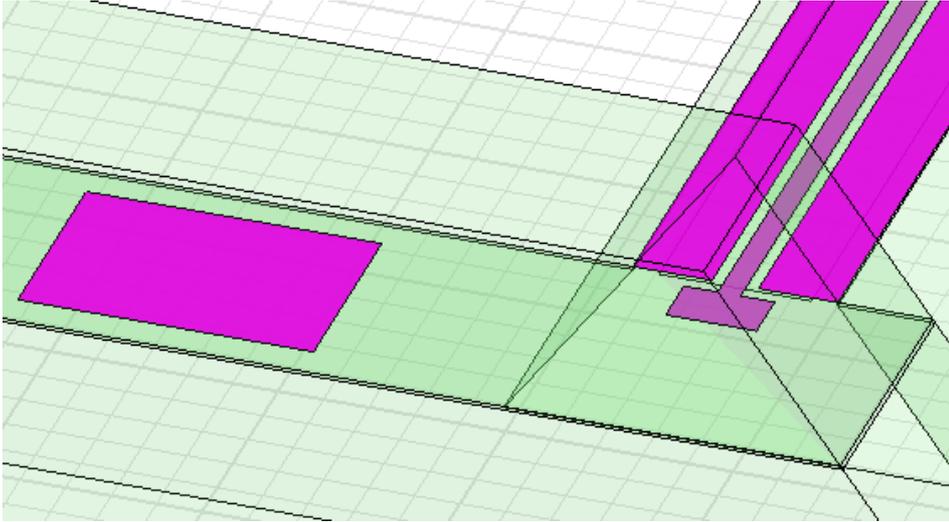


figure 86. Accès découplé pour calculer le facteur de qualité

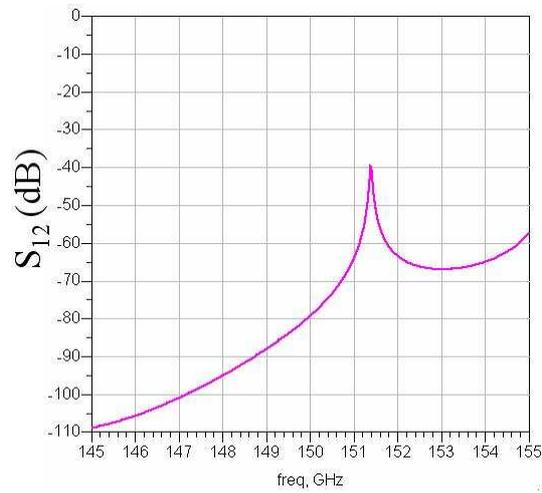


figure 87. Transmission simulée du résonateur découplé.

IV.7. Filtre 2 pôles

En partant du résonateur on perturbe deux fois la périodicité en créant deux zones propagatives, séparées par une partie évanescente composée de trois motifs métalliques, où le champ est concentré comme le montre la 0.

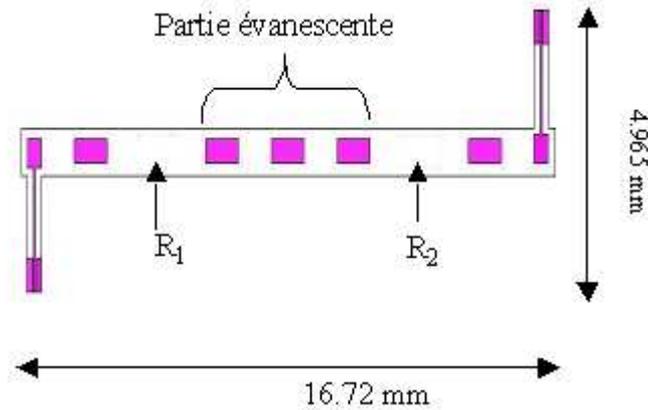


figure 88. Filtre 2 pôles

La longueur des deux patchs à côté de l'entrée et de la sortie détermine le couplage entrée sortie. Pour régler le coefficient de couplage inter-résonateur, on joue sur le nombre de patchs entre les cavités et leurs dimensions. Pour régler le Q_{ext} , on joue sur les zones évanescentes et leurs dimensions. Pour coupler le filtre, on utilise juste un seul motif avant la partie propagative.

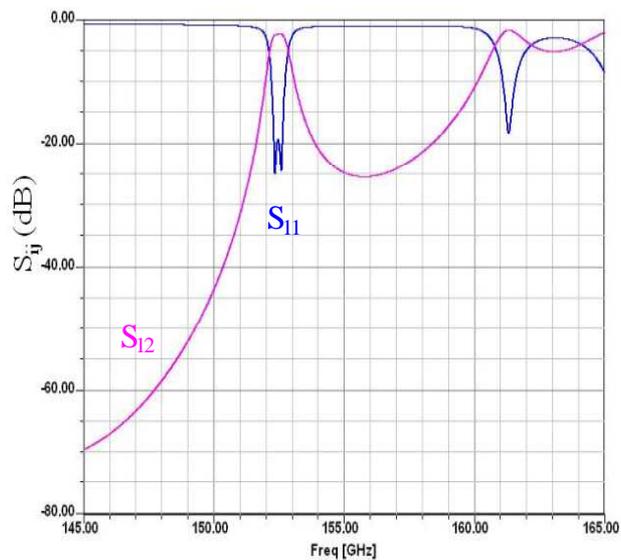


Figure 74. Résultat de simulation du filtre.

La figure 74 montre la simulation d'un filtre 2 pôles à bande très étroite (0.5%) réalisée avec HFSS, présentant 3.8 dB de pertes d'insertion à 152.5 GHz et une isolation fréquentielle de 8 GHz.

IV.8. fabrication

La structure est actuellement en cours de fabrication en ce moment. Plusieurs masques sont requis pour la réalisation de cette structure. En premier lieu, le dépôt de membrane BCB est réalisé sur le substrat en silicium et un autre dépôt de chrome sur la face inférieure est effectué pour définir le masque de gravure.

Ensuite le dépôt et la lithographie des patchs métalliques périodiques sont faits.

L'étape suivante est la gravure du substrat sous le circuit. La cavité formée doit avoir les flancs métallisés ce qui est le point le plus délicat de cette réalisation. Trois cavités gravées sont ensuite assemblées pour former le guide micro-usiné.

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les différentes technologies utilisées dans le domaine submillimétrique en citant brièvement leurs avantages et inconvénients. Des exemples de la littérature, des filtres réalisés en utilisant ces différentes technologies, ont été décrits.

Ensuite la structure planaire micro-usinée, que nous avons choisie pour concevoir nos circuits, est détaillée avec une étude du facteur de qualité à vide incluant les pertes associées à cette structure et les paramètres améliorant le facteur de qualité. Les problèmes et limitations de la technologie du micro-usinage sont abordés avec une étude du boîtier et de ses dimensions. Une autre étude importante concerne le guide créé sous les accès coplanaires qui peut être excité aux fréquences submillimétriques. Pour ce dernier problème deux options sont proposées et étudiées. La première consiste à mettre un plan de masse entre le substrat et la membrane diélectrique (des lignes de transmission ont été fabriquées et mesurées) et l'autre, celle que nous avons adoptée, consiste à graver le substrat au-dessous des accès.

Avec cette dernière solution, un résonateur et un filtre 2 pôles ont été fabriqués et mesurés avec 4.5 dB de pertes d'insertion et un facteur de qualité de 230. L'accord était très bon entre simulation et mesure. Plusieurs topologies de filtres 5 pôles ont été étudiées avec une adaptation supérieure à 10 dB dans chaque cas et des pertes d'insertion qui varient entre 5 et 6 dB pour des fonctions de filtrage sélectives (quelques % de bande relative).

Dans ce chapitre, nous avons également montré la faisabilité des structures périodiques à des fréquences submillimétriques. Un résonateur et un filtre ont été conçus en utilisant des structures périodiques métalliques. Un facteur à vide de 800 a été calculé et un filtre avec des pertes d'insertion de 3.8 dB à 152 GHz a été proposé. Le Q_0 obtenu à cette fréquence est très élevé. Ces résultats peuvent être généralisés à des filtres ayant plus de résonateurs.

- [1] M. Chatras, «Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales », These de doctorat de l'Université de Limoges, Decembre 2003
- [2] Stephen Robertson L. P. B. Katehi G. M. Rebeiz, «micromachined w band filters», *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* vol 44 N4, April 1996
- [3] P.L. Kirby, D. Pukala, H. Manohara, I. Mehdi, J. Papapolymerou, «a micromachined 400 GHz rectangular waveguide and a 3 pole bandpass filter on a silicon substrate», *IEEE International Microwave Symposium Dig.*, June 2004
- [4] P. Ferrand, «Solutions de filtrage millimétrique et submillimétrique à structures périodiques en technologies innovantes », Thèse de doctorat de l'université de Limoges , Février 2005
- [5] F. Sammoura , Y. Fuh and L. Lin, «Micromachined plastic W-band bandpass filter», *Sensors and Actuators A: Physical* ,Volume 147, Issue 1, 15 September 2008, Pages 47-51
- [6] Guillaume Wolf, Gaétan Prigent, Eric Rius, Sylvain Demichel, Remy Leblanc, Gilles Dambrine, and Henri Happy, «Band-Pass Coplanar Filters in the G-Frequency Band», *IEEE letters microwave and wireless components*, VOL. 15, NO. 11, November 2005
- [7] G. Prigent, E. Rius, K. Blary, H. Happy, S. Lepilliet, G. Dambrine, A. Cappy, «Design of Narrow Band-pass Planar Filters for Millimeter-Wave Applications up to 220 GHz», *Microwave Symposium Digest*, 2005 *IEEE MTT-S International* , June 2005
- [8] Daniel Stephens, Paul R. Young, and Ian D. Robertson, «Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguides and Filters in photoimageable Thick-Film Technology», *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* , VOL. 53, NO. 12, December 2005
- [9] N. Matsumoto, T. Nakagawa, K. Kageyama, N. Wada, Y. Sakabe, «Terahertz Band-Pass Filter Fabricated by Multilayer Ceramic Technology», *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 45, no. 9B, pp. 7499–7502, 2006
- [10] A. Khalil, D. Passerieux, D. Baillargeat, S. Verdeyme, L. Rigau, Puech, J., «150 GHz Band-Pass Filter Using LTCC Technology», *Microwave and wireless components letters*, Vol. 19, no. 7, june 2009, Page(s): 455-457
- [11] L.F. Chen, C.K. Ong, C.P Neo, V.V. Varadan et V.K. Varadan, «Microwave electronics», 2004
- [12] V. Zhurbenko , V. Krozer, P. Meincke, «Miniature Microwave Bandpass Filter Based on EBG Structures», *Microwave Conference*, 2006. 36th European, 10-15 Sept. 2006, Page(s):792 - 794
- [13] G. Goussetis, A.P. Feresidis, P. Kosmas, «Efficient Analysis, Design, and Filter Applications of EBG Waveguide With Periodic Resonant Loads», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 54, Issue 11, Nov. 2006 Page(s):3885 - 3892
- [14] Z.Li, Y. Jun, W. Dajia, Z. Hongsheng, «Distributed MEMS transmission line-based uniplanar compact electromagnetic bandgap (UC-EBG) tunable filters», *4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, 2009. NEMS 2009, 5-8 Jan. 2009 Page(s):494 - 497

- [15] T. Euler, J. Papapolymerou, «Silicon micromachined EBG resonator and two-pole filter with improved performance characteristics», IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 13, Issue 9, Sept. 2003 Page(s):373 – 375
- [16] Y. Lee, J. P. Becker, J. R. East, et L.P.B Katehi, «Fully Micromachined Finite-ground Coplanar Line-to-Waveguide Transitions For W-Band Applications », IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 52, n° 3, March 2004
- [17] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, T. Itoh, «Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines», IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 8, issue 2, On page(s): 69-71, Feb 1998
- [18] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. J. Erro, D. Benito, M. J. Garde, F. Falcone, M. Sorolla, «Novel photonic bandgap microstrip structures using network topology», Microwave and Optical Technology Letters, Volume 25 Issue 1, Pages 33 – 36, 25 Feb 2000

CHAPITRE 4

RESONATEUR SUB-MILLIMETRIQUE ACCORDABLE EN TECHNOLOGIE MEMS

Résonateur sub-millimétrique accordable en technologie MEMS

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire l'évolution des fonctions accordables en fréquence à partir de différentes techniques de réalisation et d'exemples extraits de la littérature. Ensuite nous allons comparer ces techniques pour déterminer à notre choix de composants MEMS RF.

Les propriétés des différents types de composants MEMS (Micro-Electrical-Mechanical System) sont exposées avec leur principe de fonctionnement. Nous allons surtout nous arrêter sur les microcommutateurs et les capacités variables ou varactors qui sont utilisés pour réaliser des fonctions accordables. Nous nous limiterons aux applications dédiées à l'électronique.

Nous allons ensuite aborder les principes d'actionnement des MEMS en accordant une attention particulière à l'actionnement électrostatique.

Les techniques de fabrication de ces circuits sont décrites en incluant les différentes méthodes de dépôts et de lithographies mais également les matériaux les plus utilisés.

Dans la suite du chapitre nous présentons notre travail qui consiste à optimiser une cavité résonante à une fréquence de 150 GHz. Dans cette cavité seront intégrées des capacités variables MEMS qui vont servir à la réalisation des fonctions accordables discrètes.

La simulation et la mesure des états est montrée avec les valeurs des pertes, du facteur de qualité et du décalage fréquentiel.

II. Principe et intérêt des structures accordables

La volonté de multiplication et de perfectionnement des fonctions microondes a abouti ces dernières années au développement des composants accordables. Ces dispositifs accordables ont permis l'intégration de certaines fonctions (filtres, déphaseurs, antennes à balayage) et la compensation des dispersions technologiques. Cette compensation se fait en remplaçant des composants à fréquence fixe par d'autres accordables en fréquence.

A côté de tout cela, l'accordabilité a un effet sur l'instrumentation. En fait les composants accordables ont permis de développer une méthode de caractérisation en bruit de dispositifs intégrés [1]. C'est surtout suite à l'évolution rapide des télécommunications que l'accordabilité est devenue une nécessité.

L'accordabilité va permettre la diminution du nombre de fonctions et l'augmentation du débit sans influencer les performances globales. Pour concevoir des dispositifs multibandes multiprotocoles il y a une nécessité d'avoir des fonctions accordables. L'accordabilité va permettre de réduire l'encombrement et le coût des systèmes de télécommunication.

Quelle que soit la méthode de conception, pour réaliser des fonctions accordables, il est impératif d'utiliser des composants variables. Plusieurs technologies existent. Les composants à semi-conducteurs (varactor et transistor) sont les plus répandus pour des raisons historiques et économiques. Des composants en technologie MEMS ou des composants ferroélectriques ou magnétiques font l'objet de recherches pour tenter de remplacer les semi-conducteurs.

Dans la partie suivante, nous décrivons les différents types de structures accordables et les technologies utilisées.

III. Les technologies envisageables pour la réalisation de dispositifs accordables

III.1. Semiconducteurs

III.1.1. Les interrupteurs et les varactors

Les semi conducteurs ont été utilisés pour fabriquer une large gamme de composants et répondre en particulier aux fonctions de commutation et d'accordabilité.

Les diodes PIN et les transistors FET sont utilisés pour réaliser des interrupteurs avec un temps de commutation rapide qui varie entre 1 et 100 ns et une résistance série qui varie entre 0.1 ohms et quelques ohms. Ils sont aussi caractérisés par leur faibles poids et encombrement. Néanmoins les pertes d'insertion surtout pour des fréquences micro-ondes et les non linéarités limitent la possibilité de les intégrer dans des circuits agiles.

La diode est passante quand on lui applique une tension positive et se comporte comme un circuit ouvert en présence d'une tension négative. Pour les transistors FET, la valeur de la tension de grille assure la commutation.

Un exemple de commutateur JFET est montré figure 1. Dans ce genre de commutateur, une impulsion négative produit une impulsion positive à la sortie. Lorsque V_{gs} la tension de la grille est nulle la tension V_{out} est également nulle. Quand V_{gs} est égale à $-V_{in}$ alors la tension $V_{out} = V_{DD}$ et I_D est également nul [2].

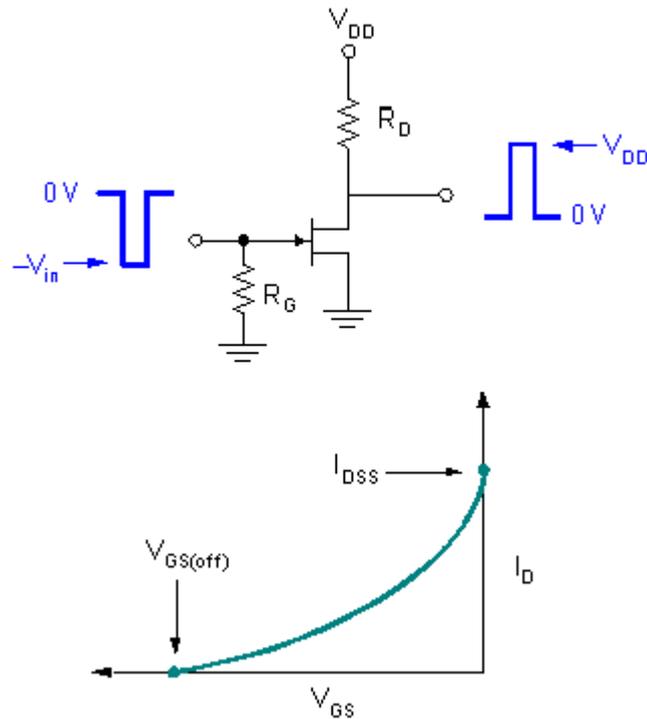


figure 1. Commutateur JFET

Nous pouvons concevoir, avec la technologie des semi-conducteurs des capacités variables suivant la polarisation [3][4]. Pour cela nous pouvons utiliser par exemple une diode schottky polarisée en inverse. Pour une faible valeur de polarisation nous pouvons obtenir des capacités avec des valeurs élevées. Le facteur de qualité des circuits est par contre réduit fortement à cause de la forte résistance série. Ce problème peut être résolu en utilisant une résistance négative cette fois au détriment de la linéarité et du facteur de bruit. Les caractéristiques principales sont, comme pour les interrupteurs, le temps de réaction, la résistance série, le ratio entre les valeurs maximale et minimale de la capacité, et l'inductance parasite due à la topologie. Les ordres de grandeur des deux premières caractéristiques sont équivalents à ceux des interrupteurs. Le rapport entre le maximum et le minimum de la capacité est de l'ordre de 5 à 10. La figure 2 propose un exemple de varicap [5] :

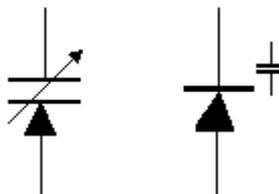


figure 2. diode varicap

Les inconvénients et les limitations de cette technologie ont poussé les chercheurs vers d'autres solutions prometteuses comme par exemple les MEMS. Une comparaison entre les performances des commutateurs MEMS et les semiconducteurs [6][7] montre que les commutateurs MEMS ont des performances meilleures au niveau des pertes d'insertion et de l'isolation surtout au fur et à mesure qu'on monte en fréquence. Ils ont aussi une forte linéarité et une faible consommation de puissance. Mais de l'autre côté le temps d'activation des commutateurs à base de semi-conducteurs est nettement meilleur que pour ceux à base de MEMS. Les tensions d'activation des MEMS sont supérieures à celles des semi-conducteur ce qui est problématique pour certaines applications. Il y a aussi les problèmes des MEMS liés au packaging et à la fiabilité.

Un tableau récapitulatif des performances des MEMS des transistors fet et des diodes pin est montré sur le tableau n.1 :

	MEMS RF	Pin	FET
Courant	0	3-20 mA	0
Isolation	Très forte	Moyenne	faible
Pertes d'insertion	0.05-2 dB	0.3-1.2dB	0.4-2.5dB
Tenue en puissance (W)	<10	<10	<10
Consommation de puissance	0.05-0.1 mW	5-100 mW	0.05-0.1 mW
Tension d'actionnement	20-80V	±3-5V	3-5V
Temps de commutation	50-1000 ns	1-100ns	1-100ns
Capacité série (état haut)	1-10fF	40-80fF	70-140fF
Résistance série état bas (contact ohmique)	0.5-2Ω	2-4Ω	4-6Ω
Rapport de capacité état bas (contact capacitif)	40-500	10	
Fréquence de coupure (contact ohmique)	20-80THz	1-4 THz	0.5-2 THz

Tableau n.1 : comparaison des principales caractéristiques des différents commutateurs

III.1.2. Les inductances variables

Les inductances accordables ne sont pas pour le moment utilisées dans l'industrie, parce que diminuer la taille des inductances est très difficile, et qu'en réaliser une fonction accordable est aussi très délicat.

III.1.3. Les limitations des composants à semi-conducteurs

Comme nous l'avons vu l'utilisation des semi-conducteurs présente certains inconvénients comme les pertes, le bruit, les non linéarités (les caractéristiques de courant en fonction de la tension dans les jonctions semi-conductrices ne sont pas linéaires.) et les limitations en puissance (conductivités thermiques insuffisantes pour supporter des fortes puissances)...Néanmoins ils supportent plus de puissance que les composants MEMS qui eux sont limités aux applications de faibles puissances.

III.2. La technologie MEMS

III.2.1. Point de vue général

Cette technologie est née au début des années 70. Les MEMS sont des micro systèmes mécaniques dont certaines parties peuvent être déplacées ou déformées. L'une des principales caractéristiques que nous utiliserons est qu'une déformation mécanique crée une modification des caractéristiques électriques.

Pour réaliser ces dispositifs MEMS, les chercheurs ont développé des étapes technologiques innovantes et originales (utilisation d'une couche sacrificielle pour les structures surélevées et non accrochées au substrat). Des techniques de gravure profonde, de gravure sélective, de dépôts de couches épaisses ou minces sont également nécessaires.

L'actionnement des composants MEMS se fait, généralement, par une force électrostatique [7]. Mais on trouve aussi des MEMS actionnés par une déformation thermique [9]. Certains MEMS sont aussi actionnés grâce à une couche de matériaux piézoélectriques [10]; une polarisation du matériau provoque une déformation du cristal. D'autres façons moins répandues sont l'actionnement par champ magnétique et l'actionnement par SMA [11](Shape Memory Alloys).

La partie mobile du dispositif est conçue avec une couche mince déformable par exemple avec une micro-poutre avec un ou deux ancrages.

III.2.2. Les commutateurs et les varactors

Les commutateurs et les varactors sont des composants variables qui selon leurs différents états peuvent changer les spécificités des circuits dans lesquels ils sont intégrés.

III.2.2.1. Les commutateurs

Un commutateur peut être passant permettant au signal d'être transmis ou bloquant le signal. Il est composé d'une poutre déformable mono-encastree ou bi-encastree et d'une électrode fixe (figure 3).

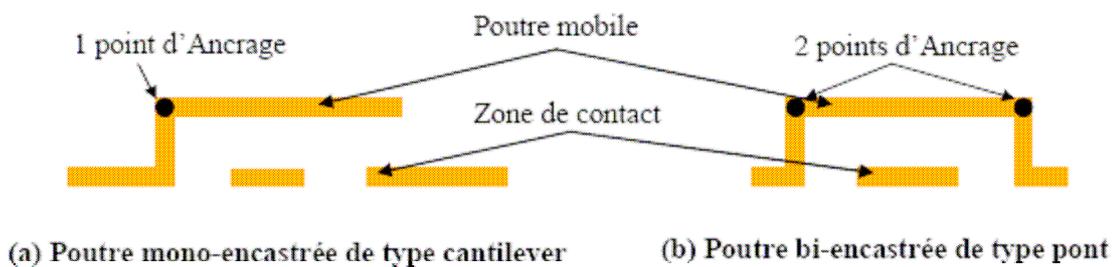


figure 3. (a) Poutre mono-encastree (cantilever) et (b) poutre bi-encastree (pont)

Les principaux facteurs qui définissent la performance des commutateurs sont les pertes d'insertion et l'isolation. On peut trouver deux types de commutateurs : ils sont soit ohmiques soit capacitifs. Un contact ohmique est réalisé si la poutre en état bas crée une résistance et un contact capacitif veut dire que le commutateur est une capacité dans les deux états. Pour que la poutre vienne en contact avec l'électrode fixe, il faut lui appliquer une force d'actionnement. Un paramètre important caractérisant un commutateur est la durée de passage de l'état bloqué à l'état passant. Il s'agit du temps de commutation.

Nous allons décrire les deux types de contact existant :

b. Contact ohmique [13]

Un commutateur ohmique est caractérisé par un contact métal-métal qui se réalise grâce à une force d'actionnement. Il est représenté par une résistance R_{on} à l'état fermé et par une capacité C_{off} à l'état ouvert. Un exemple de contact ohmique est montré figure 4 :

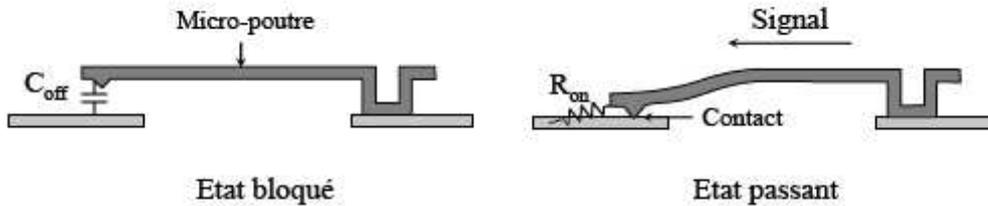


figure 4. commutateur à contact ohmique

Le contact ohmique se détériore après plusieurs cycles de commutations ce qui réduit les performances. Cela est dû à une augmentation de la résistance et un échange de matière entre les deux électrodes. Il y aura alors une usure non uniforme des contacts. Un autre phénomène de défaillance est dû au possible collage des deux contacts dû à un fort échauffement de la zone de contact. Les contacts ohmiques sont surtout utilisés en série.

La fréquence de coupure de ce composant est extraite de la formule suivante :

$$equ.1 \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_{on} C_{off}}$$

Cette fréquence de coupure est souvent spécifiée avec la figure de mérite. Elle représente la fréquence où le rapport entre l'impédance à l'état off et l'impédance à l'état on devient unitaire. Elle définit théoriquement alors la limite supérieure de fonctionnement du commutateur à contact ohmique, même si elle néglige les effets de l'inductance qui deviennent significatifs à hautes fréquences.

c. Contact capacitif [14]

Ce contact est représenté par deux capacités C_{on} et C_{off} . Le contact dans ce cas est de type métal-isolant. La taille de la zone de contact dans ce cas est plus grande que dans le cas du contact ohmique pour atteindre une impédance assez faible lors de l'état bas. Un exemple de contact capacitif est montré figure 5 :

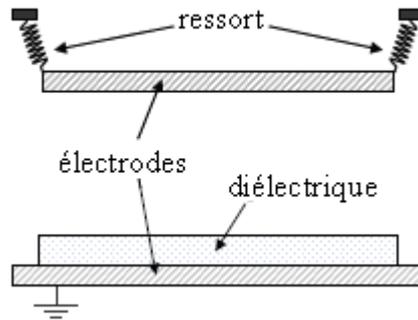


figure 5. commutateur à contact capacitif

Le rapport C_{off}/C_{on} caractérise ce type de contact. Un bon rapport C_{off}/C_{on} est en général de l'ordre de 10. Nous pouvons extraire la valeur de C_{on} de la formule suivante :

$$equ.2 \quad C_{on} = \frac{C_{diel}}{1 + \epsilon_r \frac{\delta}{t_d}}$$

où δ est la rugosité, ϵ_r est la permittivité relative, t_d l'épaisseur du diélectrique et C_{diel} est la capacité sans tenir compte de la rugosité.

Contrairement au contact ohmique les contacts capacitifs en parallèle sont favorisés.

La détérioration de ce type de contact pourra venir du choix de l'isolant (et de son épaisseur) qui doit être capable de supporter de très fortes tensions d'activation.

III.2.2.2. Capacités variables [15]

La varactor ou la capacité variable a le même principe de fonctionnement que le commutateur. La différence vient du fait qu'avec les varactors nous pouvons réaliser des fonctions d'accordabilité continues alors qu'avec le commutateur l'accordabilité est discrète. Les applications de ce composant sont multiples : les oscillateurs contrôlés en tension, les réseaux accordables d'adaptation en impédance, les filtres accordables, les déphaseurs, les duplexeurs et les lignes à retard. Les avantages de ces composants sont surtout leur faibles pertes, le facteur Q élevé aux fréquences millimétriques, leur packaging compact, leur faible consommation de puissance et leur IIP3 élevé.

Nous allons étudier quelques paramètres importants de ce composant.

a. TR (plage d'accordabilité)

Le TR ou variation de la capacité est un facteur important des capacités variables MEMS. Il est défini comme :

$$equ.3 \quad TR = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{min}}$$

Ce facteur dépend du gap entre les électrodes, de la surface, du diélectrique et du type d'actionnement.

b. Facteur de qualité

Nous pouvons représenter une capacité par un circuit série ou parallèle comme le montre la figure 6.

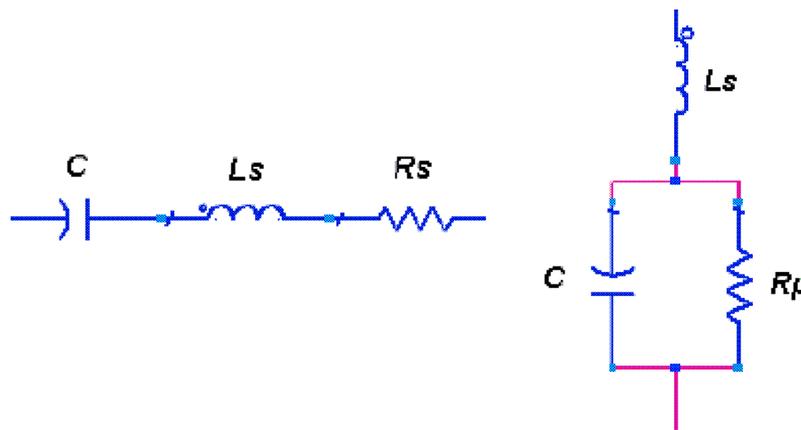


figure 6. circuit équivalent à une capacité

Dans chacun de ces deux cas, le facteur de qualité est défini par les formules suivantes :

$$\text{Circuit série : } Q = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega C R_s}$$

$$\text{Circuit parallèle : } Q = \frac{R_p}{\omega L_s} = \omega C R_p$$

Il faut diminuer au maximum les résistances si nous voulons un facteur de qualité élevé. Pour atteindre notre objectif de bons métaux conducteurs sont nécessaires. Plus l'épaisseur du

métal sera grande et la longueur des lignes de connexions courtes et plus le facteur de qualité sera élevé.

c. Fréquence de self résonance électrique FSR

Une capacité et une inductance sont souvent associées et peuvent créer un phénomène de self-résonance.

La fréquence FSR est donnée par la formule : $f_{FSR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LsC}}$

Au delà de cette fréquence la capacité se comporte comme une inductance. En conséquence il est important de diminuer l'inductance générée par les lignes d'accès afin d'augmenter f_{FSR} .

III.2.3. Les inductances variables [16]

Comme pour les semi-conducteurs, les inductances sont difficiles à intégrer. Deux méthodes sont généralement utilisées pour rendre les inductances accordables.

Une méthode consiste à commuter certaines parties de l'inductance et faire ainsi varier le nombre de spires et par conséquent la valeur de l'inductance.

Une autre méthode est de déplacer les spires les unes par rapport aux autres pour varier le couplage électromagnétique entre elles.

III.3. Les matériaux à permittivité variable

En contrôlant la permittivité nous agissons sur l'onde électromagnétique. Dans cette partie, nous étudions les effets ferroélectriques et piézoélectriques qui agissent sur les matériaux pour faire varier leur permittivité.

III.3.1. Les matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques connus depuis 350 ans ont une constante diélectrique élevée avec une variation non linéaire avec une tension continue. L'effet ferroélectrique est non existant au-delà de la température de curie T_{curie} . Dans ce cas le matériau est en état paraélectrique où la permittivité diminue suivant le champ appliqué. En conséquence, la capacité, qui est proportionnelle à la permittivité relative du diélectrique, varie aussi (suivant

la tension de polarisation) créant ainsi la possibilité d'accorder les circuits. Dans l'article [17], un filtre 4 pôles quasi-elliptique a été réalisé en utilisant des capacités ferroélectriques BST (Barium strontium titanate). La fréquence centrale de ce filtre est 8.35 GHz avec une accordabilité de 500 MHz pour une tension de 30V. En appliquant une tension entre les électrodes la capacité BST diminue et provoque le décalage fréquentiel.

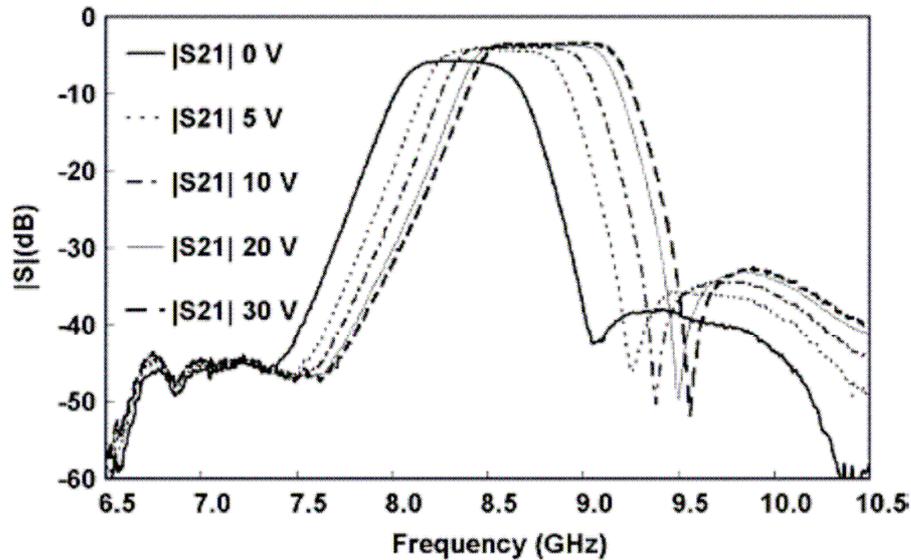


figure 7. influence de la tension sur la réponse

III.3.2. Les matériaux piézoélectriques

Ces matériaux ont le même principe que les ferroélectriques. Un champ déforme les cristaux ce qui crée une polarisation et en conséquence une variation de la permittivité et par là même la possibilité de fonctions accordables [18]. Les déformations possibles sont schématisées sur la figure 8 :

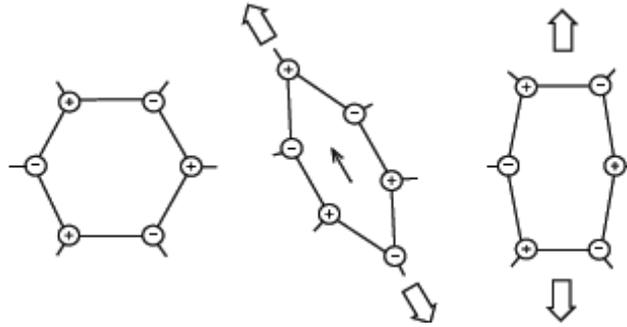


figure 8. déformation des cristaux

III.4. Matériaux magnétiques

La variation de la perméabilité magnétique a un effet similaire à la variation de la permittivité. Une polarisation permanente qui varie suivant le champ magnétique externe peut réaliser des fonctions accordables [19].

III.5. Bilan

D'après la bibliographie collectée sur le sujet, nous allons montrer dans ce bilan les avantages et inconvénients de chaque technologie.

La technologie semiconductrice est la plus développée pour réaliser des dispositifs accordables RF de part l'évolution de toute la technologie de l'électronique numérique et en vue d'une co-intégration des parties RF et numériques. Mais ces composants non-linéaires, provoquent des intermodulations en forts signaux. Ils sont aussi limités en puissance et souffrent de fortes pertes liées au substrat. Enfin, les jonctions semiconductrices sont des sources de bruits. Pour palier ces défauts, de nouvelles technologies sont en cours de développement.

L'alternative la plus proche de la production de masse est la technologie MEMS. Les moyens technologiques mis en jeu permettent de réaliser des composants moins sujets aux pertes. En vue globale, Il est évident que les commutateurs MEMS, avec leur très faible capacité de l'État haut (commutateurs de la série) et de leur bon ratio de capacité

(commutateurs de contact de capacité), offrent un rendement bien supérieur par rapport aux commutateurs à semi-conducteurs pour les applications de faible à moyenne puissance. L'une des limitations principales de la technologie MEMS est la mise en boîtier. En effet, la technologie MEMS est relativement sensible à l'environnement extérieur, entre autres aux poussières et à l'humidité, ce qui nécessite une encapsulation hermétique de petites dimensions, qui ne doit pas pour autant dégrader les performances RF. Les interrupteurs MEMS souffrent actuellement encore de quelques problèmes de fiabilité, ou de durée de vie. De manière générale, les MEMS sont, de par leur principe de fonctionnement, des composants dont la variation est moins rapide; le temps de commutation est en général de l'ordre de quelques centaines à nanosecondes à quelques μs . Les composants MEMS, essentiellement représentés par les interrupteurs ohmique et capacitif, et, dans une moindre mesure, par les capacités variables, permettent la conception de dispositifs RF passifs, moyennes puissances, très faible bruit, haute fréquence (supérieure à 100 GHz), et faibles pertes. L'utilisation des interrupteurs ohmiques en série et des capacités variables en parallèle est souvent préconisée pour minimiser les effets parasites et augmenter leur efficacité.

Les matériaux ferroélectriques ont de bons facteurs de qualité avec une bonne tenue en puissance et une forte linéarité mais ils nécessitent d'importantes tensions. Par contre les piézoélectriques ont une variation de permittivité limitée mais les coefficients de qualité obtenus sont très élevés [20]. Leur utilisation va introduire des étapes technologiques additionnelles dans la conception des circuits intégrés.

Les matériaux magnétiques offrent des possibilités de réalisation de fonctions accordables inédites, comme des isolateurs, des circulateurs et des oscillateurs larges bandes. Par contre, l'intégration de la commande magnétique à la technologie CMOS est très difficile.

Ainsi, se conclut cette étude sur les différents composants accordables radiofréquences. Dans la suite, la technologie MEMS est utilisée en se basant sur nos besoins, les compétences et les moyens du laboratoire.

IV. Principe d'actionnement du MEMS

IV.1. Actionnement électrostatique [20]

Dans cette partie, nous allons décrire le principe et les avantages de l'actionnement électrostatique.

IV.1.1. La force électrostatique

Toute charge électrique crée autour d'elle un champ électrique. Tout champ électrique exerce une force sur une particule chargée. Ce principe, largement connu depuis l'époque de Maxwell, n'a pas été tellement utilisé au cours des dernières décennies, mais les MEMS ont trouvé un grand intérêt dans l'utilisation des actionneurs électrostatiques:

Le principal problème de l'effet électrostatique est qu'il diminue avec le carré de la distance entre les deux corps chargés. À une échelle microscopique, c'est un avantage énorme, car la plupart des structures ont une très faible rapport d'aspect (largeur et longueur sont grandes, devant l'épaisseur et le gap dans la direction verticale), donc la distance entre les corps est vraiment très petite. La force électrostatique est la force la plus largement utilisée dans la conception des MEMS. Dans l'industrie, elle est utilisée pour les micro-résonateurs, les interrupteurs, les micro-miroirs... Presque tous les types de micro-actionneur ont une ou plusieurs versions d'actionnement électrostatique.

IV.1.2. Les avantages et les inconvénients

La force électrostatique dépend largement de la surface et de la distance entre les électrodes. Ainsi, si nous sommes dans le cas où la surface est très grande devant la distance, l'actionnement électrostatique présente un avantage.

Par contre, comme l'équation de la force donne une dépendance au carré de la distance cela signifie que plus la distance est élevée plus la tension d'actionnement est grande. Ceci est le principal inconvénient car les tensions d'actionnement peuvent facilement atteindre des dizaines voire des centaines de volts. Ceci peut s'avérer être un inconvénient si on travaille avec un circuit intégré compact.

Un point intéressant est le fait que le circuit est capacitif ce qui signifie que la consommation électrique est très faible quelle que soit la tension. Très peu de courant est nécessaire pour charger la capacité formée par les électrodes.

Une autre donnée prise en considération est le comportement d'hystérésis de l'actionneur qui peut être un avantage ou un inconvénient selon l'application. Cela réduit la sensibilité au bruit des appareils électriques mais signifie également une plus grande variation de tension pour un cycle d'actionnement complet.

IV.1.3. Principe

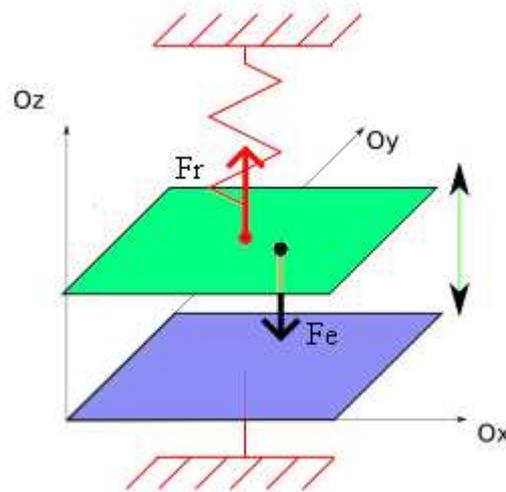


figure 9. Schéma des deux électrodes avec les forces agissant sur l'électrode variable

Pour déplacer l'électrode mobile, une force électrostatique F_e intervient. A l'origine de cette force il y a une différence de potentiel entre les deux électrodes qui crée un champ électrique. Une force de rappel F_r , due à la rigidité des matériaux, va s'opposer à la force électrostatique F_e . Il existe une autre force qui s'oppose à F_e qui est la force de contact F_c . A l'équilibre, la somme des trois forces est nulle.

La force de rappel F_r est calculée, en approximant l'électrode mobile à un ressort avec une constante de raideur k , à partir de la formule suivante :

$$\text{equ.4} \quad Fr = k \cdot \Delta z$$

La force électrostatique est liée à la tension appliquée, aux dimensions et espacements des électrodes et à la nature du diélectrique. Elle est donnée par la formule suivante :

$$\text{equ.5} \quad Fe = -\frac{1}{2}V^2 \frac{\epsilon S}{d^2}$$

avec V la tension appliquée, d la distance entre les deux électrodes, ϵ la permittivité du milieu et S la surface de contact.

Une instabilité existe dans ce type d'actionnement puisque la force électrostatique augmente beaucoup plus rapidement que la force de rappel entraînant finalement la chute brusque de la micro-poutre sur le substrat. La tension seuil est la tension à partir de laquelle l'électrode mobile s'effondre brusquement sur l'autre électrode.

Pour calculer cette tension, nous cherchons tout d'abord la relation entre la tension et la distance séparant les deux électrodes. Nous considérons d_0 comme la distance initiale et d la distance lors de l'actionnement. En utilisant l'équation de l'équilibre des forces et en considérant F_c nulle nous obtenons la relation suivante :

$$\text{equ.6} \quad \frac{1}{2}V^2 \frac{\epsilon S}{d^2} = k(d_0 - d)$$

avec d_0 la distance initiale entre les deux électrodes, d la distance entre les deux électrodes, ϵ la permittivité du milieu et S la surface de contact.

En dessinant la courbe reliant d et V (figure 10), nous remarquons que la tension de seuil correspond à une hauteur de la poutre de $2/3d_0$ et donc une distance parcourue de $1/3d_0$. La tension seuil V_s est donc donnée par la relation suivante :

$$\text{equ.7} \quad V_s = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon S} d_0^3}$$

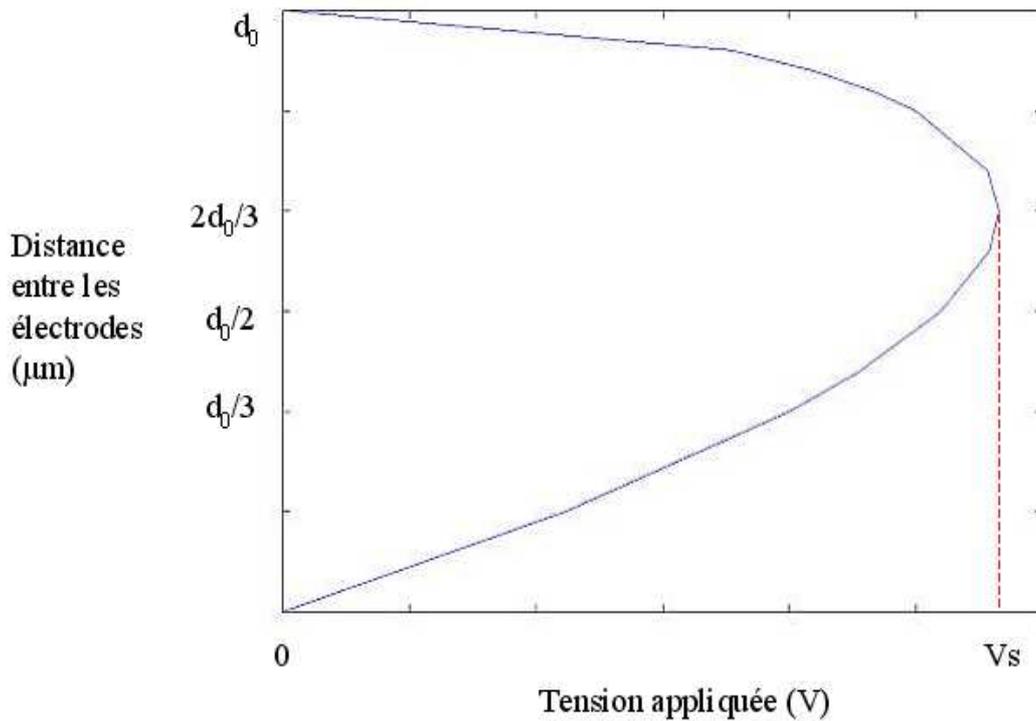


figure 10. relation entre la distance entre les deux électrodes et la tension appliquée

IV.2. Actionnement thermique [22]

La loi de Joule dit qu'un matériau traversé par un courant électrique permet de récupérer une énergie. La chaleur vient de la vibration des atomes et des électrons qui constitue la matière. Considérons maintenant que tous les atomes vibrent fortement. Ils auront tendance à se repousser pour obtenir autant de place que leur amplitude de vibration est grande. Cela signifie que la taille de l'élément va augmenter. Ce phénomène est l'expansion thermique. La plupart du temps, l'expansion thermique est assez faible dans les états solides. Les polymères ont des coefficients de dilatation thermique parmi les plus élevés, les métaux viennent ensuite, et les céramiques sont les matériaux les moins expansifs. Il y a deux façons d'amplifier le déplacement du à la dilatation thermique pour le rendre plus utile par rapport à la taille de l'appareil, et ainsi, fabriquer un actionneur thermique efficace. La première est purement géométrique. La seconde implique une fabrication plus compliquée en associant plusieurs couches de matériaux différents.

Pour la première méthode, si un courant circulant à travers une structure passe par différents niveaux de résistivité, l'échauffement calculé sera plus élevé là où la résistance est plus élevée. Ainsi, concevoir une structure avec des largeurs différentes entraîne des dilatations différentes. L'un des actionneurs thermiques les plus connus dans le domaine des MEMS est le bras asymétrique montré figure 11.



figure 11. bras asymétrique

Le principe est très simple: le courant circule à travers trois parties résistives mobiles. Si l'un des chemins d'accès est plus mince que l'autre, il va devenir plus chaud que les deux autres. Donc, son expansion sera plus élevée. La partie la plus mince va créer une force mécanique poussant la structure dans le sens des autres parties. Il s'agit d'une amplification de la dilatation thermique, suffisante pour être utilisée pour la conception d'un actionneur thermique.

L'autre façon d'obtenir une telle amplification est liée aux propriétés du matériau. L'expansion thermique est une propriété particulière à chaque matériau. Donc, deux matériaux différents auront deux dilatations thermiques différentes. Si on chauffe une structure faite de deux matériaux différents, la différence de dilatation thermique va créer un actionneur avec un grand déplacement.

IV.3. Actionnement magnétique [23]

L'actionnement magnétique est basé sur les matériaux magnétiques. La poutre ferromagnétique va être déformée sous l'action d'un champ magnétique. Un exemple d'actionneur magnétique est montré figure 12. Un aimant polymère, magnétisé en direction de l'épaisseur, est sérigraphié sur l'extrémité libre d'une poutre cantilever en cuivre. De l'autre

côté du substrat, une bobine planaire carrée, produit le gradient du champ magnétique nécessaire à l'actionnement de l'aimant.

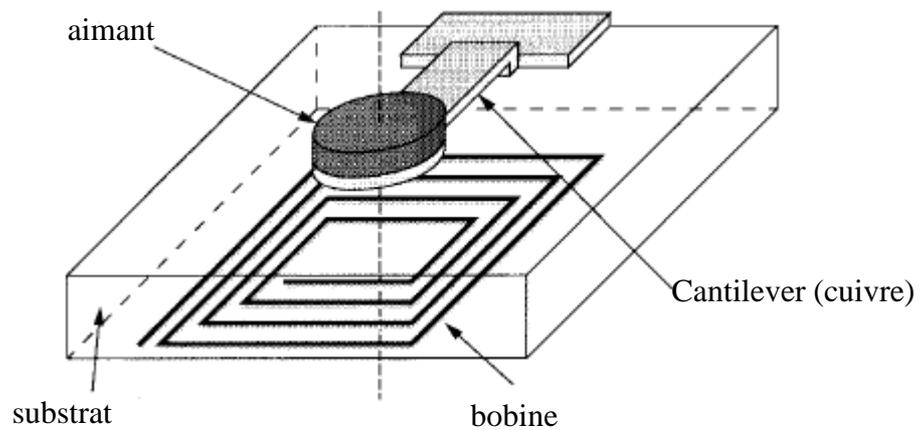


figure 12. actionneur magnétique

Ce type d'actionneur est peu utilisé en raison de la complexité de sa fabrication et d'utilisation et de la forte valeur de courant électrique consommé (de 20 à 150 mA).

IV.4. Actionnement piézoélectrique [24]

La piézoélectricité est un phénomène propre à certains types de cristaux ou de céramiques anisotropes. Le PZT est un matériau caractérisé par son fort coefficient piézoélectrique.

La piézoélectricité apparaît à la surface de ces corps, quand on les soumet à des pressions, des forces mécaniques (effet « direct »). Réciproquement, l'application d'une tension électrique sur ces matériaux donne lieu à une modification des dimensions des cristaux (effet « inverse »).

Il y a là un moyen de transformer un signal électrique (par exemple application d'un champ électrique à une poutre) en déformation mécanique (donc déplacement suivant le signe de polarisation) et réciproquement. En polarisant inversement la tension la poutre revient à son état initial.

Le PZT est un matériau utilisé dans plusieurs exemples de la littérature [25][26][27] et caractérisé par son fort coefficient piézoélectrique.

L'actionnement PZT permet de faibles tensions de fonctionnement (0-5 V) et évite les effets de charges communs dans les conceptions électrostatiques. Lorsqu'une tension est

appliquée à la couche de PZT, la couche de PZT se dilate et pousse l'électrode du haut vers les lignes micro-ondes. La déformation dépend du type et de l'épaisseur du matériau PZT, ainsi que de la constante de raideur de la membrane ou cantilever.

L'actionnement PZT peut donner lieu à de grandes forces de contact qui sont avantageuses pour les commutateurs DC de contact à puissances moyennes. Toutefois, une épaisse couche de matériau PZT (3-5 mm) est nécessaire pour aboutir à 1-2 mN de forces de contact. Le principal avantage de l'actionnement PZT est que la force dépend de la polarité de la tension appliquée et peut réellement être inversée. L'actionnement PZT provoque donc une force d'actionnement et une force de rappel, et cela peut aider à atténuer les problèmes de stiction dans les commutateurs capacitifs.

De plus les commutateurs électrostatiques ont besoin de plusieurs dizaines de volts de tensions qui ne sont pas compatibles avec les produits de communication portables. Afin de réduire la tension d'actionnement, la force piézoélectrique en utilisant PZT peut être utilisée. Les PZT sont très intéressants puisque les matériaux en couches minces piézoélectriques peuvent provoquer un stress et une déformation plus importants même à une basse tension.

Un exemple d'actionnement piézoélectrique est montré figure 13

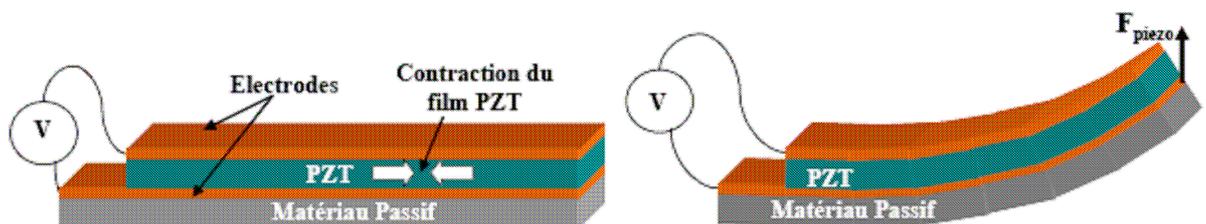


figure 13. Actionneur piézoélectrique

L'actionnement piézoélectrique PZT souffre des températures élevées (600°C) généralement nécessaires pour réaliser le dépôt d'un film piézoélectrique convenable avec des déformations assez élevées.

Le nitrure d'aluminium (AlN) ou l'oxyde de zinc (ZnO) peuvent être utilisés comme une substitution aux films PZT pour actionner des cantilevers. L'AlN ou le ZnO offrent une meilleure compatibilité avec la technologie CMOS du point de vue fabrication, car elle peut être déposée par pulvérisation cathodique à basse température (200°C pour AlN et 150°C pour ZnO) [28][29].

IV.5. Actionnement par SMA (Shape Memory Alloys ou alliages à mémoire de forme) [30]

Un alliage à mémoire de forme ayant subi une déformation à froid peut, après chauffage et au-dessus d'une température seuil, revenir à une forme de référence mémorisée.

IV.6. Bilan

En résumé, nous allons choisir un mode d'actionnement correspondant à nos besoins. Pour l'actionnement thermique le temps de commutation est plus grand que pour les autres modes. L'actionnement magnétique souffre de fortes consommations de courant et l'actionnement piézoélectrique souffre d'importantes pertes diélectriques et nécessite des méthodes de fabrication pas toujours compatibles avec les méthodes classiques. L'actionnement électrostatique présente une tension d'actionnement élevée mais il est plus adapté à notre projet et c'est ce mode qui va être utilisé.

V. Résonateur volumique accordable à 150 GHz

V.1. Approche théorique et simulation

Le résonateur volumique est composé d'un substrat de silice fondue ($\epsilon_r \approx 3,78$) sur lequel on vient déposer la métallisation qui sert à réaliser les lignes d'excitation coplanaires et les capacités MEMS.

Une demi-cavité métallisée en or, de hauteur 430 μm est ensuite reportée à l'aide d'une colle époxy de forte conductivité. Un tunnel a également été usiné au-dessus des lignes d'excitation qui ont été dimensionnées de façon à obtenir un sous-couplage de la cavité, facilitant ainsi la mesure du facteur de qualité à vide.

La fréquence de résonance du résonateur initial (sans capacités commutées MEMS) est donnée par l'équation :

$$equ.8 \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res}C_{res}}}$$

avec L_{res} et C_{res} respectivement l'inductance et la capacité équivalente du résonateur.

Le résonateur a pour dimensions ($1900\mu\text{m} \times 1500\mu\text{m} \times 430\mu\text{m}$). Il est montré sur la figure 14. Ces dimensions ont été optimisées avant l'intégration des capacités variables pour obtenir une résonance à 150 GHz comme le montre la figure 15. Nous calculons le facteur de qualité à vide de cette structure et nous obtenons 1190 avec le logiciel HFSS, à 149.8 GHz. Les pertes métalliques et diélectriques ont été prises en compte.

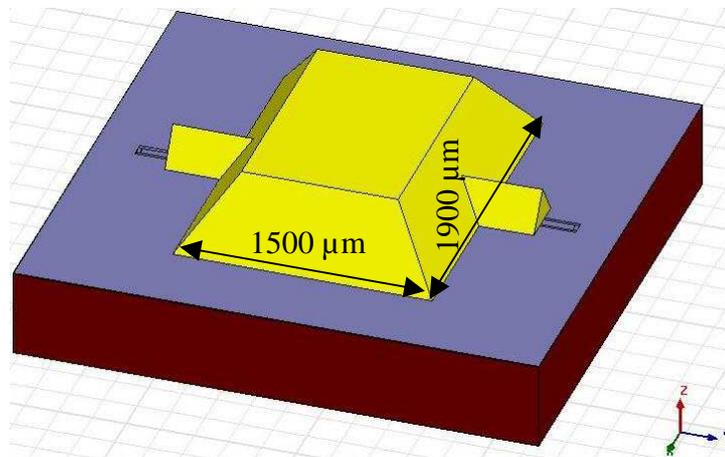


figure 14. cavité reportée sur le substrat

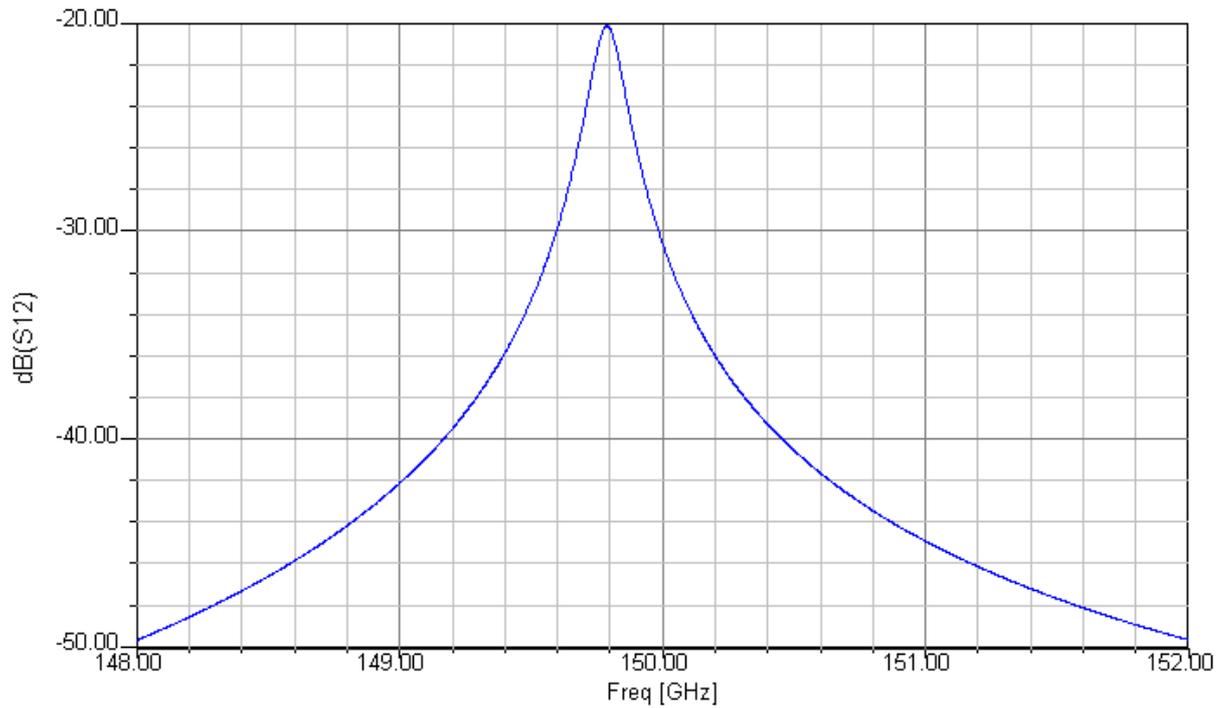


figure 15. Simulation de la cavité sans MEMS

V.2. Intégration des capacités commutées MEMS

Un circuit devient accordable en modifiant sa charge capacitive ou en changeant sa permittivité. Nous avons vu que la fréquence de résonance de la cavité est fonction de la capacité C_{res} . En faisant varier cette capacité, nous rendons le circuit agile en fréquence.

Nous avons étudié le concept technologique suivant: l'intégration d'une capacité commutée MEMS de grande dimension [15] (340 μm de long) dans un résonateur volumique rectangulaire à mode évanescent. Pour cela une demi-cavité est reportée sur un wafer où ont été intégrées plusieurs varactors MEMS. Le principe consiste alors à créer une capacité parasite localisée à l'endroit où les lignes du champ E du mode considéré (TE_{101}) sont maximales afin de créer un décalage fréquentiel important. La figure 16 montre une vue de dessus de la structure avec les capacités MEMS à l'état bas.

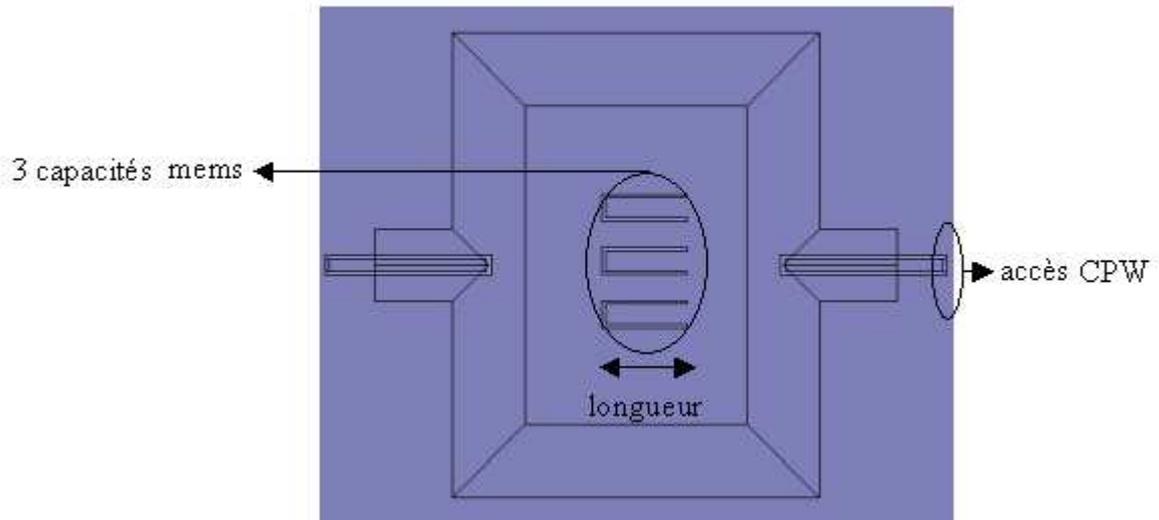


figure 16. vue de dessus de la structure avec l'intégration des capacités MEMS dans la cavité

La fréquence de résonance est alors exprimée de la manière suivante :

$$equ.9 \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res} \cdot (C_{res} + C_{mems-m} + C_{mems-cg} + C_{mems-cd})}}$$

avec C_{mems-m} : la capacité parasite formée entre le cantilever du milieu et la cavité

$C_{mems-cg}$: la capacité parasite formée entre le cantilever latéral gauche et la cavité

$C_{mems-cd}$: la capacité parasite formée entre le cantilever latéral droite et la cavité

Il y a 8 cas possibles qui donneront certaines fréquences identiques.

V.3. Optimisation des dimensions des MEMS

V.3.1. Influence sur le facteur de qualité

L'insertion de commutateurs MEMS va changer la valeur du facteur de qualité que nous avons calculé. Dans la suite nous montrons les paramètres qui font varier cette valeur et nous justifions nos choix pour les dimensions que nous considérons optimales.

V.3.1.1. Influence de la longueur des MEMS

L'augmentation de la longueur des mems crée un gap plus large ce qui augmente les pertes et diminue le facteur de qualité. La figure 17 montre les 3 MEMS. La figure 18 montre l'évolution du Q_0 en fonction de la longueur des MEMS.

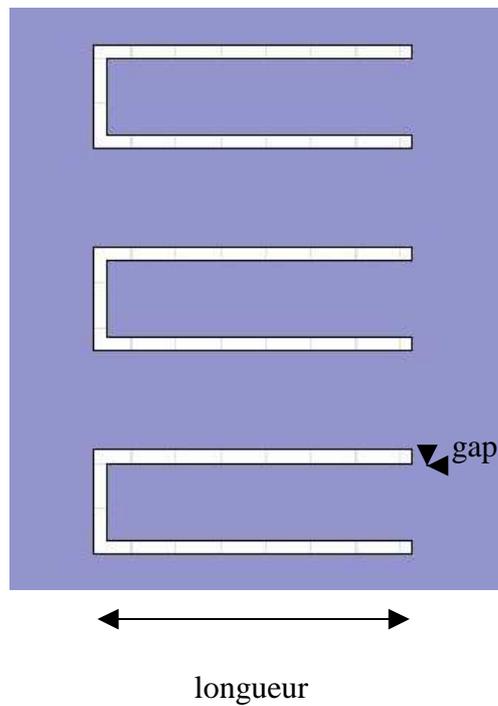


figure 17. Représentation des 3 mems

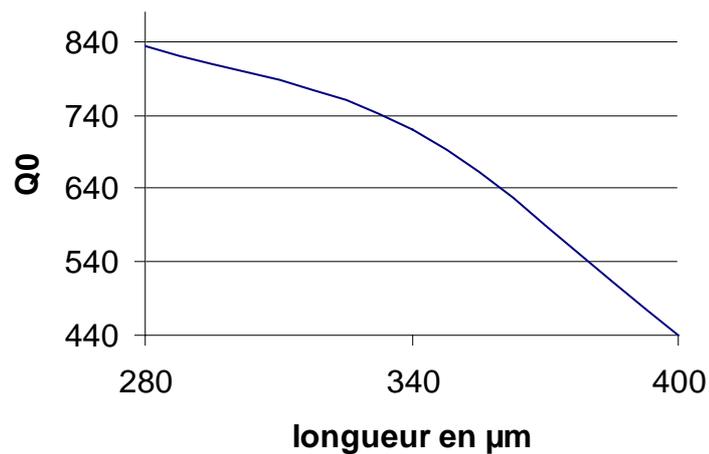


figure 18. Relation entre la longueur des mems et Q_0

V.3.1.2. Influence des gaps créés par les MEMS sur le facteur de qualité

En optimisant la valeur du gap qui existe entre les commutateurs MEMS et la masse autour, nous avons choisi la plus petite valeur possible facilement réalisable (15 μm) vu que l'augmentation des gaps diminue le facteur de qualité à vide comme le montre la courbe de la figure 19. Par rapport au facteur de qualité calculé pour une cavité sans les MEMS, nous avons une chute du facteur de qualité de 280.

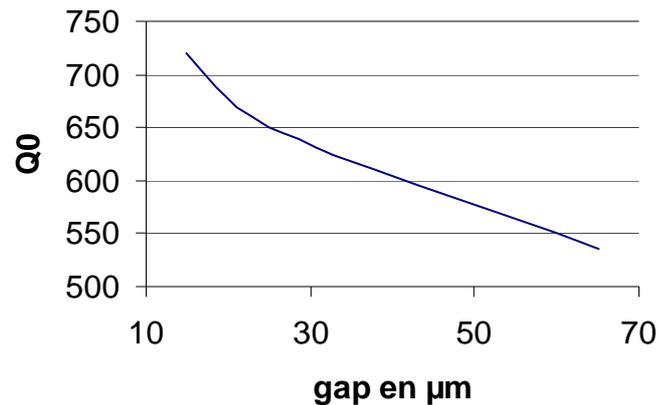


figure 19. Relation entre le gap des mems et Q_0

V.3.2. Influence sur l'accordabilité

Plus les dimensions des commutateurs MEMS augmentent plus nous aurons un décalage fréquentiel important. Par contre un compromis doit être trouvé entre le décalage fréquentiel souhaité, la tension d'actionnement nécessaire et les pertes qui augmenteront.

V.3.3. Influence sur la tension d'actionnement

Les commutateurs MEMS que nous devons choisir doivent avoir des dimensions qui permettent d'utiliser de faibles tensions d'activation. Plus la longueur des MEMS va augmenter plus nous allons avoir une tension grande et un décalage important. La longueur des MEMS est choisie égale à 340 μm et la largeur égale à 85 μm pour garder une bonne constante de raideur et une tension raisonnable de l'ordre de 100 V.

V.4. Insertion des électrodes d'actionnement

Le réseau de polarisation des capacités commutées ne doit pas être en contact avec la cavité puisque les varactors sont partie intégrante de la structure. Une astuce technologique consiste à déposer une couche de diélectrique qui servira d'isolant entre le résonateur et le réseau de polarisation. Le BCB a été choisi pour ses propriétés électroniques (faible tangente de pertes) et technologiques (planarisation lors d'un dépôt). La figure 20 montre le réseau de polarisation d'un MEMS et la figure 21 montre le réseau de polarisation des 3 MEMS.

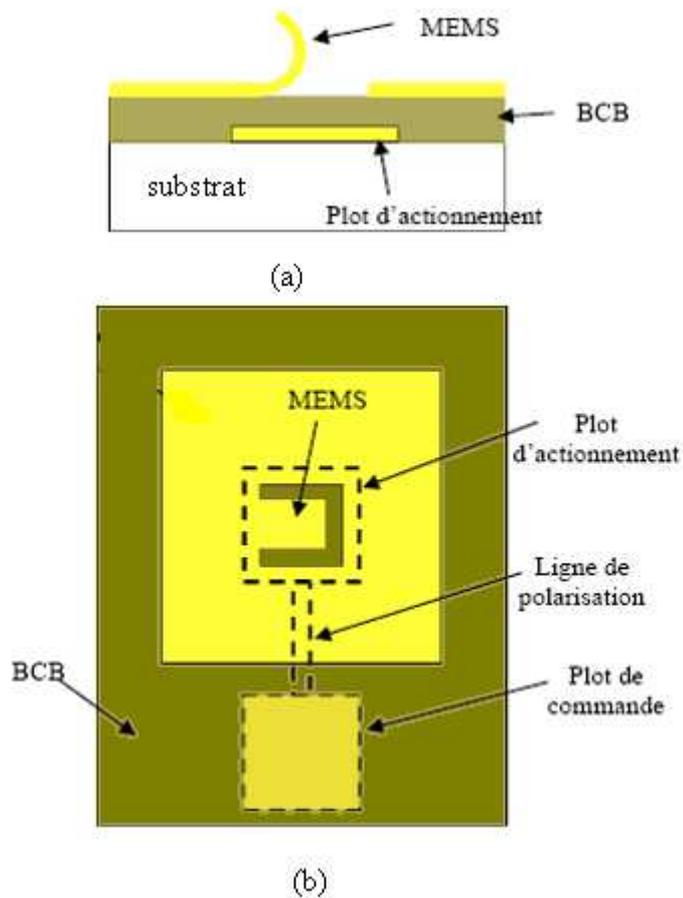


figure 20. Vue de côté (a) et vue de dessus (b) d'un MEMS et de son réseau de polarisation

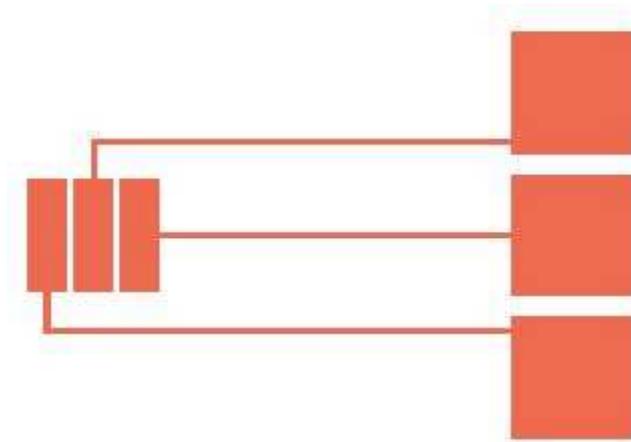


figure 21. réseau de polarisation des 3 MEMS

Les dimensions du plot d'actionnement sont volontairement plus grandes que la surface du MEMS. En effet, lors d'éventuelles fuites du signal dans le plot d'actionnement celui-ci doit pouvoir retourner dans la paroi de la cavité. Le surdimensionnement du plot d'actionnement crée donc une forte capacité avec la paroi de la cavité permettant le retour des courants. D'autre part, l'actionnement du MEMS se fait par l'intermédiaire de deux capacités. La première est comprise entre le MEMS et le plot d'actionnement ($C_{\text{actionnement}}$). La deuxième se trouve entre les deux plaques métalliques du plot de commande (C_{commande}) comme le montre la figure 22 et la figure 23.

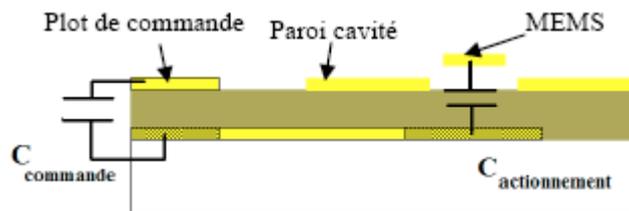


figure 22. actionnement des MEMS par l'intermédiaire de deux capacités ($C_{\text{actionnement}}$ et C_{commande})

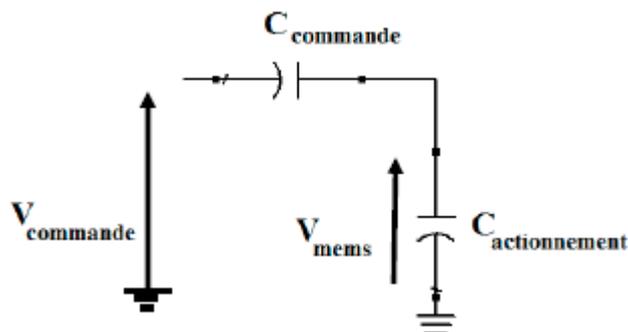


figure 23. tension de commande

$$\text{equ.10} \quad V_{\text{mems}} = \frac{V_{\text{actionnement}}}{1 + \frac{C_{\text{actionnement}}}{C_{\text{commande}}}}$$

Au regard de cette formule, nous avons tout intérêt à augmenter au maximum C_{commande} pour diminuer $V_{\text{actionnement}}$. Nous avons un pont de diviseur de tension dans ce cas avec V_{commande} égale à deux fois V_{mems} .

V.5. Simulation et mesure des différents états

Les 3 commutateurs MEMS chacun 2 états : l'état haut correspondant à 0 (avant l'actionnement) et l'état bas correspondant à 1 (après actionnement). La numérotation se fait en commençant par le MEMS du milieu puis celui de gauche et finalement celui de droite. La simulation des résonateurs avec les capacités variables intégrées montre un facteur de qualité de 410 à l'état haut, un facteur de 700 à l'état bas. Pour les deux autres états nous avons un facteur de qualité de 420 pour 011 et 485 pour 100. D'après les simulations, le décalage fréquentiel maximal est de l'ordre de 12 GHz.

La figure 25 montre les 8 états simulés :

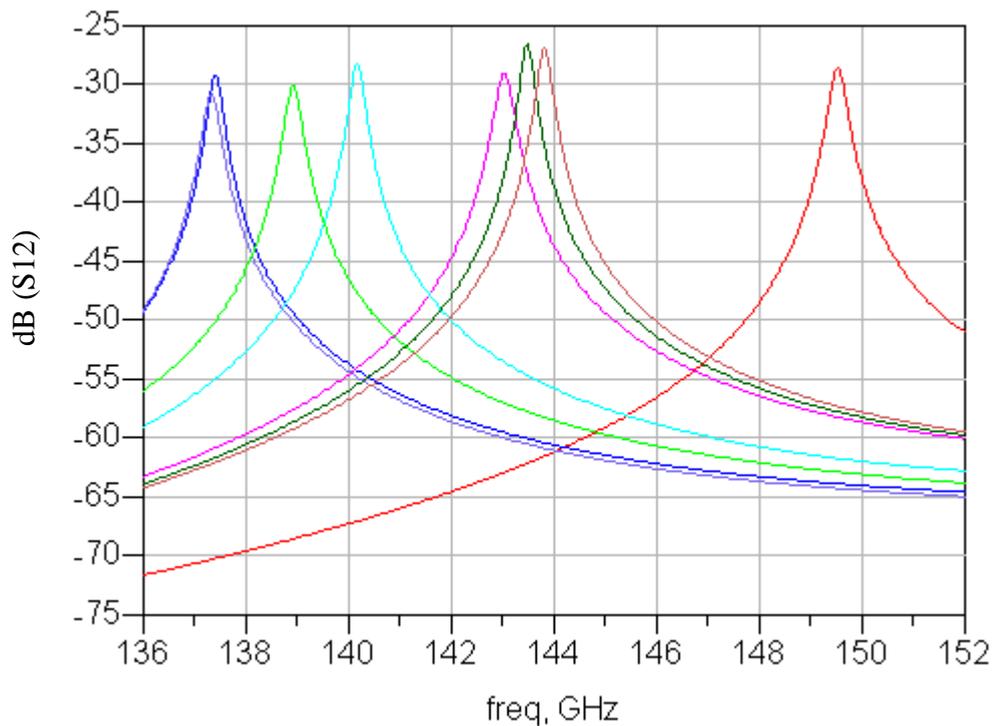


figure 24. comparaison des 8 états simulés

En regroupant les quatre principaux états les plus distinctifs dans une même courbe nous remarquons plus clairement le décalage fréquentiel réalisé, correspondant aux 8 états, comme le montrent la figure 26 et la figure 26:

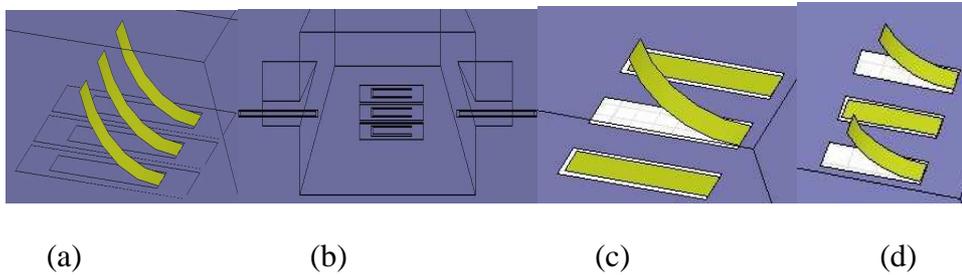


figure 25. (a) MEMS à l'état 000, (b) MEMS à l'état 111, (c) MEMS à l'état 011, (d) MEMS à l'état 100

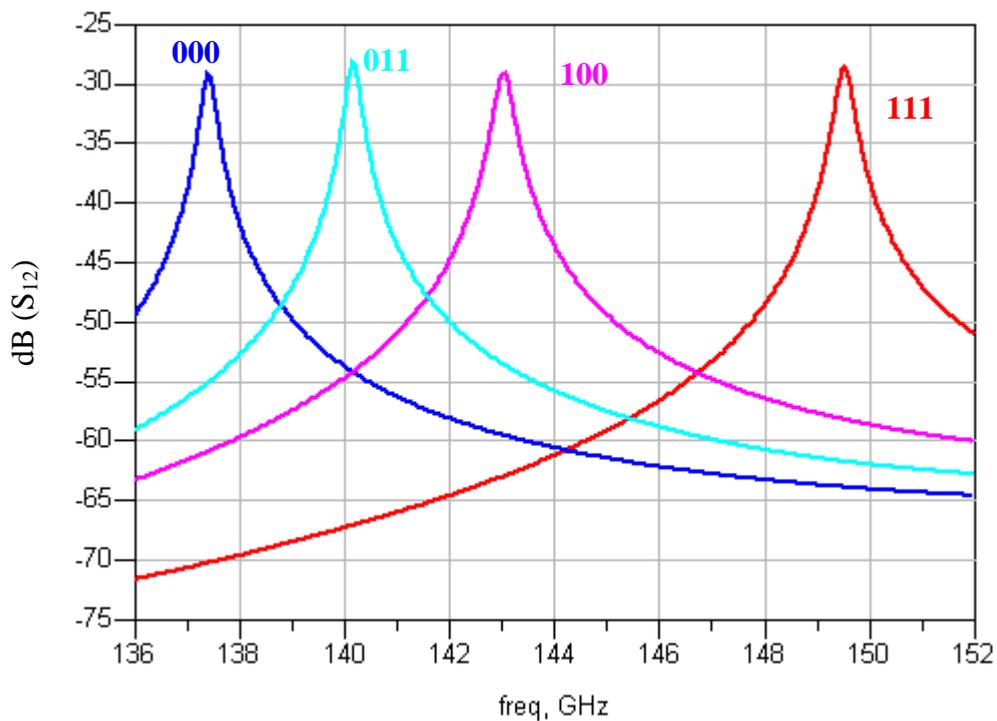


figure 26. comparaison entre les 4 états simulés les plus significatifs

V.5.2. Simulation d'une cavité couplée

Une cavité couplée a été simulée comme le montre la figure 27. Un couplage magnétique a été utilisé pour coupler plus la cavité. Les pertes d'insertion simulées sont de l'ordre de 2.8 dB.

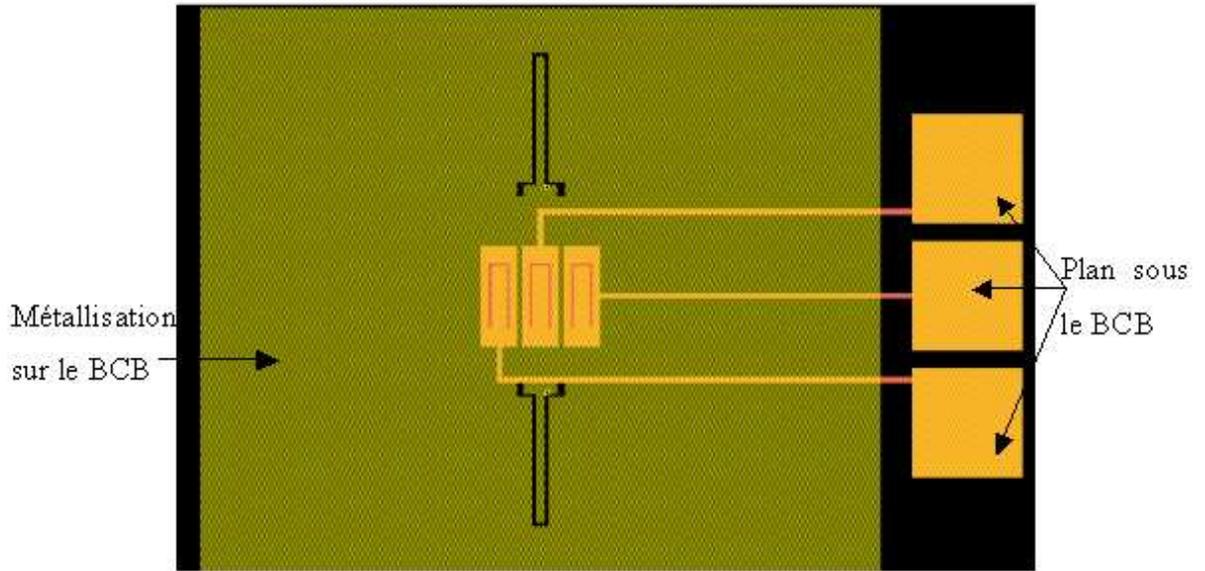


figure 27. vue des deux couche métalliques avec le couplage magnétique des accès sans la cavité

La conductivité de l'or est $= 4.09 * 10^7$ S/m.

Pour le BCB nous avons pris pour nos simulations : $\epsilon_r = 2.31$; $\text{tg } \delta = 2 * 10^{-3}$

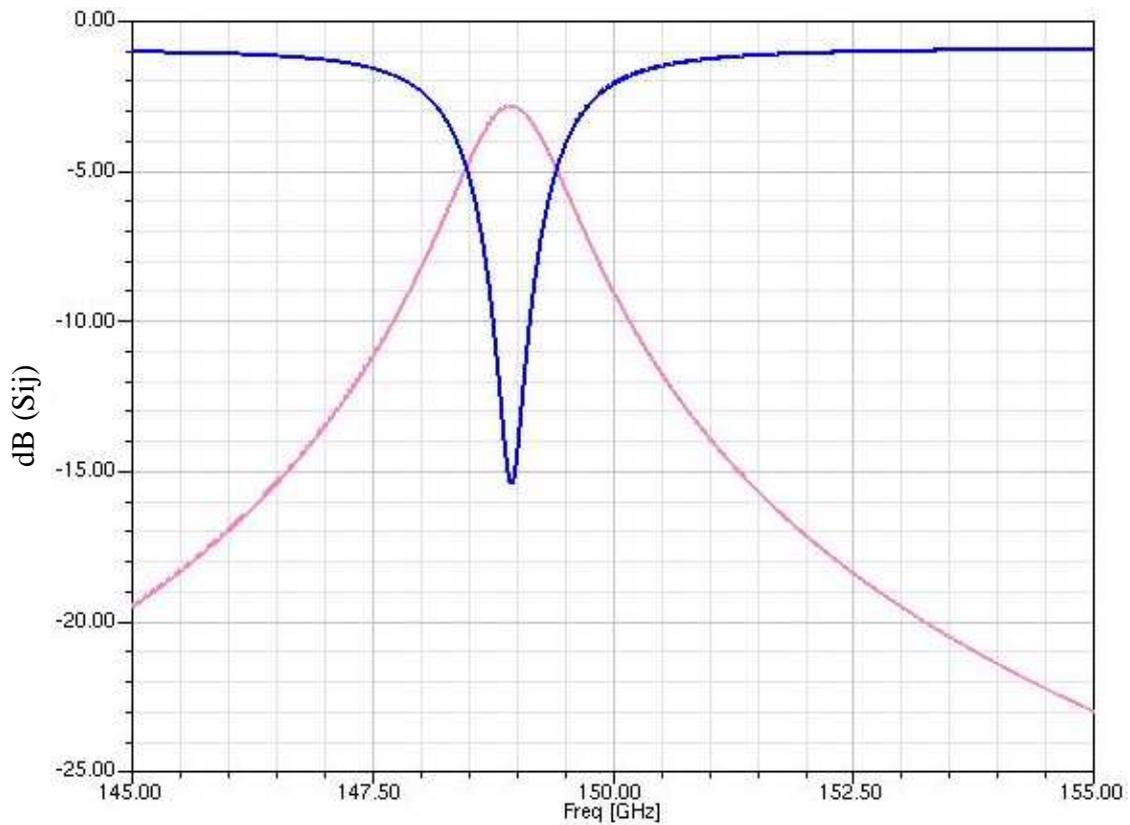


figure 28. résultat de la simulation de la cavité couplée

Finalement un filtre accordable a été imaginé à partir de ce résonateur comme le montre la figure 29. Deux cavités couplées par un iris sont déposées sur le substrat métallisé.

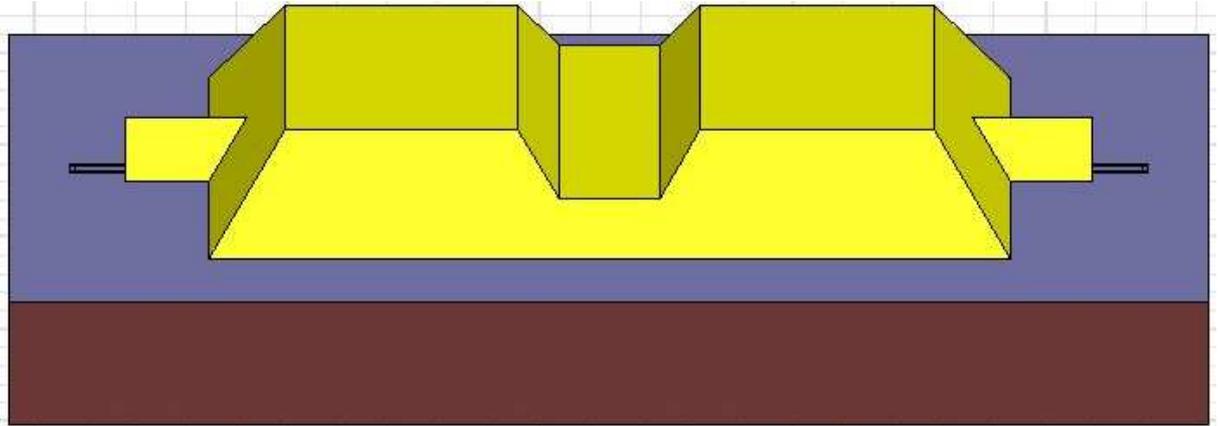


figure 29. filtre 2 pôles accordable quasi-planaire

VI. Fabrication

La première étape consiste à déposer sur le substrat une couche métallique (Titane or Titane) correspondant à la polarisation. Ensuite vient l'étape de lithographie pour dessiner le réseau de polarisation. L'or et le titane sont gravés. Une fine couche de BCB ($2\ \mu\text{m}$) est déposée entre les deux électrodes. Les deux couches sacrificielles pour créer le MEMS sont ensuite déposées à la tournette avec $0.8\ \mu\text{m}$ pour PMGI SF11 et $0.1\ \mu\text{m}$ de 1813.

La seconde couche métallique est ensuite déposée avec la gravure pour former les accès et les motifs des MEMS. La figure 30 montre les différentes étapes précédentes :

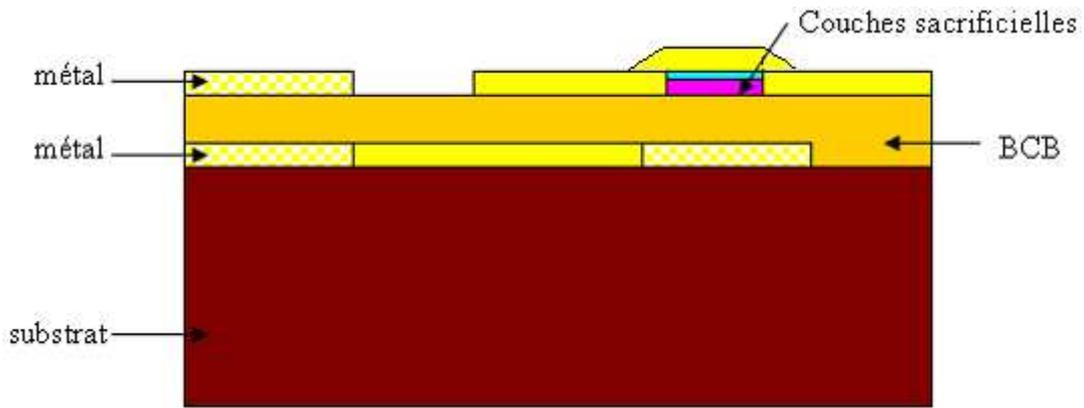


figure 30. dépôt de toutes les couches du circuit

L'étape suivante est celle de la libération des MEMS en enlevant les couches sacrificielles (figure 31).

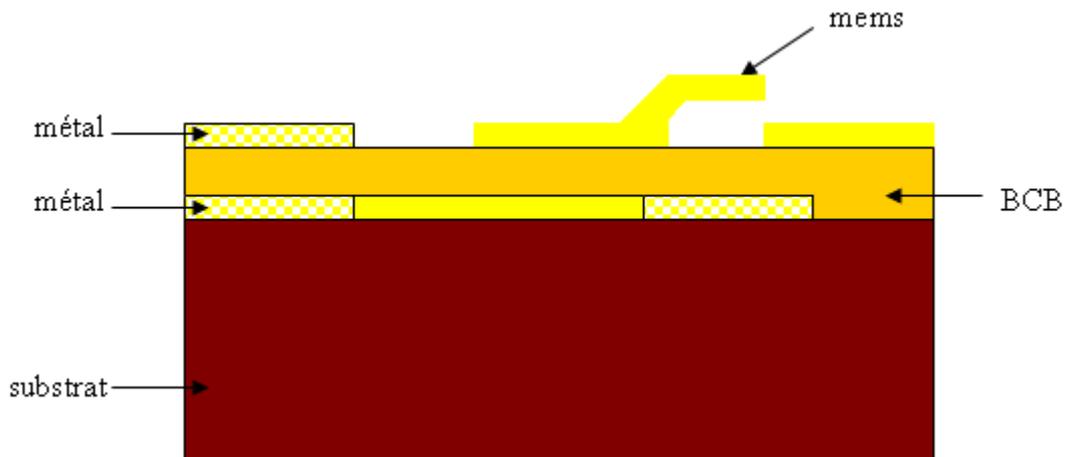


figure 31. libération des MEMS

Les capots (en silicium basse résistivité) formant les cavités sont micro-usinés dans une solution de TMAH et sont ensuite métallisés et collés au substrat.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes technologies utilisées dans la littérature pour réaliser des fonctions accordables ont été présentées en s'appuyant sur des exemples. Les composants MEMS et les différents types de commutation ont également été décrits.

Les types d'actionnement de ces composants ont été présentés et en particulier celui que nous avons utilisé qui est l'actionnement électrostatique.

Les résultats présentés dans ce chapitre sont encourageants. La technologie MEMS permet de réaliser des filtres volumiques accordables et intégrables avec de bonnes performances.

Nous avons étudié une configuration originale qui nous a permis de tester la faisabilité et la performance de la structure. Ces résonateurs accordables ont été conçus de manière rigoureuse en utilisant HFSS.

Une cavité micro-usinée en or a été reportée sur un wafer servant de mur métallique et sur lequel ont été fabriquées plusieurs capacités variables MEMS de 340 μm de long. L'emplacement de ces varactors a été optimisé de façon à assurer une perturbation maximale des lignes de champs du mode fondamental du résonateur afin d'obtenir un décalage fréquentiel maximum.

Les facteurs de qualité simulés sont compris entre 410 et 700 (selon l'état de la capacité variable) et le décalage fréquentiel simulé est de 12 GHz, ce qui correspond à un accord de 8%.

Les perspectives seront d'améliorer le facteur de qualité et de réaliser des filtres accordables.

- [1] C. E. McIntosh, R. D. Pollard, and R. E. Miles, « Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp. 125-131, Feb 1999
- [2] A. J. Sistino, « Essentials of electronic circuitry: analysis and design », Marcel Dekker inc., 1996
- [3] S.C. Kelly, J.A. Power, M. O'Neill, « Selection and modeling of integrated RF varactors on a 0.35- μm BiCMOS technology », IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, Volume 17, Issue 2, May 2004 Page(s):142 - 149
- [4] J. Grajal, V. Krozer, E. Gonzalez, F. Maldonado, J. Gismero, « Modeling and design aspects of millimeter-wave and submillimeter-wave Schottky diode varactor frequency multipliers », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 48, Issue 4, Part 2, April 2000 Page(s):700 – 711
- [5] G.A. Swartz, D.W. Wern, P.H. Robinson, « Large-area varactor diode for electrically tunable, high-power UHF bandpass filter », IEEE Transactions on Electron Devices, Volume: 27, no. 11, 1980, pp. 2146 - 2151
- [6] P.D. Grant, M.W. Denhoff, R.R.Mansour, « A Comparison between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches », 2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems, 2004. ICMENS 2004. Proceedings, 25-27 Aug. 2004 Page(s):515 – 521
- [7] G.M. Rebeiz “RF MEMS theory design and technology”, published by John Wiley & Sons, June 15, 2002, ISBN: 0471201693.
- [8] M. Sterner, N. Roxhed, G. Stemme, J. Oberhammer, « Coplanar-waveguide embedded mechanically-bistable DC-to-RF MEMS switches », IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 3-8 June 2007 Page(s):359 - 362
- [9] M. Daneshmand, S. Fouladi, R.R. Mansour, M. Lisi, T. Stajcer, « Thermally-actuated latching RF MEMS switch », Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International, 7-12 June 2009 Page(s):1217 – 1220
- [10] Hee Chul Lee, Jae Yeong Park, Kyeong Hak Lee, Hyo Jin Nam, Jong Uk Bu, « Silicon bulk micromachined RF MEMS switches with 3.5 volts operation by using piezoelectric actuator », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Volume 2, 6-11 June 2004 Page(s):585 - 588 Vol.2, 2004
- [11] S.M. Dutta, F.H. Ghorbel, « Differential hysteresis modeling of a shape memory alloy wire actuator », IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Volume 10, Issue 2, April 2005 Page(s):189 – 197
- [12] R. Polcawich, J. Pulskamp, D. Judy, P. Ranade, S. Trolrier Mckinstry, M. Dubey, « Surface Micromachined Microelectromechanical Ohmic Series Switch Using Thin-Film Piezoelectric Actuators », 2007, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55 (1), n°12, pp. 2642-2654

- [13] M. Spasos and Al., « On the design of an ohmic RF MEMS switch for reconfigurable microstrip antenna applications », WSEAS transactions on communications, Vol 8, issue 1, Janvier 2009, pp. 153-161
- [14] H. Zhihao, L. Zewen, L. Xiaofeng, H. Guangwei, L. Litian, L. Zhijian, « Study on dynamic characterization of a shunt capacitive RF MEMS switch », 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, 2006. ICSICT '06, Oct. 2006 Page(s):584 – 586
- [15] L. Dussopt, G.M. Rebeiz, « An X- to ku-band 3-bit digital MEMS varactor », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 13, Issue 9, Sept. 2003 Page(s):361 - 363
- [16] T. Yammouch, K. Okada, K. Masu, « Physical Modeling of MEMS Variable Inductor », IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Volume 55, Issue 5, May 2008 Page(s):419 – 422
- [17] S. Courreges, L. Yuan, Z. Zhiyong, C. Kwang, A. Hunt, J. Papapolymerou, « A Low Loss X-Band Quasi-Elliptic Ferroelectric Tunable Filter », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 19, Issue 4, April 2009 Page(s):203 - 205
- [18] M. Al Ahmad, R. Maenner, R. Matz, P. Russer, « A piezoelectric tuned combline filter v, European Microwave Conference, Volume 1, 4-6 Oct. 2005 Page(s):4 pp.
- [19] R. J. Astalos, R. E. Camley, « Theory of a high frequency magnetic tunable filter and phase shifter », Journal of Applied Physics, Volume 83, Issue 7, Apr 1998 Page(s):3744 - 3749
- [20] J. Lu, T. Ikehara, Y. Zhang, T. Mihara, T. Itoh, R. Maeda, « High quality factor silicon cantilever driven by piezoelectric thin film actuator for resonant based mass detection », Microsystem technologies, Vol. 15, No. 8, pages 1163-1169, june 2009
- [21] J. Gaspar, V. Chu, J. P. Conde, « Electrostatic actuation of thin-film microelectromechanical structures », Journal of Applied Physics, Volume 93, Issue 12, Jun 2003 Page(s):10018 – 10029
- [22] J. Varona, M. Tecpoyotl-Torres, A.A. Hamoui, « Modeling of MEMS Thermal Actuation with External Heat Source », Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, CERMA 2007, 25-28 Sept. 2007 Page(s):591 – 596
- [23] R.R. Basantkumar, B.J.H. Stadler, W.P. Robbins, E.M. Summers, « Integration of Thin-Film Galfenol With MEMS Cantilevers for Magnetic Actuation », IEEE Transactions on Magnetics, Volume 42, Issue 10, Oct. 2006 Page(s):3102 - 3104
- [24] M.C.Y. Huang, C.Kan Bun, Z.Ye, A.P. Pisano, C.J. Chang-Hasnain, « Monolithic Integrated Piezoelectric MEMS-Tunable VCSEL », IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Volume 13, Issue 2, March-april 2007 Page(s):374 – 380
- [25] I.Kanno, E. Hironobu, T. Suzuki, H. Kotera, « Piezoelectric micro-actuators for RF-MEMS switches », Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, 2005, Pages: 1380 - 1381

- [26] Jae Yoeng Park, Hee Chul Lee , Chang Soo Yang, « Silicon bulk micromachined electromechanical switches with four cantilever piezoelectric actuators », *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 49 Issue 3, Pages 570 – 573, 2007
- [27] M. Hendrickson, S. Tao, S. Trolier-McKinstry, B.J. Rod, R.J. Zeto, « Processing of PZT piezoelectric thin films for microelectromechanical systems », *Proceedings of the Tenth IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, 1996. ISAF '96.*, Volume 2, Date: 18-21 Aug 1996, Pages: 683 - 686 vol.2
- [28] M.Sadiq, S.Ahmad, M.Shafiq, M.Zakaullah, R.Ahmad, and A.Waheed, « Reactive sputter-deposition of AlN films by dense plasma focus », *J.Vac. Sci. Technol. A.*, vol. 24, pp.2122-2127, 2006
- [29] R.C.Lin, Y.C.Chen, and K.S.Kao, « Two-step sputtered ZnO piezoelectric films for film bulk acoustic resonators », *Appl. Phys. A*, vol.89, pp. 475-479, 2007
- [30] M. Komatsubara, T. Namazu, H. Nagasawa, T. Miki, T.Tsurui, S. Inoue, « Development of the Forward-Looking Active Micro-Catheter Actuated by Ti-Ni Shape Memory Alloy Springs », *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2009*, Page(s):1055 - 1058
- [31] J.D. Martinez , P. Blondy , A. Pothier , D. Bouyge , A. Crunteanu , M. Chatras , « Surface and Bulk Micromachined RF MEMS Capacitive Series Switch for Watt-Range Hot Switching Operation », *Proceedings of the 37th European Microwave Conference.*

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à la conception, puis à la réalisation de filtres allant de 20 à 150 GHz. Pour répondre aux besoins de nos études, plusieurs topologies de filtres micro-usinés ont été réalisées.

Le premier chapitre a permis de décrire le principe du filtrage et les méthodes de synthèse des filtres. La fonction de filtrage est un élément essentiel dans un système satellitaire. Les points forts et les points faibles de chaque technologie ont été présentés et nous avons choisi la solution technologique correspondant le mieux aux besoins de nos partenaires industriels.

Le deuxième chapitre est dédié à la réalisation d'un filtre compact passe bande, à bande étroite à 19.825 GHz. Cette étude a principalement porté sur deux topologies de résonateurs planaires, un résonateur linéique demi-onde et un résonateur quart d'onde. Il ressort de cette analyse, que les deux types de résonateur présentent quasiment le même facteur de qualité à vide, par contre, au niveau des dimensions, le filtre quart d'onde permet une réduction significative de la taille du filtre. En revanche la structure devient très sensible aux variations de dimensions et est donc très difficilement réalisable. Les filtres conçus avaient pour objectif une intégration dans un récepteur de télécommunication. L'étape suivante a donc consisté à faire subir aux filtres des tests de qualification spatiale. Une étude spécifique sur l'effet du choc thermique sur le filtre a également été proposée.

Le troisième chapitre de ce manuscrit a été consacré à la conception, puis à la réalisation de filtres dans le domaine submillimétrique.

- Dans un premier temps, un filtre passe-bande à deux pôles utilisant deux résonateurs demi-onde fonctionnant en bande W (150 GHz) a été conçu et fabriqué. Les mesures du dispositif ont permis de valider la topologie du filtre.
- Dans un deuxième temps, nous avons conçu deux filtres cinq pôles, toujours à 150 GHz, utilisant la même topologie de silicium micro-usiné. Deux topologies qui diffèrent aux niveaux des systèmes d'excitation ont été proposées.
- La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la conception de structures périodiques, à bande interdite, insérées dans un guide d'onde micro-usiné. Une topologie de résonateur et de filtre utilisant des patches métalliques a été développée.

La technologie du micro-usinage a permis la conception de filtres répondant aux problèmes d'interconnexion, ainsi qu'aux contraintes de coût et d'encombrement, et se pose donc comme une concurrente de la technologie guide d'ondes.

Enfin, le chapitre quatre décrit les différents composants et matériaux utilisés pour réaliser des structures accordables. Une attention particulière aux MEMS et à leurs différents types d'actionnement a été portée. Une cavité accordable, grâce à des capacités variables MEMS, a ainsi été conçue à 150 GHz.

Liste des titres et travaux

Revue internationale

- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Pierre Blondy, Jerome Puech**
« 2 Pole Micromachined Bandpass Filter at 150 GHz with 4% 3 dB-Bandwidth »
Acceptée à IEEE electronic letters.

Conférences européennes ou internationales

- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Pierre Blondy, Olivier Vendier**
« Micromachined filters for space applications »
European Frequency and Time Forum, EFTF 2008, Toulouse, France
- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Pierre Blondy, J.C. Orhac, J. puech, C. Goldstein**
« A 2 pole micromachined bandpass filter at 150 GHz »
IEEE, ICECS, International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2007,
Marrakech, Morocco
- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Pierre Blondy, Wolfgang Tschanum, Olivier Vendier**
« Micromachined filters for space applications »
6th Round Table on Micro/Nano Technologies for Space, ESA, 2007 the Netherlands.
- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Paul Ferrand, Dominique baillargeat, Pierre Blondy**
« Periodic Band Gap Structure for Submillimetric Filtering »
International Workshop on Microwave Filters, 16-18 November 2009 – Toulouse, France
- **Raghida Hajj , Matthieu Chatras , Pierre Blondy , and J. Puech**
« Study of the Feeding System for a Submillimetric Micromachined Bandpass Filter »
International Workshop on Microwave Filters, 16-18 November 2009 – Toulouse, France

Conférences nationales

- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Pierre Blondy**
« **Filtre passe bande micro-usiné à 150 GHz avec 4% de bande relative** »
16èmes Journées Nationales Microondes, JNM, Mai 2009, Grenoble, France.

- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Paul Ferrand, Dominique baillargeat, Pierre Blondy**
« **Résonateur et filtre dans le domaine submillimétrique en structure périodique à bande interdite** »
16èmes Journées Nationales Microondes, JNM, Mai 2009, Grenoble, France

- **Raghida Hajj, Matthieu Chatras, Pierre Blondy**
« **Solutions Planaires pour Filtrage Submillimétrique** »
GDR OndesGT4, Novembre 2009, Paris, France

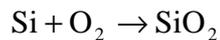
Annexe A

I. OXYDATION THERMIQUE

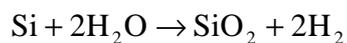
Une couche d'oxyde de Silicium (SiO_2) est utilisée comme masque pour venir attaquer ponctuellement le Silicium. Le motif est alors dessiné par lithographie. Il existe deux méthodes pour obtenir cette couche, par voie sèche ou humide.

Le dépôt est obtenu par la croissance d'un oxyde de Silicium à partir d'une réaction d'oxydation du Si du wafer à une température proche de 1000°C .

Pour la voie sèche, la réaction est :



Et pour la voie humide :



Des couches d'oxyde de Silicium d'un micron peuvent alors être réalisées. Cette étape est réalisée à l'AIME à Toulouse. Nos wafers ont alors un dépôt pleine plaque sur les deux faces.

II. PRINCIPE DE L'ÉVAPORATION

Les matériaux à évaporer sont placés dans un creuset chauffé au-delà de la température d'évaporation du matériau. Ceci s'effectue dans une enceinte, sous un vide poussé (10^{-6} millibar). Le chauffage des creusets est effectué grâce à un fort courant électrique (100 à 160 Ampère, selon le métal). Les atomes ainsi arrachés vont alors se déposer sur la cible. La figure II.6 présente cette technique.

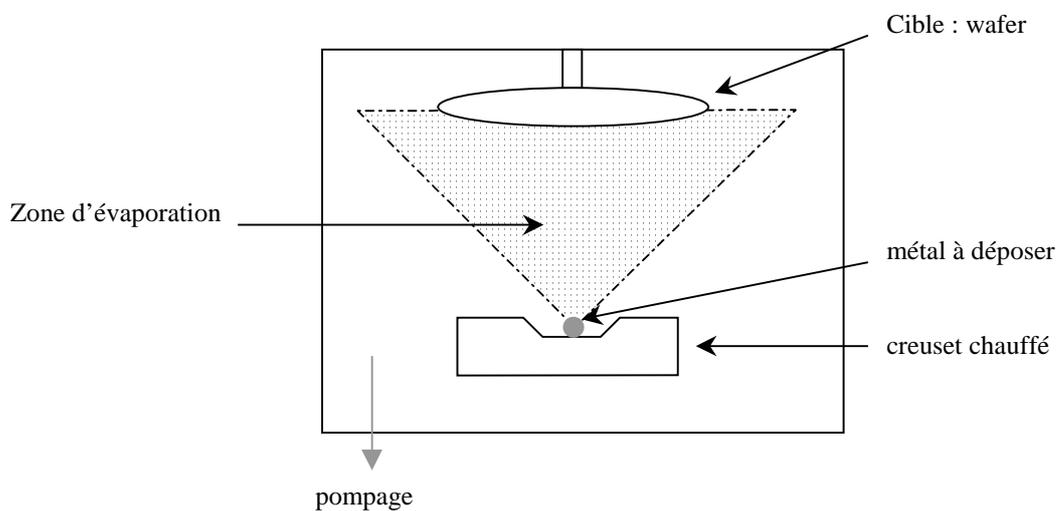


Figure X : Principe du dépôt par évaporation

A XLIM, nous disposons d'un tel équipement. Sauf indication particulière, tous nos dépôts métalliques ont donc été réalisés par évaporation.

Il est relativement facile à mettre en œuvre, cependant, son rendement n'est pas très bon à cause de la large zone d'évaporation. On essaie donc de faire des dépôts collectifs avec plusieurs wafers en même temps.

III. LE DÉPÔT ELECTROLYTIQUE

Ce dépôt est réalisé dans une cuve électrolytique par transport d'ions Au^+ vers la cathode. Le substrat à recouvrir est alors fixé sur cette électrode. Une fine couche d'accrochage d'or est cependant indispensable. Elle a été ainsi préalablement déposée par évaporation.

Ce dépôt électrochimique s'ajoute donc au premier dépôt avec l'avantage d'être peu coûteux et d'avoir un très bon rendement. Des épaisseurs de plusieurs microns peuvent ainsi être facilement réalisées.

IV. PHOTOLITHOGRAPHIE

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 II.1 présente le comportement d'un masque vis à vis de la lumière.

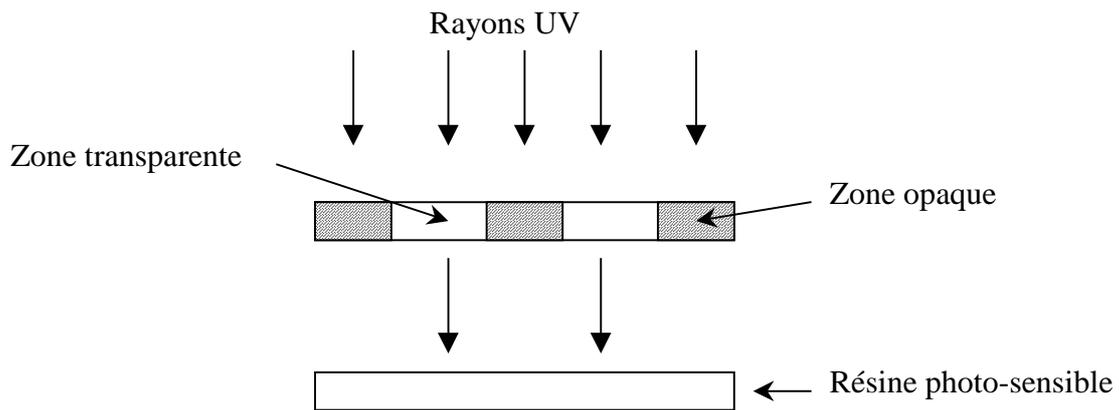


Figure II.1 : Filtrage spatial de la lumière par le masque

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.

Le dépôt de cette résine photosensible s'effectue à la tournette. L'épaisseur déposée dépend alors de la vitesse de rotation de la tournette et de la viscosité de la résine. La figure II.2 présente l'évolution de l'épaisseur de résine S18.18 [7] en fonction de la vitesse de rotation.

C'est cette résine que nous avons couramment utilisée durant nos fabrications.

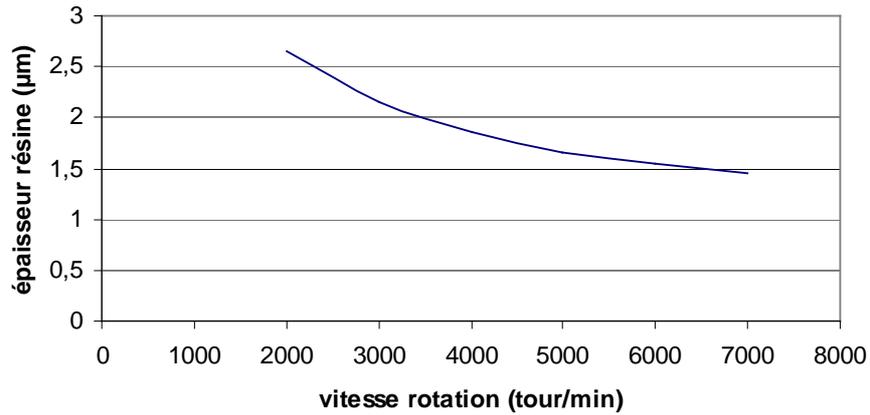


Figure II.2 : Épaisseur de résine en fonction de la vitesse de rotation

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. Les figures II.3 et II.4 présentent les différentes étapes d'une lithographie pour une résine positive et négative.

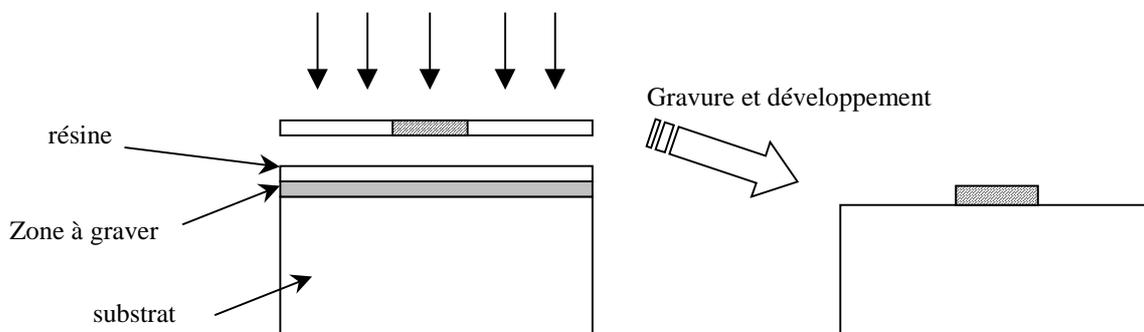
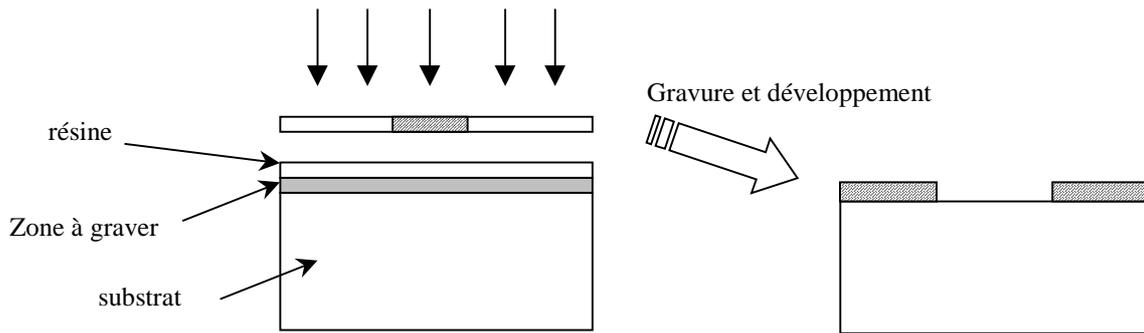


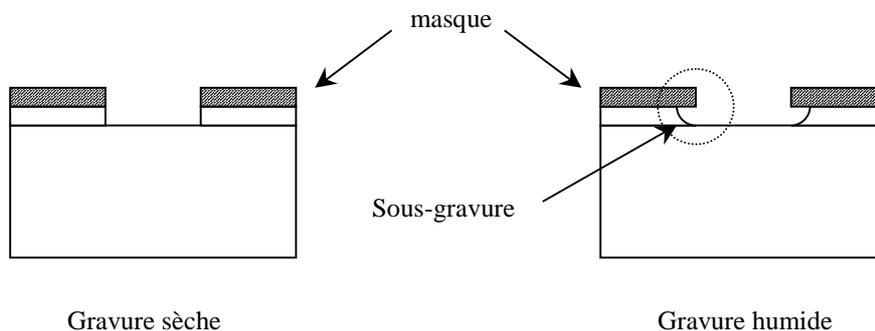
Figure II.3 : Motif avec une résine positive**Figure II.4 : Motif avec un résine négative**

Remarque : la résine 18.18 que nous avons utilisée est une résine positive.

V. GRAVURE

Le matériau est gravé par des attaques chimiques en solution. Ce type de gravure a généralement un caractère isotropique (sauf pour le silicium dans le TMAH ou de KOH).

La figure II.8 présente une comparaison entre une gravure anisotropique par voie sèche et une gravure isotropique par voie humide.

**Figure II.5 : Comparaison entre gravure sèche et humide**

On s'aperçoit alors que les temps de développement lors de la gravure humide doivent être très bien contrôlés pour éviter les sous-gravures.

Pour une grande facilité de mise en œuvre et pour de très faibles coûts de fonctionnement, nous avons utilisé la gravure humide. Lors de notre fabrication, nous avons été conduits à graver les matériaux présentés dans le tableau 1, en précisant pour chacun la solution de gravure utilisée.

Matériaux	SiO ₂	Si	Au	Cr	Résine 18.18
Sol. gravure	HF	TMAH – KOH	KI ₂	Cr etch	Acétone

Tableau 1 : Matériaux avec leurs agents de gravure

Bien évidemment, les solutions de gravure doivent avoir de fortes sélectivités envers les différents matériaux. Par exemple, lors de la gravure du Si, les couches d'Au, de Cr ou de SiO₂ doivent résister.

Parmi les différents types de gravures humides, nous allons présenter en détails, le micro-usinage volumique du Si.

VI. Micro-usinage volumique du Si (voie humide)

Le micro-usinage de substrat a pour but de supprimer le substrat dans des zones où se propageront les champs électromagnétiques. Le but est de remplacer un milieu où la propagation s'effectuera avec pertes (matériaux, ϵ_r , $\text{tg}\delta$) par un milieu sans pertes (air, $\epsilon_r = 1$, $\text{tg}\delta \neq 0$). Afin d'expliquer plus en détails cette technique, nous allons présenter la gravure anisotropique du Silicium, élément clé de la réalisation de nos circuits et cavités.

L'un des gros avantages de cette gravure chimique est qu'elle offre une bonne précision, une vitesse de gravure correcte ($\approx 1 \mu\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$) et de très faibles coûts (comparés à la gravure sèche par plasma). De plus, elle est très simple à mettre en œuvre et ne requiert aucun matériel spécifique.

La gravure anisotropique du Si est donc une réaction chimique entre une solution de gravure et le silicium. L'élément primordial est que la cinétique de cette réaction dépend de l'orientation cristallographique des surfaces en contact avec la solution.

La figure II.9 présente en détail une gravure anisotropique.

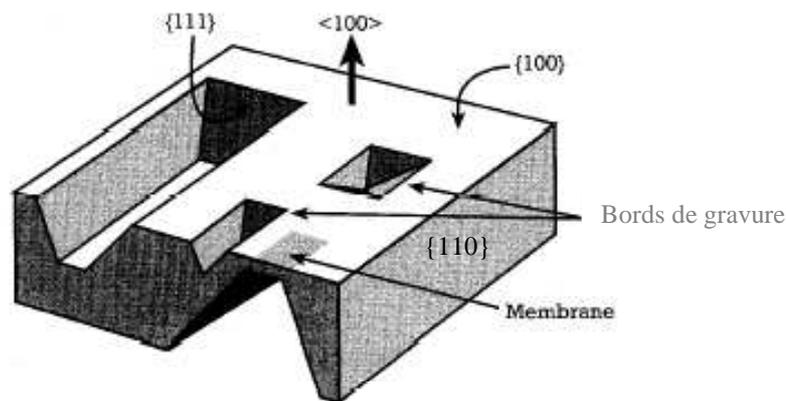


Figure II.6 : Gravure anisotropique

Le substrat est orienté (100) et le masque de gravure a été dessiné dans la direction (110). Lors de la gravure le plan (111) n'est pas attaqué (du moins d'une manière négligeable par rapport aux autres directions). Il sert alors d'arrêt naturel lors de la gravure. On obtient ainsi une pyramide à base rectangulaire (figure II.10).

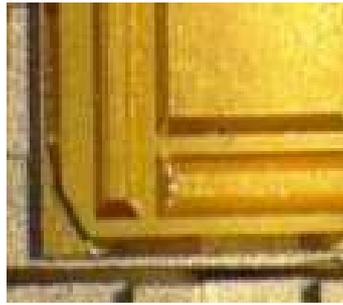
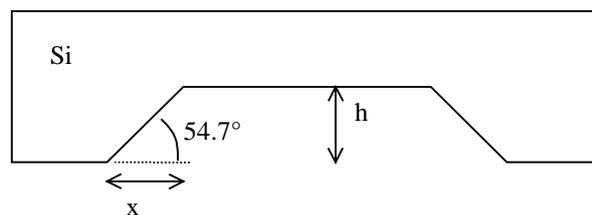


Figure II.7 : Photographie d'un substrat micro-usiné

Il est à noter qu'il existe un angle d'attaque, lors de la gravure sur silicium (100), de $54,7^\circ$, comme le présente la figure II.11.

On peut alors connaître aisément la profondeur de gravure en mesurant la distance x grâce à un projecteur de profil.

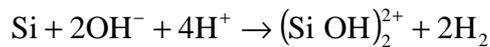


$$\begin{aligned} \operatorname{tg} 54,7 &= \frac{h}{x} \\ \Rightarrow \boxed{h = x \operatorname{tg} 54,7} \end{aligned}$$

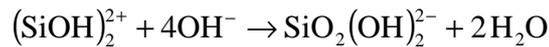
Figure II.8 : Angle d'attaque du silicium

Les solutions de gravure du silicium présentant un caractère anisotropique sont les hydroxydes dont les principaux sont KOH, NaOH, NH_4OH ou TMAH.

La réaction est une oxydation du silicium par les hydroxydes pour former un silicate :



Les silicates réagissent ensuite avec les hydroxydes pour former un complexe soluble dans l'eau :



Les solutions chimiques les plus utilisées pour la gravure anisotropique du Silicium sont l'hydroxyde de potassium (KOH) et le tétraméthyl ammonium hydroxyde (TMAH).

Avec de telles solutions, à 85°C, on atteint sans problème des vitesses de gravure de 1 $\mu\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$ avec une anisotropie de gravure entre les plans (111) et (100) proche de 1 pour 400.

En plus d'une sélectivité cristallographique, ces solutions de gravure chimique doivent présenter une sélectivité de matériaux. En effet, lors du micro-usinage, beaucoup de matériaux sont plongés avec le silicium dans le bain de gravure. Ils devront résister à la réaction chimique. Nous pouvons ainsi citer :

- Les métaux (Cr, Ti, Au, ...).
- Les oxydes SiO_2 .
- La membrane sur laquelle sera suspendu le circuit (BCB).

Des essais, présentés dans [8] ont mis en évidence une vitesse d'attaque du SiO_2 (servant de masque lors de la gravure) dans le TMAH de 7 $\text{nm}\cdot\text{h}^{-1}$ à 85°C. Le tableau 2 établit une comparaison des cinétiques de réaction.

Matériaux	Cinétique de gravure
SiO ₂	7 nm.h ⁻¹
Si	40 μm.h ⁻¹

A 85°C et concentration TMAH à 25 %

Tableau 2 : Comparaison des cinétiques de gravure

L'oxyde de Silicium, très peu attaqué par le TMAH, pourra donc nous servir de couche de masque pour protéger le silicium non attaqué.

La gravure anisotropique du Si nécessite que le silicium soit accessible par la solution de gravure et délimité par un masque résistant à cette solution ailleurs. Ceci est illustré sur la figure II.12.

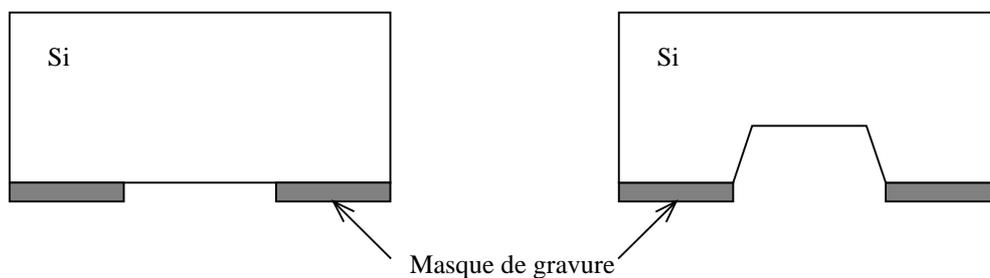


Figure II.9 : Sélection de la zone à graver par le masque

La définition de ces ouvertures est réalisée en utilisant les techniques classiques de photolithographie. Pour nos circuits, nous avons utilisé, comme masque de gravure un duo Cr+SiO₂ résistant très bien au TMAH.

VII. ASSEMBLAGE

Une fois les différents éléments du circuit réalisés, il faut les assembler les uns aux autres. La figure II.13 montre une structure micro-usinée et blindée, formée par trois substrats. Un substrat haute résistivité est utilisé pour le circuit sur membrane et deux substrats basse résistivité pour les cavités de blindage.

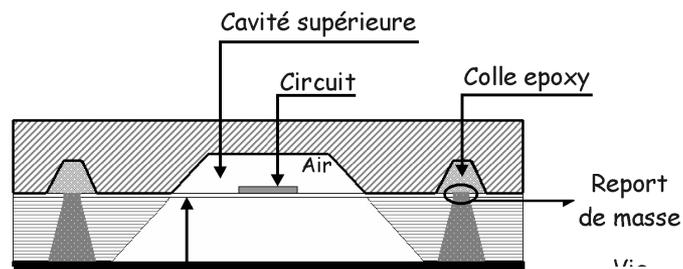


Figure II.10 : vue en coupe d'un élément suspendu sur une membrane

Le but de cette étape est d'assurer une isolation électromagnétique et mécanique du circuit sur membrane. La photo de la figure II.14 montre la zone de gravure pour réaliser la cavité, ainsi que les vias servant à effectuer cette étape.

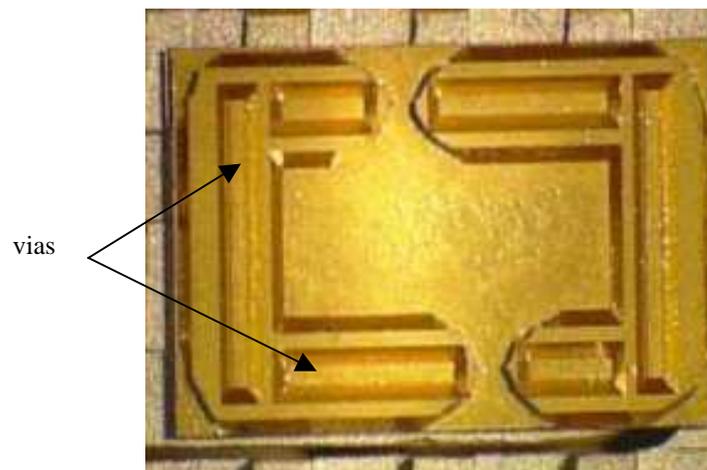


Figure II.11 : Substrat micro-usiné

Les vias sont alors remplis d'une colle conductrice à l'époxy argentée ce qui permet de blinder électriquement la structure. Après polymérisation la tenue mécanique des trois éléments est très bonne. Le circuit, une fois les trois wafers assemblés, peut être considéré comme une puce relativement solide.

L'étape la plus critique de l'assemblage est l'alignement des trois wafers. Il faut alors éviter de court-circuiter l'accès du filtre avec un mauvais alignement du substrat supérieur. Des marques d'alignement dessinées avec les motifs du circuit permettent de pallier à ce problème.

FABRICATION

La première réalisation que nous avons effectuée comportait un plan de masse en chrome et or, puis 3 couches de BCB étaient utilisées pour atteindre une épaisseur de l'ordre de 24 μm . Cette structure est proposée figure 13 :

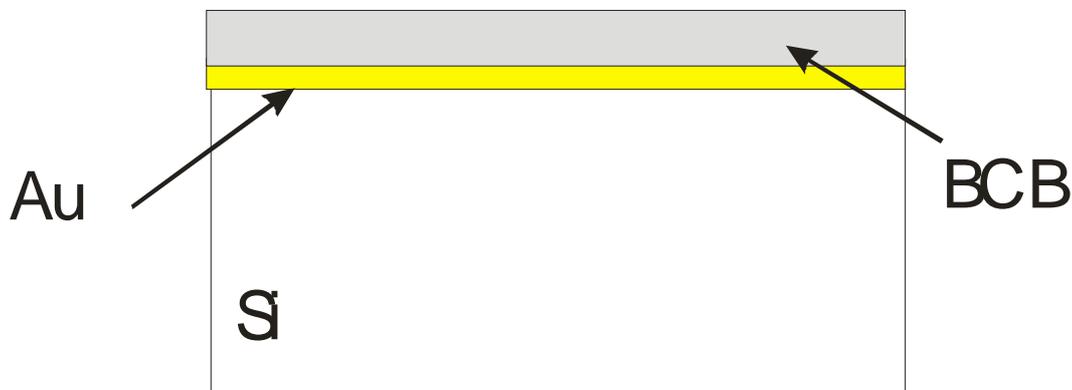


Figure 13 : géométrie initiale

Nous avons utilisé sous la couche d'or une couche d'accrochage de chrome qui permet d'avoir une bonne adhérence entre la métallisation en or et le substrat de silicium. Cette couche de Cr a une épaisseur de 300 \AA . En ce qui concerne la couche d'Au, elle se comporte d'une couche évaporée de 1500 \AA suivie d'un dépôt électrolytique permettant d'atteindre une épaisseur de 2 à 3 μm . La polymérisation du BCB se fait après chaque couche déposée. L'objectif est de polymériser suffisamment la première couche avant de déposer la suivante, sans que la polymérisation de la suivante n'endommage la précédente.

L'étape suivante est le dépôt de la métallisation sur la face avant. Les mêmes techniques ont été utilisées pour cette couche que pour le plan de masse (évaporation Cr + Au et électrolyse d'Au). Malheureusement nous avons rencontré bon nombre de problèmes.

I. BCB MULTICOUCHE

Le principal a été le suivant :

Décollage du BCB dans le bain d'électrolyse pour la couche métallique de la face supérieure. Nous avons alors incriminé la polymérisation du BCB. Les temps de polymérisation que nous avons utilisés étaient les suivants :

Première couche : 20 secondes

Deuxième couche : 30 secondes

Troisième couche : 1 minute

Nous avons alors mené une série de tests sur les conditions de polymérisation pour résoudre ce problème. Le tableau 1 présente les tests que nous avons effectués, il indique le temps de polymérisation (en seconde) qui ont été effectués pour chacune des couches.

	Test 1	Test 2	Test 3	Test 4	Test 5
Polymérisation 1	30	30	40	40	60
Polymérisation 2	30	40	40	60	60
Polymérisation 3	60	60	60	60	60

Tableau 1 : temps de polymérisation (en seconde) pour chacune des couches.

En dépit de tous ces essais nous n'avons pas réussi à résoudre notre problème. Nous nous sommes alors orientés vers une nouvelle gamme de BCB qui permet d'atteindre directement une épaisseur entre 20 et 30 μm (en un seul dépôt).

II. POLYMERISATION DU BCB EPAIS

Avec ce nouveau BCB la polymérisation se fait en une seule étape, nous veillerons simplement à modifier les temps de polymérisation pour avoir un bon durcissement de la résine. Sur cette étape, nous avons rencontré à nouveau des problèmes. Lors de la polymérisation de grosses bulles apparaissaient toujours sur les bords du wafer et quelques fois également au centre. Les principaux problèmes étaient répartis sur la périphérie du wafer, à l'endroit où les effets de bord sont les plus importants.

Pour résoudre ce problème nous avons essayé de jouer sur l'épaisseur de la couche de promoteur d'adhérence sous le BCB (en jouant sur la vitesse de rotation de la tournette). Nous avons également testé l'influence de paliers pour la rotation de la tournette pour créer une accélération progressive. Ces 2 tests n'ont pas permis de résoudre le problème de bulles dans le BCB.

Nous nous sommes alors tournés vers une polymérisation en deux étapes :

- Une prépolymérisation au four avant la phase de vitrification du BCB
- Une polymérisation classique à la plaque

L'objectif de la prépolymérisation au four est d'éliminer l'air enfermé sous le BCB avant de le faire durcir et de figer la couche. Cette étape au four, permet un durcissement nettement plus progressif (20 minutes) permettant d'éliminer l'air sous le BCB. Cette modification a donné de bons résultats et l'aspect physique de la membrane après polymérisation est identique à celui des membranes 8 μm . Nous validons donc cette étape technologique.

III. DEPOT DU CIRCUIT

Nous devons maintenant déposer la couche métallique, sur le BCB, qui va être utilisée pour réaliser les lignes d'accès et les résonateurs. De la même manière que pour le plan de masse, nous utilisons une évaporation de Cr (couche d'accrochage) suivi d'une évaporation

d'or. Enfin une électrolyse est effectuée pour augmenter l'épaisseur de métallisation. La structure est alors présentée figure 14.

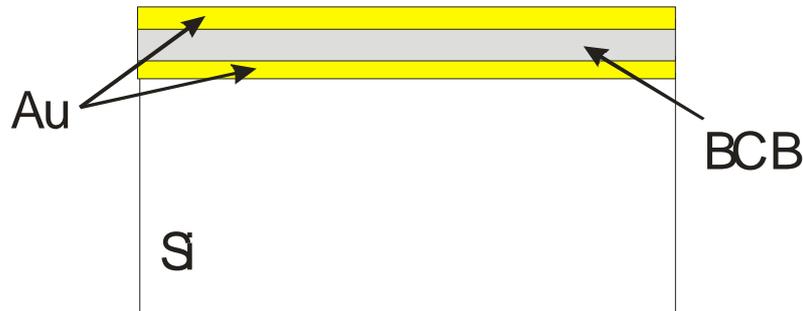


Figure 14 : dépôt de la couche métallique sur le BCB

Lors de cette étape, nous avons également rencontré des problèmes. La couche de BCB adhère très mal au plan de masse et se décolle dans les agents de gravure de l'or et du silicium. Pour résoudre ce problème nous avons mené différents tests :

- Epaisseur d'électrolyse
- Condition sur l'évaporation de l'or (épaisseur, vitesse de dépôt)
- Plan de masse réalisé par pulvérisation cathodique
- Ajout d'une couche d'accrochage entre le plan de masse et le BCB

Ce dernier test a donné de bons résultats, ainsi nous rajoutons sur notre plan de masse une couche de Cr permettant une bonne adhérence du BCB. Le plan de masse est alors composé d'une tri-couche Cr/Au/Cr. (la couche d'or est toujours composée d'une couche évaporée suivi d'une croissance électrolytique)

Le problème qui s'est ensuite posé est l'arrachage du plan de masse au substrat de silicium. Ce problème a été solutionné en jouant sur l'épaisseur de la couche d'accrochage de Cr du plan de masse.

A ce stade du process nous maîtrisons donc la réalisation du plan de masse, le dépôt de la couche de BCB d'épaisseur 27 μm et la réalisation de motifs sur la face supérieure, nous pouvons donc aborder la réalisation et la mesure de ligne sur ce substrat.

Annexe B

Il n'y a à priori pas de contraintes technologiques quant à la réalisation des membranes et des accès. Le procédé technologique permettant cette réalisation est le suivant :

Pour le circuit sur membrane, nous utilisons un substrat de silicium haute résistivité et pour les cavités supérieures et inférieures des substrats de basse résistivité.

Dépôt des couches de masque

SiO₂ (1 μm) double face et Cr (300 Å) face arrière (figure A.1)



Figure A.1 : Dépôt des couches de masque

Elimination de SiO₂ face avant aux endroits où le circuit va être suspendu (acide fluorhydrique)

Ouverture de la face arrière, en gravant le chrome et l'oxyde de silicium pour avoir accès au Si (chrome etch + acide fluorhydrique) (figure A.2)

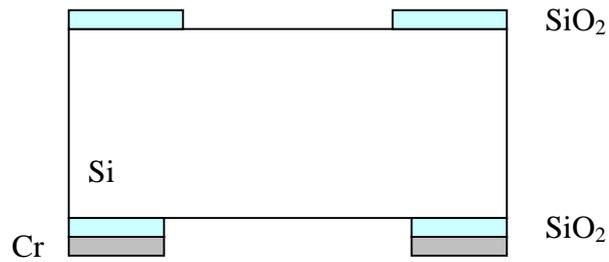


Figure A.2 : Ouverture des zones de masque

Dépôt de BCB face supérieure à la tournette ($8\ \mu\text{m}$).

Métallisation face avant :

Evaporation : Cr $300\ \text{\AA}$ + Au $1500\ \text{\AA}$

Electrolyse Au total # $3\ \mu\text{m}$

Lithographie face avant pour obtenir les motifs métalliques des circuits – gravure de l'or dans KI_2 et du chrome dans du Cr etch (figure A.3)

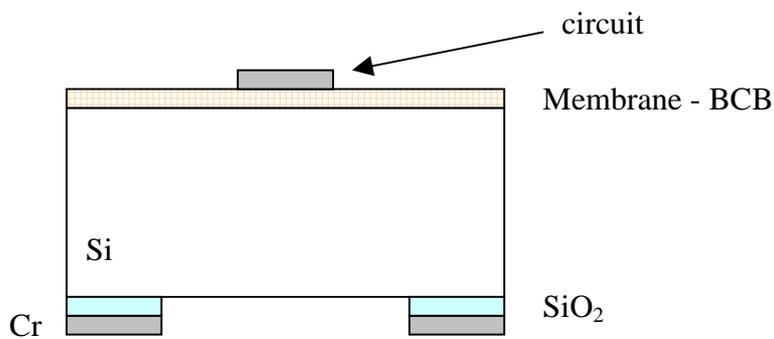


Figure A.3 : Gravure des motifs

Micro-usinage du Si dans du TMAH jusqu'à ouverture complète de la membrane (figure A.4)

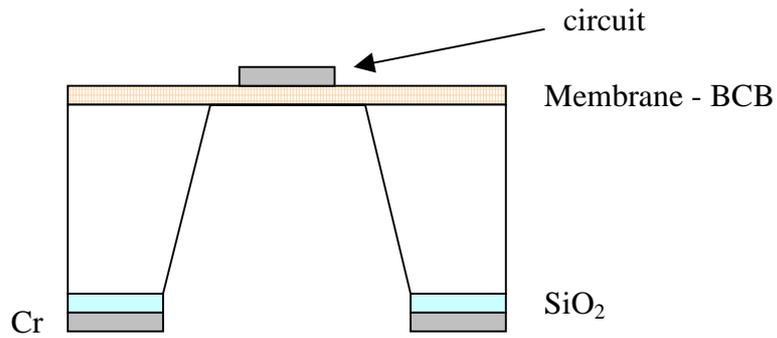


Figure A.4 : Micro-usinage du silicium

NB : Pour blinder les structures des cavités sont réalisées en répétant les étapes 1), 3), 4), 7).
Après métallisation, on obtient la figure A.5.

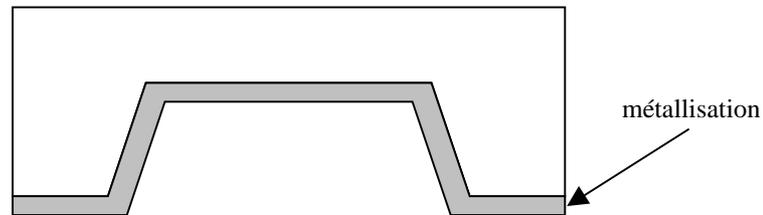


Figure A.5 : Cavité micro-usinée

On peut alors assembler les circuits et les cavités et les reporter sur une semelle métallique.

RESUME

Des filtres, à faible coût et destinés à une intégration dans des satellites, ont été fabriqués avec des techniques de micro-usinage. Dans le premier chapitre, une vue d'ensemble des filtres destinés aux télécommunications spatiales est présentée. Les différents types de filtres, ainsi que leurs avantages et inconvénients ont été détaillés. L'accent est ensuite mis sur le choix des technologies et l'intérêt du micro-usinage. La méthode de synthèse des filtres y est également expliquée. Des filtres et des résonateurs à 19.825 GHz et à 150 GHz ont alors été conçus et réalisés dans les chapitres 2 et 3 pour des applications spatiales. À 19.825 GHz, l'objectif était de concevoir un filtre offrant de bonnes performances électromagnétiques (notamment en réjection) et dont les dimensions soient parfaitement compatibles avec un récepteur fabriqué par Thales Alenia Space. Autour de 150 GHz, en exploitant le micro-usinage volumique du silicium, des filtres planaires couplés électriquement ont été étudiés. Une analyse de structures métalliques périodiques, présentant des bandes interdites électromagnétiques, a été faite. L'intérêt de ces structures est de permettre une augmentation du facteur de qualité des résonateurs. Un filtre 2 pôles à base de guide à structures périodiques a pu ainsi être conçu. Le dernier chapitre de cette thèse est consacré aux dispositifs accordables. Le domaine sub-millimétrique a toujours été visé. Après une présentation des différentes technologies permettant l'accord fréquentiel, l'intégration de capacités variables MEMS dans des cavités résonantes est retenue. Ainsi une topologie offrant un bon facteur de qualité, une intégration aisée et un large accord fréquentiel est proposée.

ABSTRACT

Low cost filters, for integration in satellites, were manufactured using micromachining techniques. In the first chapter, an overview of filters for space communications is presented. Different types of filters, their advantages and disadvantages have been detailed. Emphasis is then placed on the choice of technology and the interest of micro-machining. The method of synthesis of filters is also explained. Filters and resonators at 19,825 GHz and 150 GHz were then designed and made in Chapters 2 and 3 for space applications. At 19 825 GHz, the goal was to design a filter with good electromagnetic performance (including rejection) and whose dimensions are fully compatible with a receiver built by Thales Alenia Space. Around 150 GHz, using micromachining of silicon, electrically coupled planar filters have been studied. A periodic analysis of metallic structures, presenting electromagnetic band gap, has been made. The interest of these structures is to increase the quality factor of resonators. A two-pole filter based on periodic structures could thus be designed. The last chapter of this thesis is devoted to tunable devices. The sub-millimeter field has always been targeted. After a presentation of various technologies for the frequency agreement, the integration of MEMS capacitors in resonant cavities is chosen. Thus a topology with a good quality factor, easy integration and a wide frequency agreement is proposed.