



**HAL**  
open science

# Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC

Jonathan Garreau

► **To cite this version:**

Jonathan Garreau. Étude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC. Autre. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012. Français. NNT : 2012BRES0051 . tel-00858068

**HAL Id: tel-00858068**

**<https://theses.hal.science/tel-00858068>**

Submitted on 4 Sep 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



université de bretagne  
occidentale



**THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

*sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne*

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

*Mention : Electronique*

Ecole doctorale

Santé, Information Communications, Mathématiques, Matière  
ED SCMA 373

présentée par

**Jonathan Garreau**

*Préparée au Lab-STICC,*

*Laboratoire des Sciences et Techniques de  
l'Information, de la communication et de la*

*Connaissance, 6, avenue Le Gorgeu – CS93937  
– 29238 Brest cedex 3*

## Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride- planaire SIW en technologie LTCC

**Thèse soutenue le 5 décembre 2012**

devant le jury composé de :

**M. BEGUERET Jean-Baptiste,**

Professeur des Universités - Université de  
Bordeaux 1 - TALENCE

**M. CLAVET Yann,**

Docteur, ELLIPTIKA  
GOUESNOU

**M. CROS Dominique,**

Professeur des Universités - Université de  
Limoges - LIMOGES

**M. FERRARI Philippe,**

Professeur des Universités - INP Grenoble -  
GRENOBLE

**M. PERSON Christian,**

Professeur des Universités, Télécom Bretagne -  
BREST

**M. POTELON Benjamin,**

Maître de conférence - Université de Bretagne  
Occidentale - BREST

**M. QUENDO Cédric,**

Professeur des Universités - Université de  
Bretagne Occidentale - BREST

**M. RIUS Eric,**

Professeur des Universités - Université de  
Bretagne Occidentale - BREST

Ce projet a bénéficié du  
Soutien financier de :



et





## Remerciements

Ces travaux de thèse sont loin d'être le fruit d'une seule et même personne. Bien qu'ayant été le principal acteur, c'est avant tout grâce à mon entourage, tant professionnel que privé, que cette aventure a pu être menée à bien jusqu'à son terme.

J'adresse avant tout mes remerciements aux membres du jury : le professeur Jean-Baptiste BEGUERET pour avoir accepté de le présider, les professeurs Dominique CROS et Philippe FERRARI pour leurs rapports encourageants, et le professeur Christian PERSON pour toutes les questions délicates qu'il n'a pas posé. Un clin d'œil particulier à Yann CLAVET, qui passait pour la première fois du côté des évaluateurs. Je n'oublie évidemment pas Lidwine RAYNAUD, contact privilégié à TAS, que je regrette de n'avoir rencontrée qu'à cette soutenance. Merci Lidwine pour ta réactivité, ta disponibilité, et la touche féminine que tu as apporté à cette soutenance.

Ce jury ne serait pas complet sans l'équipe de choc composée des 4 mousquetaires. Difficile évidemment de choisir par qui commencer. Eric, Cédric, Jeff et Benj', merci encore pour toute l'énergie que vous m'avez consacré. Bien au delà des pourcentages d'encadrement officiels, je sais bien que vous essayez de vous rendre disponibles au maximum pour vos chers petits. Jeff, j'ai apprécié les discussions tatillonnes sur des points théoriques, tout comme la bonne humeur permanente et les anecdotes salées. Cédric, merci pour ta proximité et tes efforts pour te rendre disponible malgré ton agenda de ministre. Eric, oserais-je dire « grand gourou » de la secte des filtreurs du Lab-STICC, merci aussi pour l'attention et la confiance que tu as pu me témoigner. Tes blagues... comment dire... *raffinées*, et tes « c'est bon, restez assis... » ont rythmé mon quotidien avec bonne humeur pendant trois ans. Et le petit dernier : Benjamin. Merci d'abord pour ton professionnalisme, indispensable dans cette équipe pour maintenir le cap dans certaines réunions. Merci pour la confiance et les encouragements, mais aussi pour les débats animés sur certaines divergences de points de vue. Je garde également un excellent souvenir de notre *trip* au Canada (à prononcer avec l'accent).

Je souhaiterais exprimer ma profonde gratitude à toute l'équipe de ThalesAleniaSpace de Toulouse : Lidwine, Cécile, Barbara, Jean-Claude, Pascal, Hervé, ainsi que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin au bon déroulement de cette étude. Je remercie également Rémi SEGALLEN de Thales Brest pour sa présence lors de la soutenance.

Je ne pourrais évidemment pas oublier toute la clique des doctorants et docteurs du Lab-STICC avec qui j'ai sincèrement passé de très bons moments : Carles, Daouda et Mich', mes compagnons de millésime ; les anciens (et oui) Ado, Steph' et Fara, qui ont su transmettre les bases d'une ambiance décalée ; Mat' et son *vélo* ; Hakim et « *ses lunettes noires qu'on voit quand même son regard* » ; les *non-filtreurs* : Youli Paola, Sandra et son alto, Armel de l'ADREL, Manu (intenable en soirée), Sheriff, Yasamine, Ali et ses calibrations aux p'tits oignons. Et je garde mon préféré pour la fin : mon cousin

Abbas. Merci pour ta sincérité, ton humanisme profond, et aussi pour toutes les discussions sur des sujets plus ou moins existentiels à travers lesquels j'ai beaucoup appris. Merci à vous tous, chers collègues et amis, pour le brin de folie et de vie que vous avez su apporter, chacun à votre manière. J'espère sincèrement que nos chemins se recroiseront un jour. Merci également à tous les membres du Lab-STICC qui ont contribué de près ou de loin à ces travaux.

L'environnement familial a également joué un très grand rôle. C'est pourquoi je voudrais aussi adresser un grand merci à mes parents, Polo et Ronan pour la préparation d'un pot de thèse hors compétition. Et surtout, un très grand merci à celle sans qui je ne serai probablement pas arrivé au bout. Parce qu'elle a su être plus tenace que moi et m'imposer de finir ce travail, parce qu'elle a aussi dû redoubler d'effort pour que je puisse avoir du temps et me concentrer, je remercie tendrement Eva.

Pour finir, j'aimerais croire que cette thèse, comme la recherche en général, est un aperçu de demain, un avant-goût de l'avenir, un tout petit bout de ce qui nous attend dans les prochaines années. C'est pourquoi je souhaite plus particulièrement, et non sans émotion, dédier cet *ouvrage* à Louise, Sarah, Titouan, Morgan et bien sûr, mon Manu. En osant croire qu'un jour peut être, ils reconnaîtront leur prénom en lisant ces lignes.



# Table des matières

---

<b>Introduction générale.....</b>	<b>5</b>
<b>Chapitre 1 Contexte général de l'étude.....</b>	<b>11</b>
1.1 Introduction.....	13
1.2 Les satellites artificiels.....	14
1.2.1 Définition et domaines d'application.....	14
1.2.2 Charge utile d'un satellite de télécommunication.....	16
1.2.3 Contraintes physiques propres au domaine spatial.....	17
1.3 Les filtres hyperfréquences.....	18
1.3.1 Définition d'un filtre micro-onde et terminologie utilisée.....	18
1.3.2 Pertes d'insertion et coefficients de qualité.....	19
1.4 Technologies de filtres dans le domaine spatial.....	22
1.4.1 La technologie volumique.....	22
1.4.2 Les technologies planaires.....	24
1.4.2.1 La technologie micro-ruban.....	24
1.4.2.2 La technologie coplanaire.....	25
1.4.2.3 La technologie triplaque.....	26
1.4.2.4 Les autres technologies planaires.....	26
1.4.3 Les filtre hybrides SIW.....	27
1.4.4 La technologie LTCC.....	29
1.4.4.1 Description et généralités.....	29
1.4.4.2 Substrat LTCC Heraeus Heratape® CT765.....	31
1.4.4.3 Règles de conception.....	32
1.4.5 La technologie stéréolithographie 3D.....	34
1.5 Conception de filtre assistée par ordinateur.....	36
1.5.1 Simulation circuit.....	36
1.5.2 Simulation électromagnétique 2.5D.....	38
1.5.3 Simulation électromagnétique 3D.....	39
1.6 Conclusion.....	40
Bibliographie.....	43

<b>Chapitre 2 Étude et réalisation d'un filtre simple SIW en technologie LTCC.....</b>	<b>47</b>
2.1 Introduction.....	49
2.2 Spécifications.....	50
2.3 Cavité résonante SIW.....	51
2.3.1 Dimensions et fréquence de résonance.....	51
2.3.2 Dimensions et facteur de qualité.....	54
2.3.3 SIW : règles de conception.....	57
2.4 Synthèse et topologie.....	61
2.4.1 Ordre du filtre.....	62
2.4.2 Coefficients et matrice de couplage.....	62
2.4.3 Topologie du filtre.....	64
2.5 Couplages.....	66
2.5.1 Couplages d'accès.....	66
2.5.1.1 Choix des éléments de couplage.....	66
2.5.1.2 Dimensions et position des éléments de couplage.....	68
2.5.1.3 Abaque de couplage d'accès.....	69
2.5.2 Couplages horizontaux.....	73
2.5.3 Couplages verticaux.....	77
2.5.4 Réflexion sur l'influence des éléments de couplages.....	79
2.6 Conception, simulations et mesures.....	81
2.6.1 Simulation électromagnétique.....	81
2.6.2 Réglages électromagnétiques.....	82
2.6.3 Mesures et rétro-simulations.....	86
2.7 Conclusion.....	90
Bibliographie.....	91
<b>Chapitre 3 Étude et réalisation d'un filtre SIW complexe à forte réjection.....</b>	<b>93</b>
3.1 Introduction.....	95
3.2 Spécifications.....	96
3.3 Synthèse et Topologie.....	97
3.3.1 Séparation des problèmes.....	97
3.3.2 Synthèse du filtre de référence.....	98
3.3.3 Ajout des résonateurs en absorption et matrice de couplage.....	100
3.3.4 Topologie du filtre complet.....	104
3.4 Dimensions du filtre.....	106
3.4.1 Dimensions des résonateurs.....	106
3.4.2 Dimensions des éléments de couplage.....	107
3.5 Étude de dispersions.....	110

3.5.1 Dispersions en température.....	110
3.5.2 Dispersions technologiques sur la permittivité relative.....	112
3.5.3 Dispersions technologiques sur les dimensions.....	112
3.6 Réglages post-fabrication ou post-réglages.....	115
3.6.1 Principe d'accord post-fabrication d'une cavité SIW.....	115
3.6.1.1 Réglage vers les basse-fréquences.....	115
3.6.1.2 Réglage vers les hautes fréquences.....	118
3.6.1.3 Report des accès.....	118
3.6.2 Post-réglage monodirectionnel.....	121
3.6.3 Post-réglage bidirectionnel.....	125
3.7 Simulations, fabrication et mesures.....	128
3.7.1 Simulations.....	129
3.7.1.1 Filtre sans post-réglage.....	129
3.7.1.2 Filtre avec post-réglage monodirectionnel.....	130
3.7.1.3 Filtre avec post-réglage bidirectionnel.....	133
3.7.2 Fabrication des filtres.....	135
3.7.3 Mesures.....	138
3.7.3.1 Mesures des filtres.....	138
3.7.3.2 Mesures des possibilités de post-réglage.....	142
3.8 Conclusion.....	145
Bibliographie.....	147
<b>Conclusion générale et perspectives.....</b>	<b>149</b>
Conclusion générale.....	151
Perspectives.....	153
Bibliographie.....	159
Liste des travaux.....	161
<b>Annexes.....</b>	<b>163</b>
<b>A.1 Fils de bonding.....</b>	<b>165</b>
<b>A.2 Motifs de tests.....</b>	<b>167</b>



# Introduction générale



## Introduction générale

La maîtrise de la communication et de l'information est un atout primordial dans les stratégies de pouvoir, qu'elles soient militaires, politiques ou commerciales. Celui qui est capable de transmettre l'information plus vite prend l'avantage sur les autres. Tel est le moteur de la croissance et du progrès dans le domaine des télécommunications. L'omniprésence grandissante des dispositifs communicants témoigne de l'expansion exponentielle qu'a connu ce domaine depuis les premières communications sans fils. Notre quotidien est accompagné, voire assisté, par une pléthore de gadgets usant de technologies sans fils dont nous sommes chaque jour plus dépendant. À l'époque du *all-in-one*, la multiplication des applications au sein d'un même appareil nécessite l'utilisation de composants toujours plus performants, petits et peu gourmands en énergie. Malgré l'avènement de l'ère du tout numérique, les contraintes sur les composants analogiques continuent de se durcir. Au cœur de ces systèmes, les filtres ont une importance grandissante. Ils sont nécessaires à la quasi-totalité des étages d'un système de transmission de données, de l'émission à la réception, en passant par les traitements. Chaque domaine utilisant des télécommunications nécessite inmanquablement l'usage de filtres. C'est le cas notamment des télécommunications spatiales, aussi diverses soient-elles.

Si les contraintes imposées aux éléments filtrants semblent parfois tendues pour des équipements terrestres, ceux qui équipent les charges utiles de satellites doivent répondre à des exigences de très haut niveau. Les contraintes de fiabilité et d'encombrement sont particulièrement drastiques du fait de l'environnement de fonctionnement. Le choix des matériaux s'en retrouve par ailleurs limité, ce qui réduit les possibilités d'innovation. Cependant, l'amélioration de la précision et de la fiabilité, à la fois dans la confection des matériaux et dans les technologies de fabrication des dispositifs, ouvre de nouvelles perspectives d'innovation et d'amélioration des composants. Ces travaux de thèse ont ainsi été motivés par ce souci d'apporter toujours plus de performance et de fiabilité, pour un encombrement moindre en tirant profit du potentiel offert par l'association du concept SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) et de la technologie LTCC (*Low Temperature Cofired Ceramics*).

Le premier chapitre permettra d'introduire le contexte de ces travaux. Après avoir exposé le détail des contraintes propres au domaine d'application, la terminologie employée et les caractéristiques permettant d'évaluer et de comparer les différentes solutions seront définies. Un rapide tour d'horizon des solutions existantes permettra de faire ressortir la problématique propre à des applications de filtrage dans le domaine spatial. Une description plus détaillée sera donnée pour le cas de la technologie LTCC et du concept SIW puisqu'ils sont la base de ce sujet d'étude. Enfin, une section sera consacrée aux outils informatiques, si précieux pour la conception de filtres hyperfréquences.

La deuxième partie démontrera par un exemple simple, la faisabilité et l'intérêt d'un filtre SIW en technologie LTCC avec un substrat de forte permittivité. Après avoir rappelé les règles de conceptions du SIW, une synthèse classique sera utilisée pour obtenir les coefficients de couplages théoriques. Des programmes informatiques seront réalisés pour permettre de gagner du temps en automatisant certaines démarches d'extraction de données par la simulation. Le filtre sera ensuite conçu sous un logiciel de simulation, puis fabriqué et mesuré. Une analyse des résultats sera faite.

Un exemple plus complexe sera présenté en troisième partie de cette étude. Des spécifications dures qui nécessitent l'utilisation d'une topologie particulière mettront à l'épreuve l'association SIW/LTCC. Après avoir réutilisé les outils présentés en seconde partie, nous irons plus loin en proposant l'ajout de dispositifs permettant de finaliser le filtre après sa fabrication. Trois filtres différents seront ainsi conçus et fabriqués et tenteront de répondre aux spécifications.

Ce document sera enfin clôturé par une conclusion, reprenant l'ensemble des résultats et apportant une analyse qui se voudra objective. Des propositions seront faites quant à la poursuite de cette étude, et offriront des perspectives d'amélioration de ce sujet encore jeune.

Cette thèse a été cofinancée par la région Bretagne et ThalesAleniaSpace. Le travail s'est déroulé dans le cadre d'une collaboration très proche entre le Lab-STICC et ThalesAleniaSpace, ce dernier ayant exprimé le besoin de départ et suivi de très près le déroulement des travaux.





# Chapitre 1

## Contexte général de l'étude

### Sommaire

---

1.1 Introduction.....	13
1.2 Les satellites artificiels.....	14
1.2.1 Définition et domaines d'application.....	14
1.2.2 Charge utile d'un satellite de télécommunication.....	16
1.2.3 Contraintes physiques propres au domaine spatial.....	17
1.3 Les filtres hyperfréquences.....	18
1.3.1 Définition d'un filtre micro-onde et terminologie utilisée.....	18
1.3.2 Pertes d'insertion et coefficients de qualité.....	19
1.4 Technologies de filtres dans le domaine spatial.....	22
1.4.1 La technologie volumique.....	22
1.4.2 Les technologies planaires.....	24
1.4.2.1 La technologie micro-ruban.....	24
1.4.2.2 La technologie coplanaire.....	25
1.4.2.3 La technologie triplaque.....	26
1.4.2.4 Les autres technologies planaires.....	26
1.4.3 Les filtre hybrides SIW.....	27
1.4.4 La technologie LTCC.....	29
1.4.4.1 Description et généralités.....	29
1.4.4.2 Substrat LTCC Heraeus Heratape® CT765.....	31
1.4.4.3 Règles de conception.....	32
1.4.5 La technologie stéréolithographie 3D.....	34
1.5 Conception de filtre assistée par ordinateur.....	36
1.5.1 Simulation circuit.....	36
1.5.2 Simulation électromagnétique 2.5D.....	38
1.5.3 Simulation électromagnétique 3D.....	39
1.6 Conclusion.....	40
Bibliographie.....	43



## 1.1 Introduction

L'explosion des besoins en télécommunication touche très largement le domaine spatial. Les satellites artificiels ont à supporter des charges utiles de plus en plus imposantes de par le nombre de fonctions qu'elles assurent. Leur poids ne pouvant techniquement pas augmenter indéfiniment, la miniaturisation devient un aspect primordial dans la conception des dispositifs qui les composent. Parmi ceux-ci, les filtres n'échappent pas à la règle, et les exigences en termes de performance et de sélectivité sont de plus en plus élevées.

Ce premier chapitre a pour objectif de définir le contexte de l'étude, et de présenter un rapide état de l'art du filtrage hyperfréquence. Ce dernier, sans avoir la prétention d'être exhaustif, devrait permettre de se faire une idée de l'ensemble des solutions existantes et utilisées dans le cadre des télécommunications spatiales.

Après une présentation succincte des satellites artificiels, la notion de filtrage hyperfréquence sera introduite de manière simple, dans la limite des besoins de cette étude. La terminologie qui y est utilisée sera ensuite détaillée. Nous verrons dans ce chapitre un panel de technologies, techniques et concepts tentant d'approcher cet objectif de performance/encombrement. Il sera donné pour chacun d'eux, les principaux avantages et inconvénients qu'ils présentent. Nous nous arrêterons sur deux points particuliers : le concept du SIW et la technologie LTCC. Ces derniers sont la base même de ces travaux, et nous en donnerons plus de détails. Après une section dédiée à la conception par ordinateur, nous finirons par une conclusion, qui récapitulera la problématique du filtrage hyperfréquence, et introduira la solution que nous proposons ici.

## 1.2 Les satellites artificiels

### 1.2.1 Définition et domaines d'application

Un satellite est par définition un *corps qui gravite autour d'une masse prépondérante, en particulier autour d'une planète* (Larousse en ligne). La gravitation, associée à la force centrifuge, nous permet donc de maintenir à une altitude constante ces appareils de très haute technologie. Depuis le lancement de *Spoutnik-1* en 1957, l'homme n'a cessé d'envoyer des équipements dans l'espace, chacun étant plus perfectionné que le précédent. Si autrefois leur utilité ne paraissait pas évidente, les satellites artificiels semblent aujourd'hui indispensables au fonctionnement de notre société. Leurs applications se diversifient, allant de la cartographie terrestre, à l'étude de l'espace, en passant par la météorologie, le renseignement, la surveillance... Cependant, les télécommunications restent un axe majeur, ne serait-ce que pour communiquer avec le satellite lui-même, ou pour en recevoir des résultats de mesures et d'expérimentations.

Les données, aujourd'hui numériques, sont transmises via des signaux analogiques à des fréquences ou des bandes de fréquences bien précises et réglementées. Le Tableau 1 rappelle les bandes de fréquences utilisées en télécommunications spatiales, ainsi que leurs applications [1]. Les bandes de fréquences allouées aux liaisons montantes (ou ascendantes : de l'équipement terrestre vers le satellite) sont différentes de celles allouées aux liaisons descendantes (du satellite vers l'équipement terrestre). Cette distinction permet d'éviter un certain nombre d'interférences. Par ailleurs, les liaisons descendantes sont effectuées à des fréquences plus basses pour des questions de production à bord de la puissance d'émission. L'affaiblissement d'une onde se propageant en espace libre croît proportionnellement au carré de la fréquence de celle-ci [2]. L'énergie nécessaire à l'émission d'une onde pour qu'elle soit réceptionnée à des niveaux acceptables est donc moindre à des fréquences plus basses. Il est alors évident de réserver cette économie d'énergie aux émissions du satellite plutôt qu'aux émissions des systèmes terrestres.

Dénomination des bandes	Fréquences (montante / descendante)	Applications
Bande L	1,6 / 1,5 GHz	Radionavigation, service mobiles par satellite
Bande S	2,5 / 1,8 GHz	Services mobiles par satellite (aéronautique, terrestre, maritime)
Bande C	6 / 4 GHz	Téléphonie fixe et radiodiffusion
Bande X	8 / 7 GHz	Communications gouvernementales et militaires cryptées
Bande Ku	14 / 11 GHz	Contenus informatifs importants : diffusion de télévision, applications multimédia (vidéoconférences, fichiers informatiques)
Bande Ka	30 / 20 GHz	Communications haut débit civiles
Bande EHF	40 / 20 GHz	Communications militaires
Bande V	60 GHz	Liaisons inter-satellites

TABLEAU 1 – Répartition et utilisation des bandes de fréquences en télécommunication spatiales [1].

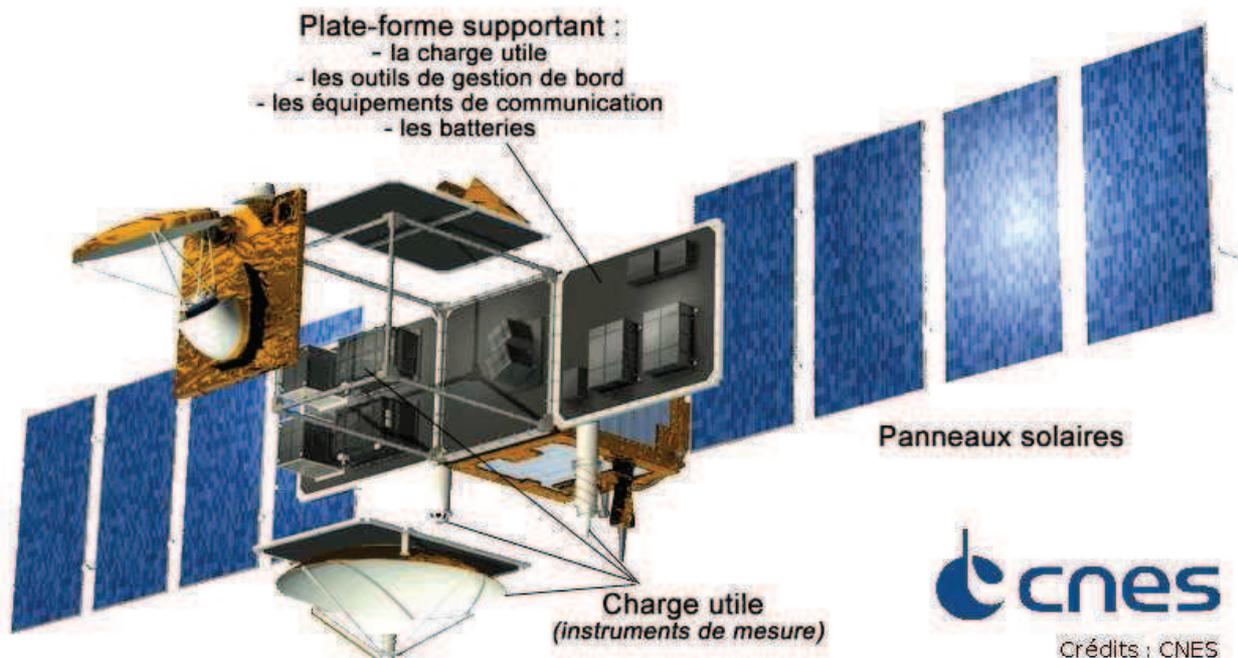


FIGURE 1.1 – Physionomie du satellite d'altimétrie JASON-1.

### 1.2.2 Charge utile d'un satellite de télécommunication

Les satellites sont constitués de plusieurs éléments : la plateforme, qui regroupe les équipements de servitude du satellite (énergie, surveillance, contrôle...) ainsi que la structure, et la charge utile. Cette dernière rassemble l'ensemble de l'équipement en relation directe avec la mission. La Figure 1.1 donne une vue synoptique d'un satellite d'observation. Dans le cas d'un satellite de télécommunication actuel, on y distingue trois principaux modules :

- Un module de réception, qui reçoit tous les signaux captés par l'antenne (signaux utiles et parasites). Il est chargé de transmettre les signaux utiles et à des niveaux exploitables au module suivant.
- Un module de traitement de l'information et/ou de régénération du signal. Ce module varie suivant la fonction de la charge utile. Il peut se contenter simplement de régénérer le signal et de le transposer dans la bande de fréquences correspondant à la liaison descendante (transpondeur). Il peut aussi contenir des traitements beaucoup plus complexes, avant de fournir un signal au module d'émission.
- Le module d'émission est chargé d'amplifier et d'envoyer les signaux reçus du module central vers l'antenne d'émission. Ce module comporte notamment des étages de forte puissance.

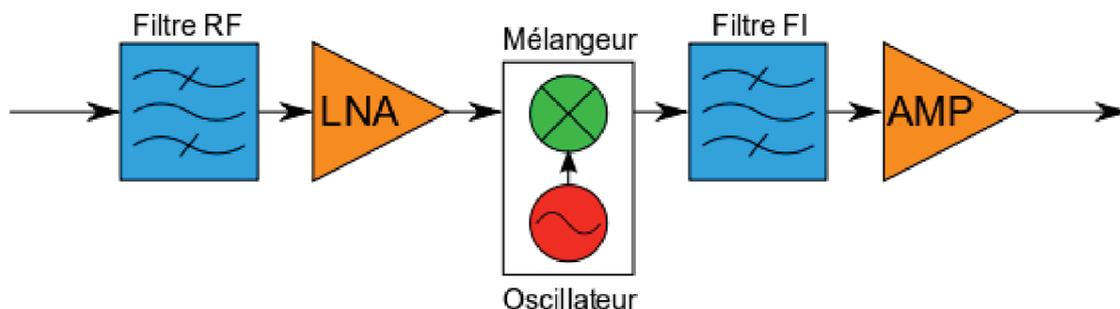


FIGURE 1.2 – Architecture de base d'un module de réception RF

Les modules de réception et d'émission (aussi appelés *front-end RF*) diffèrent par leurs caractéristiques, mais se ressemblent par les fonctions qui les composent. En effet, on y retrouve des filtres hyperfréquences, des amplificateurs, des mélangeurs, des oscillateurs, etc. Mais les niveaux de puissance, les fréquences de fonctionnement et les technologies utilisées sont différents. La Figure 1.2 est un exemple d'architecture simple d'un front-end RF de réception. En réception, le niveau des signaux est extrêmement faible (de l'ordre de 0,1 à 1 nW) et donc, fortement bruité. Les étages de filtrage et d'amplification ont alors la tâche délicate de nettoyer et restituer un signal propre, à des niveaux de puissance exploitables pour les étages suivants. Cette tâche est d'autant plus délicate que dans le contexte spatial, les contraintes physiques sont extrêmement dures.

### 1.2.3 Contraintes physiques propres au domaine spatial

D'un premier abord, l'espace semble être un endroit paisible, calme, où il ferait presque bon vivre s'il n'en était pas dénué d'atmosphère. Mais il n'en est rien et bien au contraire, l'espace est un milieu extrêmement hostile, pour les êtres vivants comme pour les matériaux. Les dispositifs envoyés en orbite doivent alors être résistants aux diverses contraintes physiques liées à cet environnement très particulier, ainsi qu'à celles dues aux différentes étapes du lancement. Ces contraintes sont les suivantes :

- **Contraintes mécaniques** : les matériaux et les équipements doivent être capables de supporter des chocs très importants (mise à feu des moteurs, séparation des étages...), des vibrations fortes et prolongées, ainsi que de très fortes accélérations. Les zones particulièrement sensibles sont les soudures et les collages.
- **Contraintes en températures** : dans l'espace, les variations de températures sont extrêmement brutales et de forte amplitude (de  $-150^{\circ}\text{C}$  à  $+120^{\circ}\text{C}$  en quelques minutes). En plus de devoir résister à ces températures extrêmes, les matériaux doivent aussi être capables d'encaisser les chocs thermiques. Par ailleurs, l'absence d'atmosphère rend l'évacuation de la chaleur très difficile. Seule la diffusion par rayonnement est possible. L'isolation thermique de la charge utile permet de n'exposer les équipements qu'à des variations comprises entre  $-40^{\circ}\text{C}$  et  $+80^{\circ}\text{C}$ .
- **Contraintes énergétique** : à bord d'un satellite, seules deux sources d'énergie sont disponibles. La première, réservée au pilotage de l'appareil, est l'énergie thermique stockée dans les réservoirs des moteurs. La seconde, électrique, est celle fournie par les batteries, elles-mêmes rechargées par les panneaux solaires. Le faible rendement de ces derniers rend cette énergie précieuse. Mais le problème énergétique se situe aussi au niveau de la dissipation. Les appareils consommateurs rejettent cette énergie en grande partie sous forme de chaleur, qu'il est difficile d'évacuer.
- **Contrainte de masse, de taille et de dégazement** : Si les contraintes sur la taille et la masse semblent évidentes (coût, lancement...), celle sur le dégazement (ou dégazage) est plus subtile. Les matériaux doivent présenter des caractéristiques qui soient les plus constantes possible durant la durée de service. Mais ni leur vieillissement, ni les changements de condition (température, pressions...) ne doivent entraîner de dégazement de la part de ces matériaux.

Ces contraintes s'appliquent de façon générale aux matériaux, dispositifs et systèmes qui constituent la charge utile d'un satellite. Par ailleurs, des contraintes fortes de performances, d'efficacité, de stabilité et de fiabilité sont indispensables dans cet environnement, où il n'est absolument pas envisageable d'envoyer une équipe de dépannage ou de réparation.

Bien entendu, ces contraintes s'appliquent aussi aux filtres hyperfréquences que nous nous proposons de présenter dans ce document.

## 1.3 Les filtres hyperfréquences

### 1.3.1 Définition d'un filtre micro-onde et terminologie utilisée

L'explosion des besoins, la diversité des applications et la multiplicité des dispositifs rend l'usage des filtres indispensable dans un système de télécommunication. L'encombrement plus ou moins maîtrisé du spectre électromagnétique rend évidente la nécessité d'atténuer, voire d'éliminer tout signaux parasites pour ne conserver que les signaux utiles. Les perturbations internes (produits d'intermodulation, fréquences harmonique d'une transposition de fréquence...), qui viennent s'ajouter suite aux différents traitements, justifient aussi l'utilisation de filtres. Ce dispositif permet donc dans l'idéal de transmettre les signaux utiles de manière transparente (bande passante) en éliminant complètement les autres (bande(s) atténuée(s) ou coupée(s)). Le spectre des fréquences s'étend du continu (fréquence nulle) à l'infini. On peut donc distinguer quatre sortes de filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande, dont l'allure des réponses est présentée Figure 1.3.

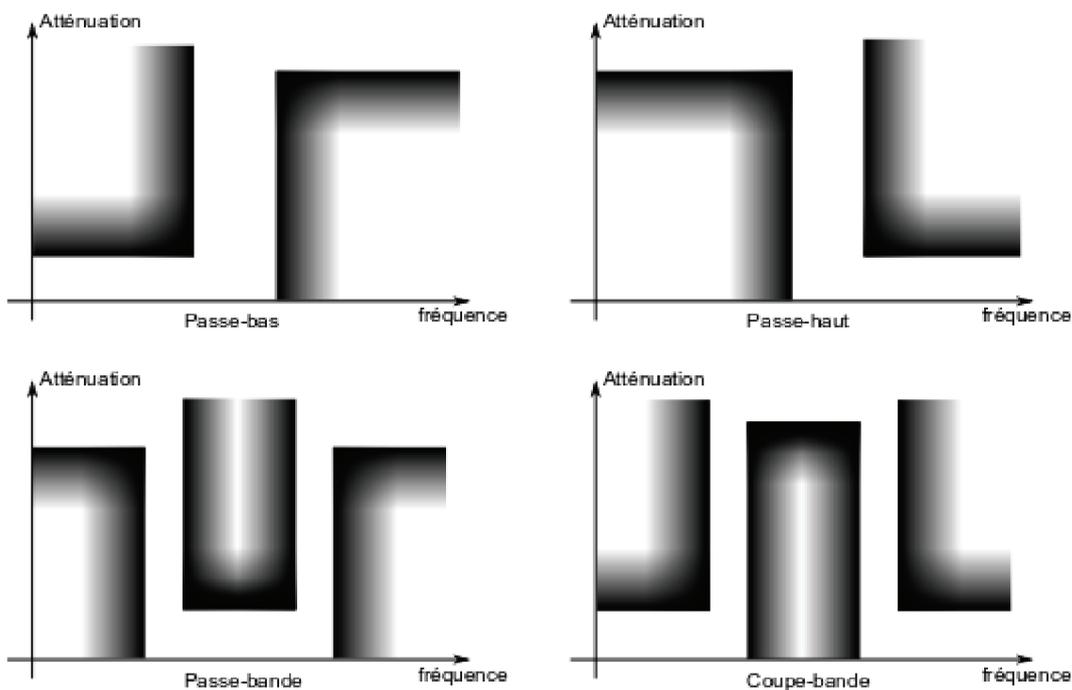


FIGURE 1.3 – Gabarits en fréquences des différents types de filtre.

Le cas le plus répandu, et qui est étudié dans ce document, est celui du filtre passe bande. La Figure 1.4 montre l'allure de la réponse en fréquence d'un tel filtre, ainsi que le vocabulaire généralement utilisé.

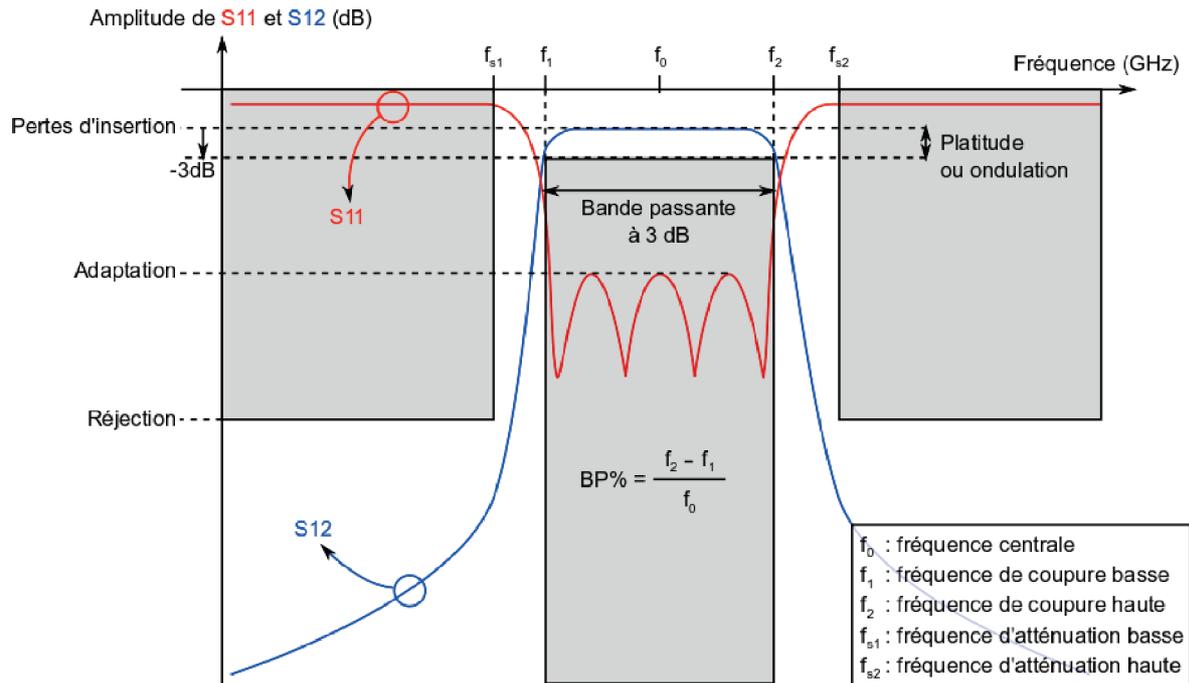


FIGURE 1.4 – Réponse en fréquence d'un filtre passe-bande.

### 1.3.2 Pertes d'insertion et coefficients de qualité

Un filtre est généralement composé de plusieurs résonateurs, bien souvent identiques ou très similaires. La qualité d'un filtre dépend donc avant tout de la qualité de ses résonateurs. Il est difficile de comparer les performances électriques des filtres directement. Plusieurs critères entrent en jeu et leur importance varie suivant l'application. Deux d'entre eux permettent cependant d'obtenir un aperçu rapide de la qualité d'un filtre : les pertes d'insertion et le facteur de qualité. Comme le montre la Figure 1.4, il est possible de parler de pertes d'insertion dans le cas d'un filtre passe-bande. Elles correspondent au minimum d'atténuation du paramètre  $S_{12}$  dans la bande passante. Elles témoignent de l'ensemble des pertes (diélectriques, métalliques, pertes par rayonnement) et d'une manière générale, des qualités électriques des matériaux. Dans le cas d'un résonateur seul, il s'agit du niveau de perte du paramètre  $S_{12}$  à la fréquence de résonance. Dans tous les cas, l'adaptation doit être au plus de l'ordre de -15 dB afin qu'une désadaptation ne fausse pas la valeur des pertes d'insertion.

Il n'existe pas de coefficient de qualité dans le cas d'un filtre, c'est donc le coefficient de qualité des résonateurs qui le composent qui peut témoigner de la qualité d'un filtre. Plusieurs coefficients de qualité sont à distinguer : le coefficient de qualité en charge, le coefficient de qualité externe et le coefficient de qualité propre du résonateur, notés  $Q_{ch}$ ,  $Q_{ext}$  et  $Q_{pr}$  respectivement. Ces grandeurs sont sans unité. Le premier,  $Q_{ch}$ , caractérise la sélectivité d'un résonateur chargé et se mesure à sa fréquence de résonance. Il s'agit plus particulièrement de l'inverse de la bande passante relative du résonateur, comme le montre l'équation 1.

$$Q_{ch} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (1)$$

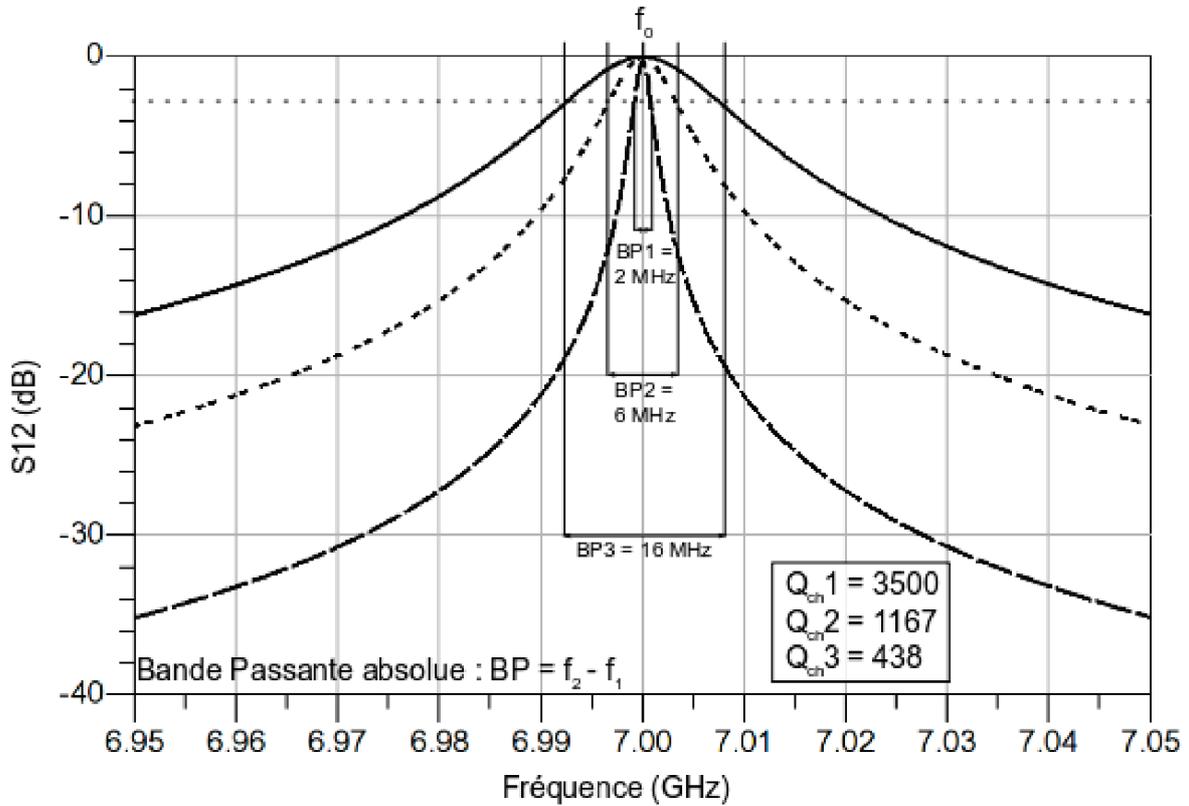


FIGURE 1.5 – Paramètres  $S_{12}$  et coefficient de qualité en charge d'un résonateur sans perte, selon trois valeurs de couplage différentes

Comme nous pouvons le constater sur la Figure 1.5, plus le résonateur est sélectif, plus le facteur de qualité en charge est élevé. Comme son nom l'indique, ce coefficient inclue à la fois la qualité intrinsèque du résonateur ( $Q_{pr}$ ), et celle du moyen de charge, c'est à dire de couplage. Ces grandeurs sont reliées par l'équation 2, où  $Q_{ext}$  modélise les pertes liées au couplage du résonateur. C'est plus précisément ce dernier qui caractérise la sélectivité du couplage.

$$\frac{1}{Q_{ch}} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_{pr}} \quad (2)$$

Le coefficient de qualité propre d'un résonateur rend compte de sa qualité intrinsèque, indépendamment du moyen de couplage utilisé. Des outils mathématiques existent pour le calculer dans les technologies les plus courantes (volumique [3], micro-ruban [4]). Le cas particulier d'une cavité cylindrique de section rectangulaire sera détaillé au chapitre 2, mais il est possible de façon général de mesurer la valeur du coefficient de qualité propre d'un résonateur à partir de son paramètre  $S_{12}$  (équations 3 et 4) [5].

$$Q_{pr} = \frac{Q_{ch}}{1 - |S_{12}(f_c)|} \quad (3)$$

$$Q_{ext} = \frac{Q_{ch}}{|S_{12}(f_c)|} \quad (4)$$

Comme il a été dit précédemment, la qualité d'un filtre dépend avant tout de celle des résonateurs qui le composent. L'équation 5 permet d'en obtenir une valeur approchée, mais sous certaines conditions (pertes d'insertion inférieures à  $n$  dB, où  $n$  est le nombre de résonateurs, un niveau d'adaptation inférieur à -15 dB) [6].

$$Q_{pr} = \frac{4.343 \times n}{IL \times \omega} \quad (5)$$

Dans cette expression,  $n$  est le nombre de résonateurs,  $IL$  les pertes d'insertion en dB et  $\omega$  la bande passante relative.

Nous avons ainsi défini des outils qui vont permettre de comparer différents résonateurs entre eux, et/ou d'apporter des arguments pour justifier les choix technologiques.

## 1.4 Technologies de filtres dans le domaine spatial

De nombreuses technologies et techniques sont utilisées pour la réalisation de filtres. Mais les contraintes propres au domaine spatial réduisent les possibilités. Nous pouvons distinguer deux grandes familles de technologies : volumique et planaire. Après les avoir succinctement détaillées, nous verrons qu'il en découle une troisième famille, que nous appellerons hybride puisqu'elle regroupe certaines caractéristiques des deux premières. Nous la décrirons plus en détails, tout comme la technologie LTCC puisqu'elles sont utilisées dans le cadre de ces travaux de thèse. Une dernière technologie sera ensuite évoquée : la stéréolithographie 3D. Sa philosophie de réalisation est complètement différentes des autres technologies, et elle se place en concurrente directe avec la solution que nous proposons.

### 1.4.1 La technologie volumique

La technologie volumique est l'une des plus ancienne de l'histoire du filtrage hyperfréquence et reste incontournable aujourd'hui, y compris pour une utilisation spatiale. Elle se décline en deux sous-familles : les filtres à résonateurs métalliques et ceux à résonateurs diélectriques. Dans le premier cas, on trouve différentes philosophies de conception, comme les *filtres guide d'onde*, ou les filtres plus monolithiques à cavités métalliques [7].

Les filtres guide d'onde découlent directement des guides d'onde "traditionnels" à section rectangulaire utilisés en radar. La propagation des ondes y est décrite mathématiquement et maîtrisée [8]. La résonance est obtenue en positionnant des inserts métalliques, délimitant ainsi des parois transversales à l'axe du guide, et formant une cavité. Ces inserts sont alors pourvus de fentes, d'iris, ou de diverses ouvertures permettant de réaliser le couplage avec la cavité suivante, ou le reste du guide.

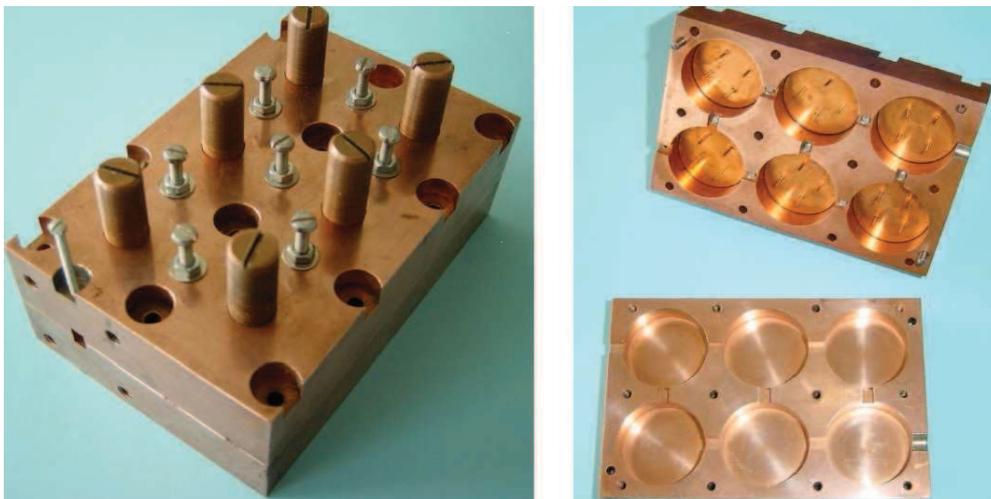


FIGURE 1.6 – Photographies d'un filtre à cavités métalliques cylindriques d'ordre 6 [9].

Les filtres à cavités métalliques sont différents des filtres guide d'onde par leur aspect "monolithique". Les cavités sont réalisées par usinage dans un bloc de métal. Comme le montre la Figure 1.6, le filtre n'est donc plus un assemblage de tronçons de guide d'onde et d'inserts, mais l'assemblage de pièces massives. Généralement, des vis de réglage permettent d'ajuster les fréquences de résonances et/ou les couplages. À l'instar des filtres guide d'onde, les phénomènes de résonance sont très bien maîtrisés et parfaitement décrits par des équations mathématiques [8].

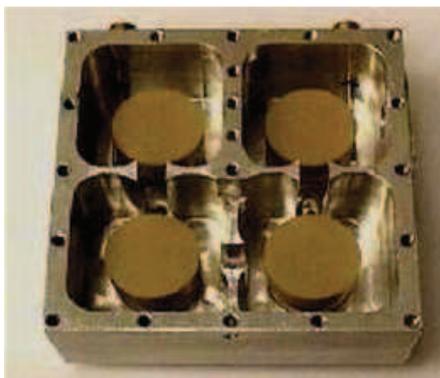


FIGURE 1.7 – Photographie d'un filtre à résonateurs diélectrique.

Les résonateurs diélectriques, comme on peut en voir sur la Figure 1.7, sont assez proches des filtres à cavités métalliques dans le principe, à ceci près que les frontières qui délimitent les cavités et confinent les champs sont de nature magnétique. Les blocs de diélectrique utilisés sont de formes géométriques simples (cylindre à section circulaire ou rectangulaire) et présentent une permittivité très élevée. Ainsi, la rupture de permittivité obtenue à la frontière entre le diélectrique et l'air joue le rôle de mur magnétique. Les champs ne sont pas complètement confinés dans le diélectrique. Ce "débordement" des champs est d'ailleurs utilisé pour réaliser les couplages entre résonateurs ; en les disposant plus ou moins à proximité, ceux-ci seront plus ou moins couplés entre eux.

Le principal avantage des technologies volumiques est de présenter d'excellentes performances électriques, avec des coefficients de qualité pouvant atteindre plusieurs dizaines de milliers et conduisant par conséquent à de faibles pertes. Elles permettent par ailleurs de réaliser des filtres ayant une très bonne tenue en puissance. C'est pour ces raisons qu'elles restent incontournables dans les modules d'émission notamment, où les puissances émises sont très élevées. Ces technologies présentent malgré tout de lourds inconvénients : un encombrement et un poids très importants, ainsi qu'une mauvaise connectivité avec les dispositifs adjacents. Les coûts de production sont par ailleurs très élevés en raison des difficultés de production à grande échelle, ainsi que des besoins de réglages post-production.

## 1.4.2 Les technologies planaires

Les technologies planaires sont complémentaires des technologies volumiques. Là où ces dernières peinent à cause de leur encombrement et poids trop important, ou à cause de leur mauvaise connectivité, les technologies planaires répondent favorablement à ces critères. Elles sont par ailleurs adaptées aux productions de masse, et donc à la réduction des coûts. Ces qualités ont un prix qui se paye par des coefficients de qualité bien plus faibles (de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines), et des puissances admissibles limitées au Watt.

Le principe est basé sur l'utilisation d'un substrat diélectrique sous forme de plaques, métallisé sur l'une ou les deux faces. Plusieurs conceptions sont alors possibles, comme par exemple le micro-ruban, le coplanaire ou le triplaque.

### 1.4.2.1 La technologie micro-ruban

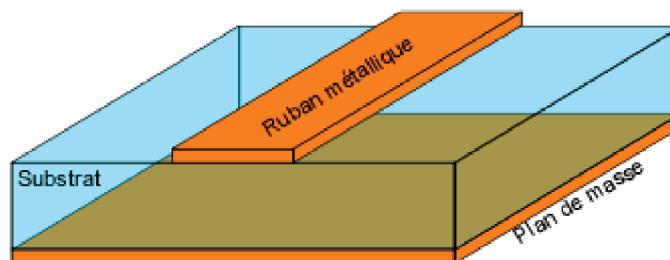


FIGURE 1.8 – Vue tridimensionnelle d'une ligne micro-ruban.

La technologie micro-ruban consiste en un ruban métallique réalisé sur l'une des faces du substrat, et un plan de masse sur l'autre face, comme le montre la Figure 1.8. Les variations de formes (longueur et largeur) données à ce ruban et leur agencement, permettent de réaliser des fonctions de filtrage. Cette technologie est probablement la plus utilisée aujourd'hui, c'est pourquoi de nombreux ouvrages la décrivent en détails, ainsi que les différentes topologies utilisées pour la réalisation de filtre [10]. Nous pouvons par exemple citer les filtres à stubs, les filtres à lignes couplées et les filtres hairpin, illustrés par la Figure 1.9 ou les filtres Dual Behavior Resonators (DBR) [11], développés au sein du Lab-STICC, dont la Figure 1.10 montre un exemple. Le micro-ruban, toutes topologies confondues, est largement répandu dans le domaine spatial. La maîtrise de sa conception et de sa réalisation, et ce à des coûts beaucoup plus bas que pour les technologies volumiques, ainsi que sa bonne connectivité et son faible encombrement en font un candidat idéal pour être inclus dans des modules de réception de charge utile de satellite, sur des substrats appropriés.

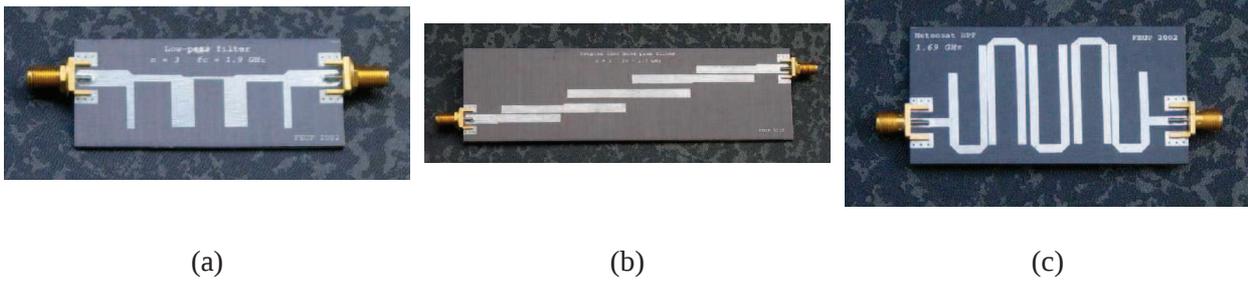


FIGURE 1.9 – Exemples de filtres micro-ruban : filtre à stubs (a), filtre à lignes couplées (b), filtre hairpin (c) [12].

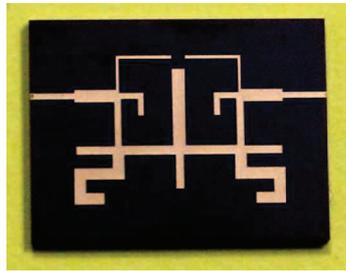


FIGURE 1.10 – Exemple de filtre Dual Behavior Resonators (DBR) [13].

#### 1.4.2.2 La technologie coplanaire

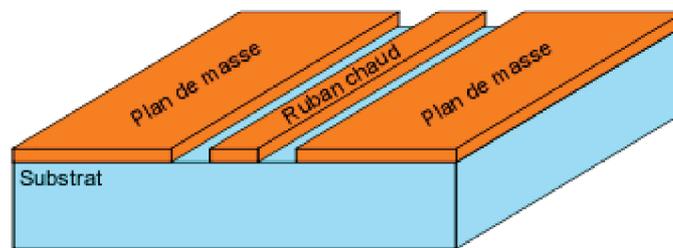


FIGURE 1.11 – Vue tridimensionnelle d'une ligne coplanaire.

La technologie coplanaire se matérialise par une métallisation sur une seule face du substrat. La ligne est alors matérialisée par deux fentes gravées dans le métal, comme le montre la Figure 1.11. Cette technologie a pour avantage de réduire encore les coûts de fabrication puisque tout est réalisé sur une seule face. On s'affranchit ainsi des perçages et de dépôts métalliques supplémentaires. Cependant, le fait d'avoir trois conducteurs en parallèle rend la propagation possible selon deux modes fondamentaux. Le premier qui est recherché est le mode quasi-TEM, et le second, parasite, est le mode TE. Ce dernier apparaît notamment avec la présence de discontinuités. La solution pour s'affranchir du mode TE consiste à mettre au même potentiel les deux plans métalliques extérieurs à la ligne, et ce, régulièrement tout au long de la ligne. Mais en pratique, cela reste difficile et coûteux à réaliser. Pour cette raison, le coplanaire reste peu utilisé.

### 1.4.2.3 La technologie triplaque

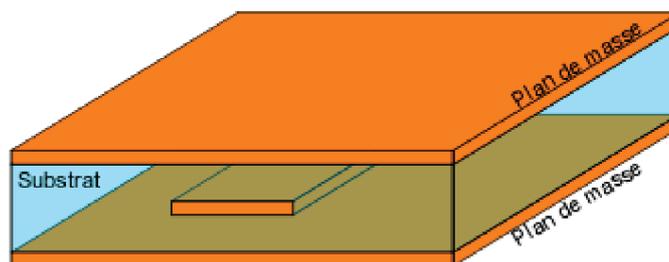


FIGURE 1.12 – Vue tridimensionnelle d'une ligne triplaque.

La technologie triplaque revient à noyer un ruban métallique dans un substrat, dont les deux faces ont été métallisées. Nous retrouvons donc, comme pour le coplanaire, trois conducteurs en parallèles (Figure 1.12), avec deux modes de propagation possibles. Mais contrairement au coplanaire, le mode parasite peut être facilement éliminé en ajoutant des vias métallisés tout au long de la ligne, pour relier les deux faces métallisées et les maintenir au même potentiel électrique. De plus, le fait de noyer la ligne dans le substrat permet de réduire considérablement les dimensions grâce à la permittivité relative plus élevée. Par ailleurs, la métallisation des deux faces protège des pertes par rayonnement. Les inconvénients du triplaque sont d'avoir des coûts de réalisation plus élevés que les autres techniques planaires, et l'ajout de composants localisés est plus difficile à réaliser.

### 1.4.2.4 Les autres technologies planaires

Ces trois technologies présentent des performances électriques acceptables, surtout au regard de l'économie d'encombrement et de poids qu'elles apportent. D'autres technologies planaires existent et permettent d'améliorer certains facteurs.

Nous pouvons par exemple citer la technologie membrane dont le principe revient à suspendre une ligne micro-ruban dans l'air, bénéficiant ainsi des faibles pertes inhérentes à ce "substrat" [14]. Des problèmes d'encombrement et de fragilité y sont malheureusement liés.

La technologie supraconductrice HTS (High Temperature Superconductor), permet quant à elle de réduire considérablement les pertes par l'utilisation de matériaux supraconducteurs [15], mais ces qualités ne sont effectives qu'à des températures bien particulières, ce qui nécessite un équipement relativement lourd et encombrant pour contrôler la température du dispositif.

Dans l'optique d'apporter de nouvelles perspectives, les technologies multicouches sont basées sur un procédé planaire auquel sont ajoutées des couches alternatives de diélectrique et de métallisation [16]. La base reste un substrat classique de plusieurs centaines de microns, alors que les couches additionnelles présentent des épaisseurs de l'ordre de la dizaine de micron pour le diélectrique, et du micron pour la

métallisation. Ce procédé permet d'obtenir une plage d'impédance plus large qu'en planaire classique, et d'atteindre de nouveaux types de couplages. Il apporte cependant des difficultés quant à la réalisation, avec notamment des problèmes d'alignement des couches.

### 1.4.3 Les filtre hybrides SIW

Les technologies planaires présentent un grand intérêt en raison de leur compacité et de leur coût de réalisation. Elles pâtissent malheureusement de facteurs de qualité et de performances électriques limités. Le problème est inverse dans le cas des technologies volumiques, qui présentent d'excellentes performances électriques, mais restent très encombrantes et lourdes. Par ailleurs, les filtres volumiques restent indispensables dans les modules à forte puissance (émission). Les technologies planaires quant à elles, sont largement utilisées pour les autres systèmes. De plus, le problème de transition entre ces deux technologies reste un point critique. C'est ce qui a conduit, en 2001, D. Deslandes et K. Wu à développer une nouvelle technique de guide d'onde utilisant des modes de propagation volumiques au sein d'un substrat, tout en préservant des procédés de réalisation planaires [17].

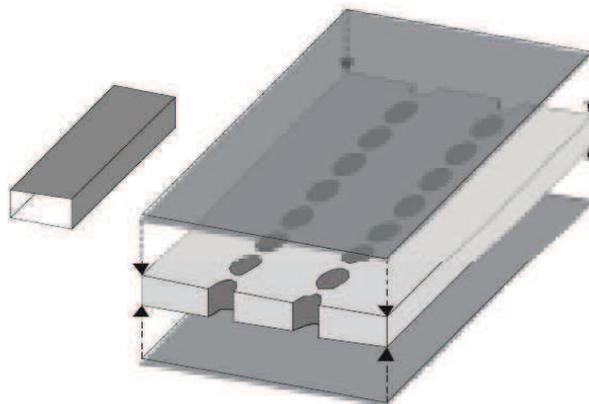


FIGURE 1.13 – Similitudes entre un guide d'onde volumique classique et un guide d'onde SIW [18].

Le principe du SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) est donc de réaliser un guide d'onde volumique dans un substrat de technologie planaire. La métallisation des deux faces du substrat forme les parois métalliques haute et basse, tandis que les parois latérales sont matérialisées par des rangées de vias métallisés. La Figure 1.13 donne une vue tridimensionnelle d'un tel guide d'onde [18]. La propagation des ondes se fait selon des modes  $TE_{m0}$  (*Transverse Électrique*) uniquement, puisque le fait de remplacer les murs latéraux par des vias empêche les modes, dont les lignes de courant sont perpendiculaires aux vias, de se propager (modes TM,  $TE_{mn}$  et  $TE_{0n}$ ) [19]. La disposition et le diamètre de ces vias doivent être choisis de manière judicieuse afin d'obtenir le meilleur compromis entre les contraintes technologiques et la limitation des pertes par rayonnement [19]. Nous verrons de plus amples détails à ce sujet dans le deuxième chapitre, à la section 2.3.3. Comme pour les filtres volumiques "guide d'onde", décrits au chapitre 1.4.1, il est possible de délimiter des cavités dans ce guide SIW en ajoutant des obstacles à la

propagation. La Figure 1.14(a) donne un exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires. Il est aussi possible de disposer les vias des parois latérales, de telle façon à réaliser des cavités cylindriques (Figure 1.14(b)) ou de forme quelconque. De nombreuses possibilités de couplages entre les cavités existent, y compris des couplages entre résonateurs non-adjacents. Cette technique offre donc de nombreuses possibilités pour la réalisation de filtres. Elle profite par ailleurs des faibles coûts de production inhérents aux technologies planaires, tout en bénéficiant de coefficients de qualités supérieurs à celles-ci (plusieurs centaines). De plus, la compatibilité avec les autres circuits planaires reste entière [17].

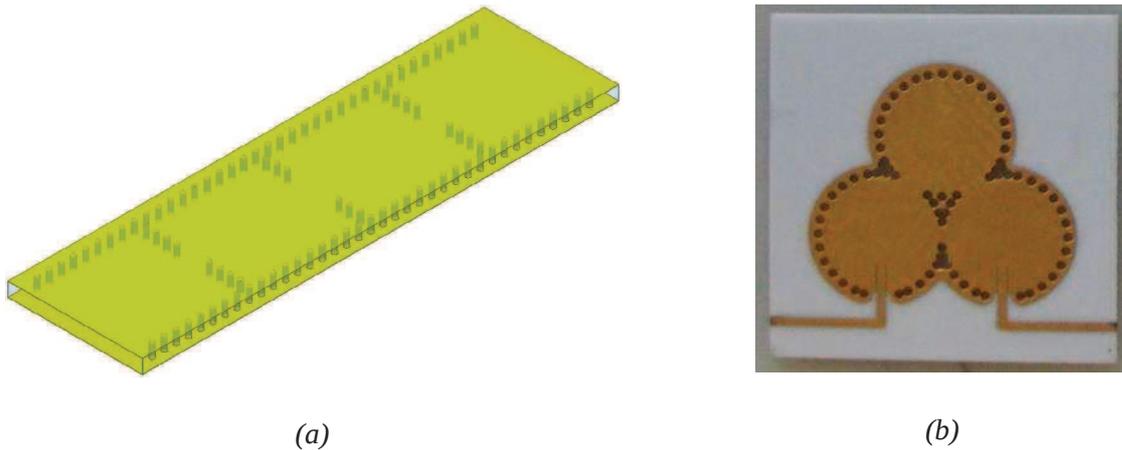


FIGURE 1.14 – Exemple de filtre SIW à cavités rectangulaires (a) et circulaires (b) [20].

Cette technique présente cependant quelques inconvénients. Parmi eux, l'encombrement est le plus important. Pour des cavités fonctionnant dans le mode fondamental  $TE_{101}$  (cas le plus courant), les longueur et largeur sont de l'ordre d'une demi longueur d'onde dans le diélectrique. Par exemple, dans le cas d'une alumine classique de permittivité 9.9, une cavité résonant à 4 GHz peut avoir des dimensions de l'ordre de 16,9 x 16.9 mm<sup>2</sup>. Pour un filtre d'ordre 6, composé de six cavités ayant ces dimensions, la taille globale devient conséquente [21]. Cette technique souffre aussi de problèmes de fragilité mécanique. Les rangées de vias délimitant les cavités deviennent des axes de rupture du substrat. Cela est d'autant plus vrai lorsqu'il s'agit de substrats en céramique, déjà naturellement cassants. Le grand nombre de perçages pour réaliser les vias peut aussi représenter un coût supplémentaire. Celui-ci reste cependant dans l'ordre de grandeur des coût de réalisation du planaire.

Vis à vis des autres technologies planaires, le concept du SIW apporte donc un gain en terme de performances électriques. Ses avantages sur les technologies volumiques sont de présenter une bien meilleure connectivité avec les autres dispositifs, passifs et actifs et d'être réalisables à des coûts de l'ordre de ceux du planaire. Les filtres SIW ne peuvent cependant pas recevoir d'aussi fortes puissance que les filtres volumiques, et par conséquent, ils ne peuvent pas remplacer ces derniers dans les modules d'émission. Par ailleurs, ils restent relativement encombrants, notamment en terme de surface utilisée. Nous allons voir qu'une double solution est envisagée ici pour remédier à ce dernier problème : l'utilisation d'un substrat de haute permittivité et d'un empilement des cavités grâce à la technologie LTCC.

## 1.4.4 La technologie LTCC

### 1.4.4.1 Description et généralités

La technologie LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramics*) consiste en l'empilement de plusieurs couches de céramique, transformées suivant des procédés planaires. Contrairement à la technologie multicouche décrite à la fin de la section 1.4.2, elle n'est pas constituée d'un substrat de base, auquel sont ajoutées des couches additionnelles de très faible épaisseur. La Figure 1.15 montre que chaque couche est préparée séparément comme autant de substrats différents. Elles sont ensuite empilées, laminées puis cuites en plusieurs étapes à des températures proche de 900°C [22].

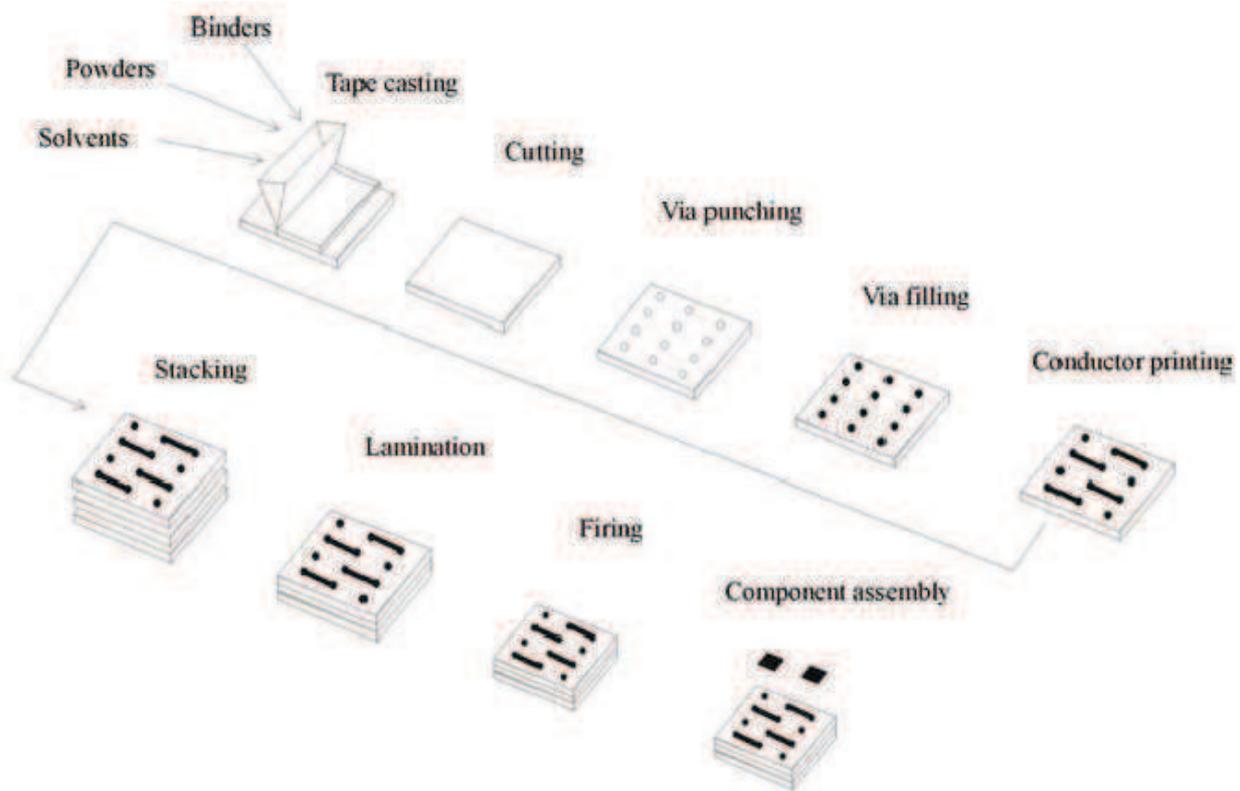


FIGURE 1.15 – Les différentes étapes du procédé LTCC [22].

Le grand intérêt de cette technologie repose sur le frittage à des températures relativement basses. Contrairement à la technologie HTCC (*High Temperature Co-fired Ceramics*), où la cuisson est réalisée à des températures supérieures à 1000°C pour "souder" les différentes couches de céramique, le frittage permet d'obtenir une bonne homogénéité du substrat, y compris entre les couches, tout en permettant l'utilisation d'encre conductrices performantes. L'or, l'argent ou même le cuivre peuvent donc être utilisés pour réaliser les dépôts métalliques, sans que la cuisson ne vienne les dégrader. L'avantage est aussi naturellement d'ordre économique, puisque la puissance nécessaire des fours est moindre. Le frittage est par ailleurs intéressant puisqu'aucune colle n'est utilisée, et que le produit final se comporte comme si il n'y avait qu'un seul et même substrat, sans rupture des caractéristiques électriques entre les couches.

Les substrats utilisés sont des céramiques fabriquées à partir de poudres. Ils se présentent sous la forme de feuilles de pâte crue (*green tapes*) d'une centaine de microns d'épaisseur, qui sont travaillées individuellement avant cuisson. Les procédés de perçage, découpe et sérigraphie sont alors réalisés parallèlement sur chaque couche et peuvent donc être inspectés indépendamment, ce qui tend à accroître le rendement de production.

L'intérêt de cette technologie par rapport aux technologies planaires mono-couche, et de pouvoir exploiter la troisième dimension. Cela offre plus particulièrement deux perspectives :

- La réalisation sur plusieurs étages de ce qui serait fait à plat en technologie planaire classique. Cela offre donc la possibilité de réduire la surface utilisée à nombre de fonctions égal, ou bien d'augmenter le nombre de fonction à surface égale.
- L'exploitation de l'aspect tridimensionnel pour réaliser de nouvelles structures et de nouveaux couplages, qui sont difficiles, voire impossibles à réaliser avec les technologies planaires classiques [23].

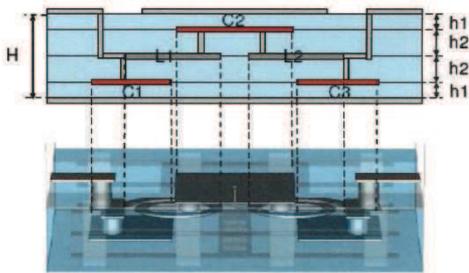


FIGURE 1.16 – Exemple de filtre en éléments localisés en technologie LTCC [24].

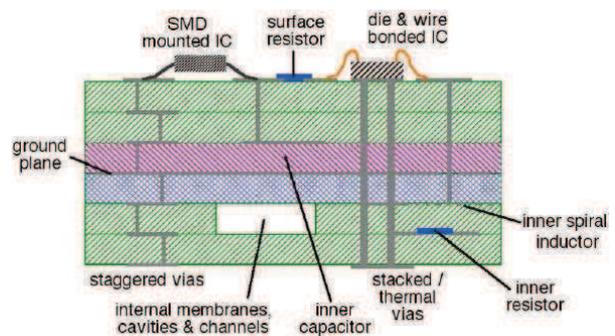


FIGURE 1.17 – Le LTCC, une technologie à haut rendement d'intégration.

L'aspect 3D donne une grande liberté quant à la répartition de composants localisés (inductances, capacités...). La Figure 1.16 donne un exemple de filtre passe-bande en éléments localisés [24]. Le travail des céramiques crues offre la possibilité de réaliser des cavités, voire d'encapsuler des composants dans le substrat. Le LTCC est donc une technologie à haut rendement d'intégration (Figure 1.17). Après cuisson, le circuit obtenu est compact, hermétique et mécaniquement robuste. Il est alors possible de monter des composants en surface.

Malgré ces nombreux atouts, cette technologie concède quelques défauts. D'une part, l'équipement nécessaire à la réalisation d'un circuit s'avère être extrêmement coûteux, ce qui tend à destiner le LTCC aux productions de grandes séries. D'autre part, les capacités de précision en termes de gravure, largeur de ruban métallique et autres dimensions de sérigraphie, sont généralement moins bonne que les précisions atteintes dans les autres technologies. À titre d'exemple, la largeur minimale d'une ligne réalisable en LTCC selon le procédé de fabrication de *VTT Electronics* est de 150  $\mu\text{m}$  [25], alors qu'avec un procédé micro-ruban classique, il est possible d'atteindre des largeurs minimale de 50  $\mu\text{m}$ , voir moins. Ceci est dû

à l'important rétrécissement du substrat dans les différentes étapes de la réalisation. C'est lors de la procédure de cuisson qu'il est le plus important. Le rétrécissement horizontal typique est de l'ordre de 10 à 15 % [22], mais il peut dans certain cas être plus important. Par ailleurs, le fait d'empiler plusieurs couches de substrat peut induire un désalignement de ceux-ci. Celui-ci n'est pas sensé excéder 15  $\mu\text{m}$  entre deux couches (adjacentes ou non).

Plusieurs laboratoires et/ou entreprises ont la capacité de produire du LTCC en Europe. Pour des raisons de partenariat et d'intérêt scientifique, nous avons choisi de travailler avec le centre de recherche technique gouvernemental finlandais *VTT Electronics (Valtion Teknillinen Tutkimuskeskus)* [26]. Ce laboratoire, non destiné à la production de masse, présente, entre autres, l'avantage d'avoir déjà réalisé des circuits relativement proches de ceux que nous allons présenter [23]. Ceux-ci ont été développés en 2007 à l'institut de recherche Xlim de l'université de Limoges, lors des travaux de thèse de Laetitia Rigaudeau [27]. VTT propose par ailleurs l'utilisation d'un substrat de haute permittivité, que nous décrivons ci-après.

#### 1.4.4.2 Substrat LTCC Heraeus Heratape® CT765

Il existe de nombreux substrats céramiques destinés au LTCC. Plusieurs fabricants en proposent (Ferro, Dupont...), mais c'est une céramique produite par l'entreprise allemande Heraeus [28] qui a retenu notre attention : le Heratape® CT765. Il a la particularité d'avoir une permittivité relative élevée de l'ordre de 65. Sa tangente de perte, inférieur à  $2 \times 10^{-3}$  est relativement élevée mais reste acceptable et la valeur du rétrécissement est de  $19.3 \% \pm 0.5$  selon les axes horizontaux, et  $28.9 \% \pm 4$  selon l'axe vertical [29]. Des valeurs plus précises ont été relevées par Heraeus à la fréquence de 2.5 GHz et donnent une permittivité relative de 68.7 et une tangente de perte de  $1.73 \times 10^{-3}$  [30]. Ses caractéristiques thermiques sont un *TCE (Thermal Coefficient of Expansion)* de 9.1 ppm/K et un *TCF (Temperature Coefficient of Frequency)* de -12.9 ppm/K (@600 MHz). Bien qu'on ne connaisse pas la méthode par laquelle elles ont été obtenues, ces valeurs semblent indiquer une très grande stabilité en température de ce substrat. La faible valeur du *TCF* pourrait s'expliquer par des variations opposées et compensatoires entre la dilatation et la variation de permittivité. En effet, si le matériaux se dilate sous l'effet de la chaleur, l'augmentation des dimensions, et donc des longueurs d'onde induira un décalage des fréquences associées vers les basses fréquences. Si sous l'effet de cette même chaleur la permittivité relative diminue sensiblement, alors un décalage vers les hautes fréquences sera observé. Ces grandeurs sont reliées par l'équation 6, où  $\lambda$  est la longueur d'onde associée à la fréquence  $f$ ,  $c$  est la vitesse de la lumière et  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du milieu dans lequel l'onde se propage. Cette stabilité en température, si elle est vérifiée, sera un atout supplémentaire pour une utilisation spatiale, où les variations de température sont amples et brutales. L'épaisseur de la pâte crue (green tape) est de 115  $\mu\text{m}$ , et une couche de substrat fait environ 84  $\mu\text{m}$  d'épaisseur après cuisson.

$$f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \lambda} \quad (6)$$

### 1.4.4.3 Règles de conception

Comme pour tous procédés de fabrication, la conception de circuits et dispositifs en technologie LTCC doit respecter des règles pour garantir un minimum de précision. Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous aurons à nous intéresser uniquement aux règles de conception qui concernent la réalisation de vias, de lignes ou de fentes, et ce, en considérant leurs éventuels empilements.

Il ne semble pas y avoir de limitation en ce qui concerne le nombre de couches maximum empilables, si ce n'est la limite du raisonnable. VTT est un centre de recherche ouvert à toute proposition pour faire avancer la technologie et leur maîtrise de celle-ci. Ils ont indiqué qu'il leur était possible de réaliser un empilement de 20 couches voire plus. Nous nous baserons donc sur cette information pour nos réalisations.

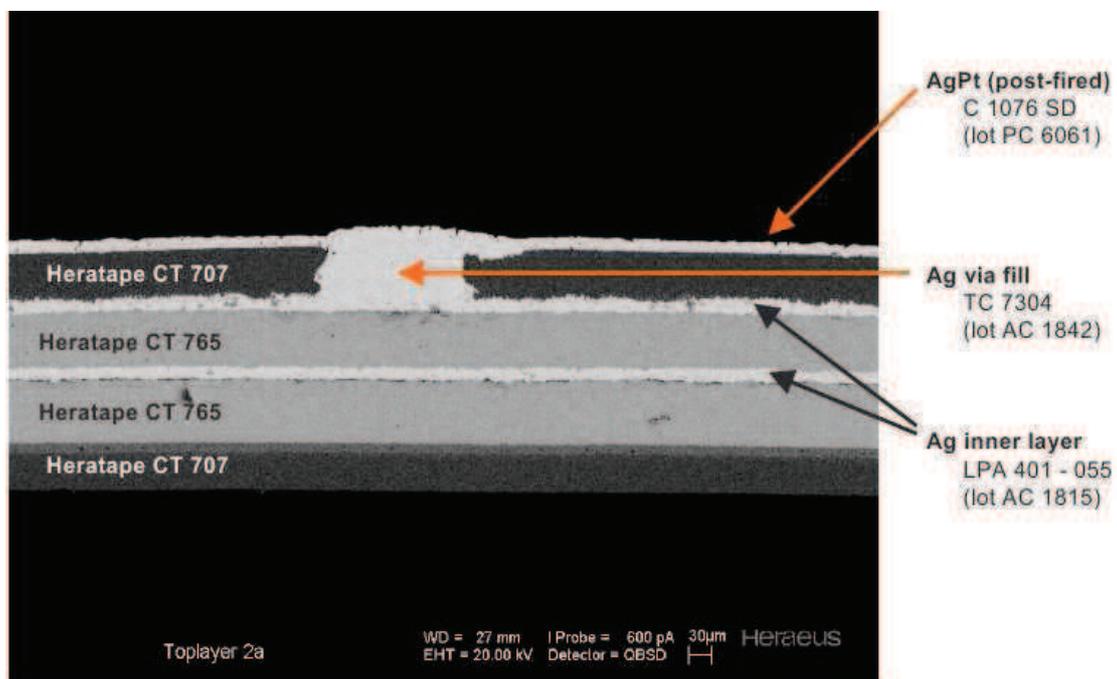


FIGURE 1.18 – Photographie d'une coupe d'une réalisation en technologie LTCC [30].

Concernant la réalisation de vias métallisés, ceux-ci devront présenter un diamètre de 100  $\mu\text{m}$ , 150  $\mu\text{m}$  ou 200  $\mu\text{m}$ . Il est recommandé de n'utiliser qu'un seul et même diamètre pour tous les vias. Le pitch inter-via, c'est à dire l'écart de centre à centre entre deux vias adjacents sur une même couche, doit être au minimum de 2.5 fois le diamètre des vias. Les vias sont réalisés par perforation, et comblés par une pâte métallique. Il est possible de les empiler, en sachant que cela peut conduire à une légère déformation en surface après cuisson. L'espacement de vias entre deux couches doit respecter les règles présentées Figure 1.19.

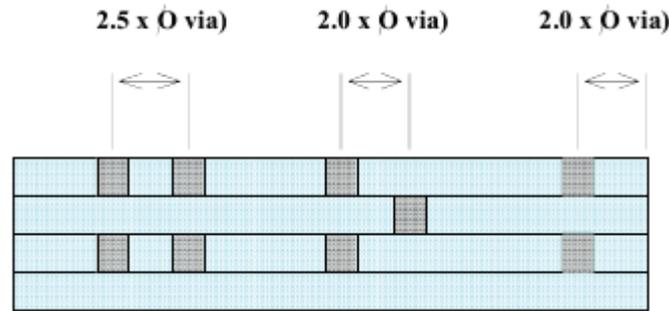


FIGURE 1.19 – Espacement des vias [25].

Les dépôts de conducteurs sur la surface des différentes couches se font par impression d'encre conductrices. La largeur minimale d'une ligne peut être de 150  $\mu\text{m}$ . Les dimensions concernant l'espacement entre deux conducteurs sont les mêmes. La plupart de ces informations sont tirées d'un documents indiquant les règles de conception pour le procédé de VTT [25]. Tout comme pour le nombre de couche maximum, il s'avère qu'après discussion avec les interlocuteurs de VTT, des dimensions plus fines nous ont été indiquées pour un cadre expérimental. Celles-ci sont une largeur de ligne et de fente minimale de 75  $\mu\text{m} \pm 5$ .

Les fichiers contenant les plans de réalisation doivent être au format "Gerber RS-274X". Ce format contient de manière séparée les informations concernant les perçages, les métallisations et la disposition des couches. La plupart des logiciels permettent d'exporter sous ce format de fichier, dont ADS d'Agilent Technologies, que nous utiliserons entre autres pour cela dans le cadre de ces travaux.

La technologie LTCC est intéressante pour son aspect multicouches, qui offre la possibilité d'exploiter la troisième dimension, et pour l'utilisation d'une céramique de haute permittivité et la réduction des dimensions qu'elle implique. Une autre technologie, exploitée par l'équipe MINACOM du laboratoire XLim à Limoges, dont la philosophie de conception est différente des technologies présentées précédemment, semble offrir sensiblement les mêmes avantages que le SIW en LTCC. Il s'agit de la stéréolithographie

### 1.4.5 La technologie stéréolithographie 3D

La stéréolithographie 3D se pose en concurrente directe de la solution SIW/LTCC que nous proposons. Cette technique repose sur une technique de prototypage rapide. Le principe est de construire un objet tridimensionnel par des réalisations successives de couches bidimensionnelles. Chaque couche est obtenue par la polymérisation d'une résine monomère liquide et photosensible, grâce à une irradiation par un laser ultra-violet. Le procédé de fabrication se déroule en 5 grandes étapes, illustrées par la Figure 1.20 :

1. Conception 3D de l'objet à l'aide d'outils de CAO.
2. Tranchage de l'objet virtuel permettant de définir les masques des différentes couches.
3. Réalisations successives des couches par polymérisation.
4. Nettoyage de l'objet "cru", pour supprimer les résidus de résine non polymérisée.
5. Cuisson pour finaliser la polymérisation.

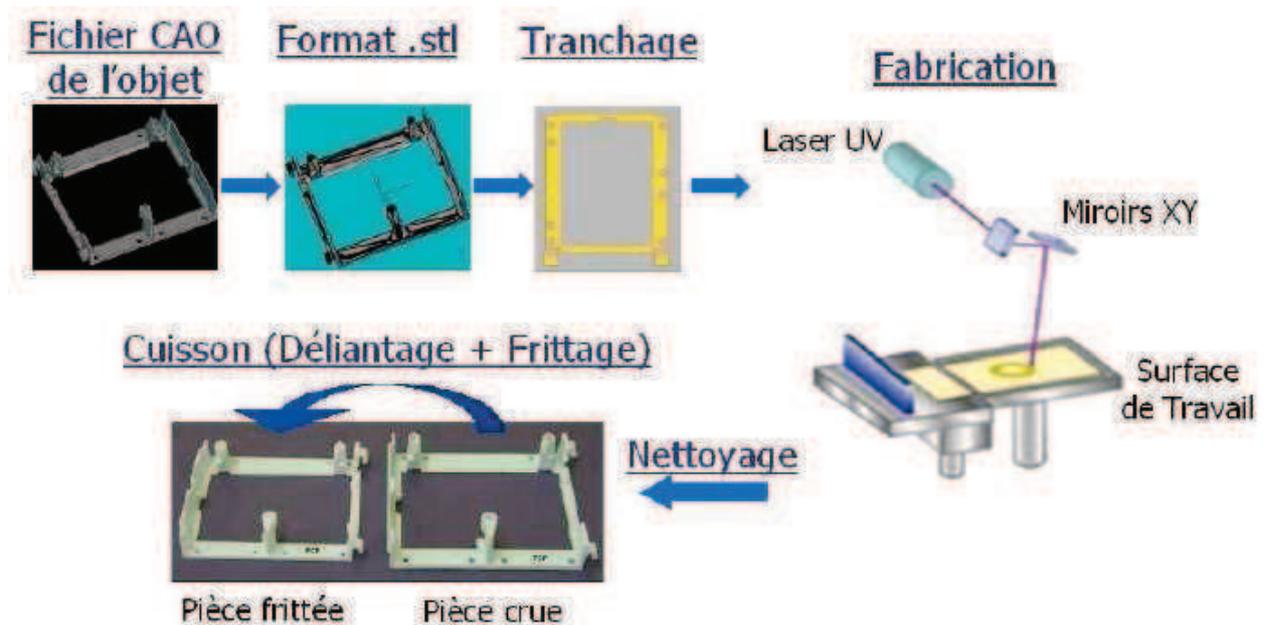


FIGURE 1.20 – Procédé de fabrication d'objet en stéréolithographie 3D céramique [31].

L'étape de réalisation est faite couche par couche. Un socle qui accueillera le futur objet baigne dans un bain de résine monomère visqueuse. Ce socle est réglable en hauteur, afin de pouvoir descendre de manière incrémentale à chaque nouvelle couche. Un système de raclage vient égaliser le niveau de résine, puis l'irradiation est effectuée soit par l'illumination d'un masque bidimensionnel, soit par un laser dont les déplacements selon deux axes sont pilotés numériquement. Chaque nouvelle couche est solidifiée

sur la précédente, afin d'obtenir un seul et même bloc solide. Une fois que toutes les couches ont été réalisées, une phase de nettoyage est nécessaire pour éliminer les résidus de résine liquide dans laquelle a baigné l'objet. La finalisation de la polymérisation est ensuite assurée par une cuisson dans un four à des températures pouvant avoisiner les 1700°C, qui induit une rétraction du matériau, et donc un rétrécissement de l'objet final.

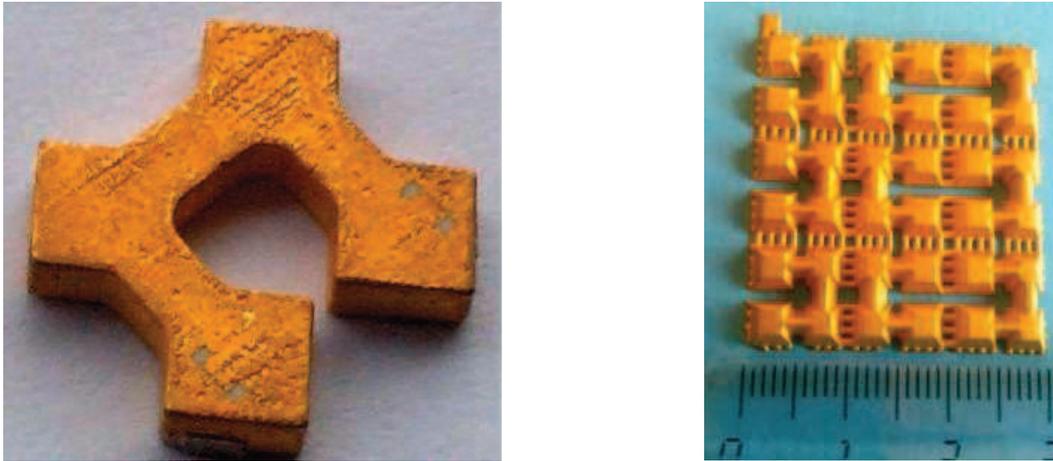


FIGURE 1.21 – Exemples de filtres d'ordre 4 réalisés en stéréolithographie [31].

Cette technologie permet d'atteindre des précisions de fabrication de l'ordre de 50  $\mu\text{m}$ . Elle s'applique à des domaines divers, tels que le biomédical, l'électronique, l'aéronautique et le spatial. Le laboratoire Xlim à Limoges montre à travers différentes études ([31] [32] [33]) que cette technologie peut aussi être utilisée dans le cas des micro-ondes, notamment pour des applications de filtrage. L'ajout de poudre céramique à la résine permet de réaliser des objets en céramique, dont les propriétés électriques (permittivité, faibles pertes...) en font un substrat diélectrique intéressant pour ce domaine. La Figure 1.21 donne des exemples de filtres d'ordre 4 [31].

Cependant, l'aspect prototypage rapide rend cette technologie difficilement compatible pour une production de masse. Des difficultés d'ordre technologiques sont aussi à prendre en compte dans le cas de la stéréolithographie. Si la métallisation en surface des pièces réalisées ne pose pas de problème majeur, y ajouter une étape de sérigraphie semble beaucoup plus complexe. De plus, il est difficilement envisageable d'insérer des couches de métal entre les couches de céramique. Par ailleurs, l'adjonction de poudre de céramique à la résine monomère peut, suivant la géométrie de l'objet, provoquer des déformations, des fissures, voire des cassures de celui-ci.

Cette technologie présente un intérêt certain, avec des critères relativement proches de la solution que nous proposons dans ce manuscrit. Elle permet d'utiliser des modes volumiques, des céramiques de forte permittivité relative, et sa philosophie de conception tridimensionnelle permet la réalisation de résonateurs innovants et originaux. Il sera donc intéressant de comparer ces deux solutions technologiques, à l'issue des diverses réalisations.

## 1.5 Conception de filtre assistée par ordinateur

Comme dans beaucoup de domaines, technologiques ou non, l'utilisation de simulateur comme aide à la conception devient incontournable. Les coûts de production d'un filtre hyperfréquences peuvent aller de la centaine d'euros à plusieurs dizaines de milliers pour un seul exemplaire. Le risque d'erreur dans la conception doit donc être réduit à son minimum, d'où le grand intérêt des simulateurs électromagnétiques. Par ailleurs, l'aide à la conception peut s'avérer être un gain de temps dans les premières étapes, où lors des réglages intermédiaires grâce à des simulateurs dits "circuits".

### 1.5.1 Simulation circuit

Plusieurs types de simulateurs sont à distinguer. Comme nous venons de le souligner, il existe des simulateurs électromagnétiques, et des simulateurs circuits. Ces derniers s'apparentent aux simulateurs utilisés dans la CAO (Conception Assistée par Ordinateur) de circuits imprimés en électronique. Les différents éléments qui composent les filtres sont représentés par des modèles paramétrables, qui sont assemblés schématiquement pour réaliser la fonction désirée, comme le montre l'exemple de la Figure 1.22. Dans le cas des filtres hyperfréquences, la difficulté quant à l'utilisation de ce type de simulateur réside dans la précision de modélisation des éléments. Les technologies planaires, qui utilisent des modes de propagation TEM ou quasi-TEM, peuvent être modélisées comme des lignes de transmission, avec des notions de courant/tension, et donc d'impédance, d'inductance, de capacitance et de conductance linéiques. Les tronçons de ligne, les discontinuités ainsi que de nombreuses particularités peuvent être modélisées pour constituer une large bibliothèque. Les temps de calculs sont très faibles et avec les moyens informatiques actuels, les résultats sont quasi-immédiats. Au Lab-STICC, nous disposons du logiciel Advanced Design System (ADS) proposé par Agilent Technologies, qui permet de réaliser des simulations circuits et possède une bibliothèque de modèles très fournie.

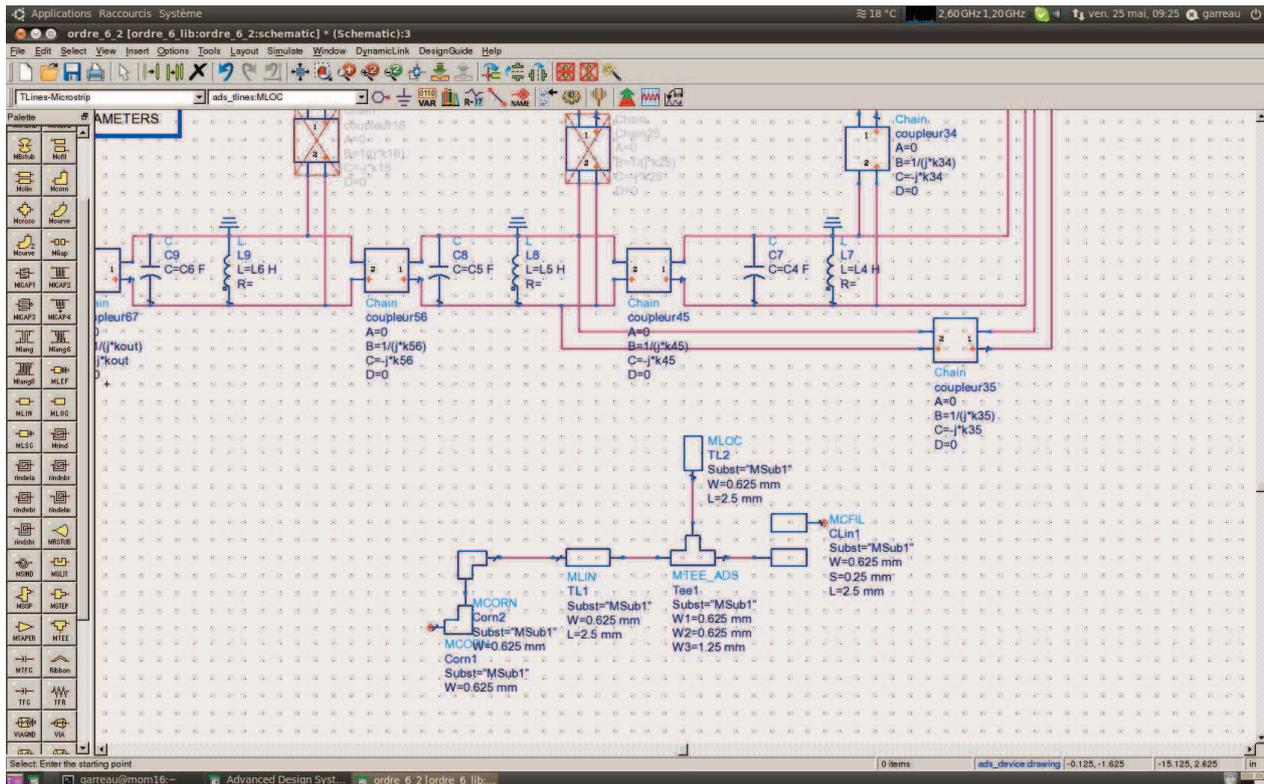


FIGURE 1.22 – Interface graphique du logiciel ADS pour une simulation circuit.

Malheureusement, ce type de simulation ne prends pas en compte, ou mal, les différents phénomènes indésirables, tels que les couplages parasites ou les rayonnements. Le comportement des fortes discontinuités est lui aussi parfois mal interprété, les modèles travaillant souvent hors de leur domaine de validité. De plus, ces problèmes ont tendance à s'accroître à mesure que la fréquence de travail augmente. La simulation circuit est donc utile pour approcher rapidement la fonction désirée grâce à la simplicité de mise en œuvre et à la rapidité des calculs, mais une phase de simulation électromagnétique reste indispensable pour vérifier et optimiser le fonctionnement du dispositif.

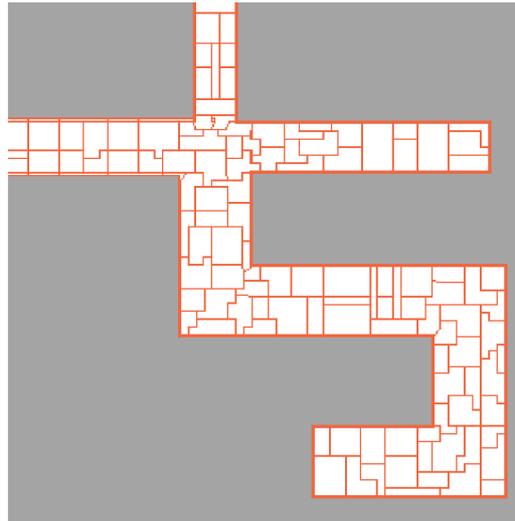


FIGURE 1.23 – Exemple de maillage réalisé par le logiciel Momentum.

### 1.5.2 Simulation électromagnétique 2.5D

Dans le cas des technologies planaires, les outils de simulation électromagnétique utilisent des méthodes numériques de résolution des équations de Maxwell, telle que la méthode des moments. Momentum, proposé par Agilent Technologies et intégré à ADS, utilise cette méthode et permet de réaliser des simulations électromagnétiques dites 2.5D ou 3D planaire. Les champs sont calculés en maillant toutes les parties métalliques avec des éléments unitaires de forme polygonale, comme sur l'exemple de la Figure 1.23. Les caractéristiques du substrat sont prises en compte mais le calcul des champs n'est effectué qu'en surface des métaux. Ce type de simulation est particulièrement adapté aux technologies microruban, coplanaire, et peut s'appliquer aussi aux technologies triplaques et multicouches. Cependant, elle ne convient pas aux modes de propagation volumiques, où les champs évoluent dans les trois dimensions, à travers le substrat et entre différents plan métalliques. Bien qu'issu de technologie planaire, le concept du SIW doit être traité à l'aide d'un outil de simulation 3D, capable de prendre en compte l'évolution des champs dans le substrat.

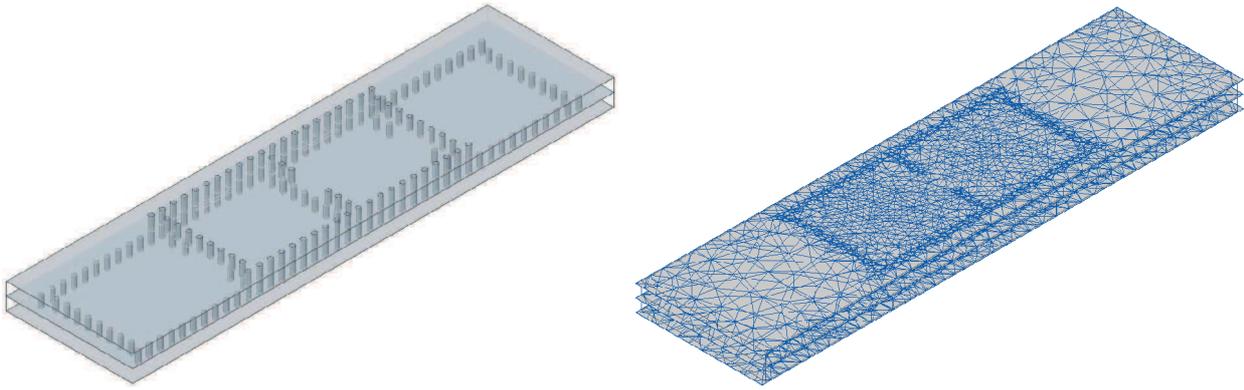


FIGURE 1.24 – Exemple de maillage réalisé par le logiciel HFSS sur un filtre SIW.

### 1.5.3 Simulation électromagnétique 3D

Les champs qui se propagent selon des modes volumiques évoluent dans les trois dimensions. Une méthode de résolution numérique linéaire n'est donc plus adaptée et doit laisser la place à une méthode tridimensionnelle. Nous pouvons distinguer deux sortes de simulateur 3D : les simulateurs temporels, particulièrement adaptés aux études large bande (antennes, coupleurs...), et les simulateurs fréquentiels. Ces derniers sont plus précis dans le cas des études faible bande. Le logiciel HFSS<sup>TM</sup> proposé par ANSYS permet de réaliser des simulations électromagnétiques 3D fréquentielles, en utilisant la méthode des éléments finis. Le maillage n'est alors plus surfacique mais il devient volumique, composé de tétraèdres aux dimensions variées. Plusieurs sortes de maillage sont possible, mais c'est généralement un maillage adaptatif qui est utilisé, comme illustré sur la Figure 1.24. Cela consiste à utiliser un grand nombre de petits tétraèdres dans les zones particulières, où les champs sont concentrés et que leur activité est significative, afin de bénéficier d'une grande précision. Les zones faiblement concentrées en champs ou sans particularité sont quant à elles pourvues d'un faible nombre de grands tétraèdres, afin de ne pas encombrer la mémoire en calculs. En effet, plus le maillage est fourni, plus le temps de calcul augmente. C'est d'ailleurs le principal inconvénient de cette méthode. Nous disposons au laboratoire d'un supercalculateur constitué d'un cluster constitué de 18 machines pouvant contenir jusqu'à 24 cœurs et 64 Go de mémoire vive chacune, pour totaliser en tout 192 cœurs et 632 Go de RAM (juin 2012). Malgré cette puissance de calcul, certaines simulations complexes peuvent prendre plusieurs heures, voire plusieurs jours avant d'aboutir. Cependant, la capacité à calculer, et donc à prévoir tous les phénomènes électromagnétiques au sein d'une structure permet de diminuer considérablement, voir de s'affranchir du risque d'erreur de conception.

## 1.6 Conclusion

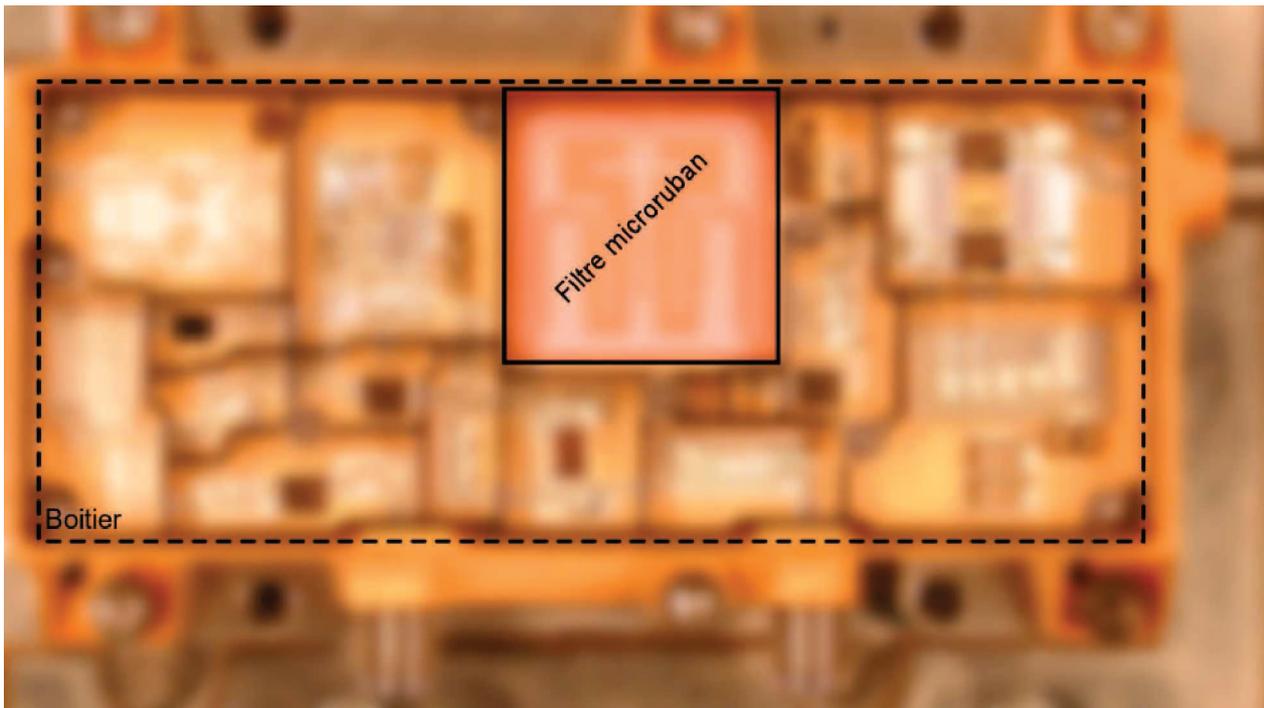
Avec cette mise en contexte, nous pouvons nous rendre compte que les progrès technologiques dans le domaine du filtrage, et plus particulièrement dans le domaine spatial, sont motivés par deux principaux critères :

- La réduction de la taille et du poids des dispositifs afin de libérer de l'espace pour ajouter toujours plus de nouvelles fonctions aux charges utiles de satellites.
- L'amélioration des performances électriques des dispositifs puisqu'en plus d'améliorer le service rendu, cela permet aussi de relâcher certaines contraintes sur d'autres dispositifs (par exemple, en diminuant les pertes d'insertion d'un filtre, on améliore les facteurs de bruit d'un récepteur, relâchant alors les contraintes sur l'ensemble de la chaîne, et en particulier sur le récepteur lui-même).

En sus de ces deux critères, nous retrouvons bien sûr la notion de réduction des coûts en général. Bien que cela ne soit pas une priorité dans le domaine spatial, cet aspect reste présent dans toutes les étapes de la conception et de la réalisation.

Nous avons donc à résoudre l'équation délicate du plus performant et/ou plus petit et plus léger, et si possible pour un coût moindre. Il est évident que la solution idéale ne peut être atteinte et que les évolutions successives de la technologie en ce sens ne sont que des améliorations d'un compromis entre ces critères. C'est ce que nous proposons avec une solution utilisant la technique du SIW en technologie LTCC avec un substrat de forte permittivité. Nous avons vu que le SIW en lui-même, apporte un gain en termes de performances électriques vis à vis des autres technologies planaires, et un gain en terme de compatibilité et de coûts vis à vis des technologies volumiques. Sa principale lacune étant d'être plus encombrant par rapport aux autres technologies planaires, nous proposons d'y remédier en utilisant l'association de deux solutions :

- L'utilisation d'un substrat de haute permittivité, le Heraeus Heratape<sup>®</sup> CT765, pour réduire l'encombrement selon les trois axes. À titre de comparaison, la réduction de longueur d'onde en espace libre dans ce substrat est de l'ordre de 62 % par rapport à une alumine de permittivité relative de 9.9.
- L'utilisation de la technologie LTCC pour pouvoir réduire les dimensions selon les axes horizontaux en empilant les cavités SIW. Le volume n'est certes pas réduit dans l'absolu, mais l'empreinte du dispositif est bien souvent la cause majeure de l'encombrement d'un filtre planaire, comme on peut le constater sur la Figure 1.25. En empilant les cavités, le volume disponible dans l'épaisseur des boîtiers généralement non-exploité est utilisé, ce qui libère de la surface utile.



*FIGURE 1.25 – Exemple d'un module de charge utile en bande C d'un satellite de télécommunication.*

Dans les chapitres suivants, nous présentons deux applications pratiques de cette association. En ce basant sur des cas réels, nous développerons au fur et à mesure les outils théoriques de synthèse et de conception qui permettront d'appliquer cette solution au cas général.



## Bibliographie

- [1] Site internet du CNES : <http://www.cnes.fr/web/CNES-fr/487-technologies-daujourd'hui.php>
- [2] Paul F. Combes, "*Micro-ondes Vol. 2 : Circuits passifs, propagation, antennes*", pp. 149-150. Dunod Paris, avril 1997.
- [3] G. Boudouris, "*Cavités électromagnétiques*", p. 74. Dunod Paris, 1996.
- [4] H. A. Wheeler, "*Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane*", IEEE Trans. on MTT, vol. 25, no. 8, Août 1997.
- [5] Paul F. Combes, "*Micro-ondes Vol. 2 : Circuits passifs, propagation, antennes*", pp. 297-314. Dunod Paris, avril 1997.
- [6] S. B. Cohn, "*Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters*", Proc. IRE 47, pp. 1342-1348, août 1959.
- [7] A. El Mostrah, "*Étude de filtres semi-volumiques pour les charges utiles flexibles des futurs satellites de télécommunications*", Thèse de doctorat en électronique, pp. 55-57, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 2011.
- [8] Paul F. Combes, "*Micro-ondes Vol. 1 : Lignes, guides et cavités*", Chap. 12. Dunod Paris, avril 1997.
- [9] J.-F. Favennec, "*Synthèse et réalisation de filtres hyperfréquences à bande très étroite et corrigés en temps de propagation de groupe*", Thèse de doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Septembre 1990.
- [10] J.-S. Hong et M.J. Lancaster, "*Microstrip Filters for RF/Microwave Application*", John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [11] C. Quendo, E. Rius, C. Person, "*An original topology of dual-band filter with transmission zeros*" Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, 2003, 2, 1093 - 1096 vol.2.
- [12] H. Miranda, cours en ligne à l'Université de Porto, Portugal : <http://paginas.fe.up.pt/~hmiranda/etele/microstrip/>
- [13] M. Le Coq, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J.-F. Favennec, L. Estagerie, P. Moroni, Y. Clavet et A. Manchec, "*Miniature microstrip filter using high-permittivity ceramic substrates ( $\epsilon_r = 90$ )*" Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011.
- [14] P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros and G.M. Rebeiz, "*Low-loss Micromachined Filters for Millimeter-wave Communication Systems*", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 46(12) : 2283-2288, Decembre 1998.
- [15] M.J. Lancaster, "*Passive Microwave Device Applications of High-Temperature Super-Conductors*", Cambridge University Press, Cambridge, 1997.

- [16] Y. Clavet, "*Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications*", Thèse de doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Novembre 2006.
- [17] D. Deslandes, K. Wu, "*Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11, pp. 68-70.
- [18] K. Wu, D. Deslandes & Y. Cassivi, "*The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics*", Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003. 6th International Conference on, 2003, P-III-P-X vol.1.
- [19] D. Deslandes, K. Wu, "*Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide*", IEEE Microwave Theory and Techniques, 2006, 54, pp. 2516-2526.
- [20] B. Potelon, J.-C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius & C. Person, "*Design of Ku-Band Filter based on Substrate-Integrated Circular Cavities (SICCs)*", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2006, pp. 1237-1240.
- [21] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo & J.-F. Favennec, "*C-band cross-coupled SIW filter using a novel topology of electric coupling*", Microwave Conference (EuMC), 2010 European, pp. 188-191.
- [22] M. Lathi, "*Gravure offset printing for fabrication of electronic devices and integrated components in LTCC modules*", PhD thesis, Faculty of Technology of the University of Oulu, 2008.
- [23] L. Rigau, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Lahti & K. Kautio, "*Mixed LTCC Ultra Compact S-Band Filter with Wide Multispurious Stopband*", Asia-Pacific Microwave Conference 2007, pp. 1-4.
- [24] R. Perrone, J. Muller, "*Compact RF-filter-modules with lumped elements in LTCC for applications up to 10GHz*", Electronics System-Integration Technology Conference 2008, pp. 491-496.
- [25] "*Design guidelines Low Temperature Co-fired Ceramic Modules*", VTT Electronics, 2008 ([http://www.vtt.fi/files/research/mel/lccc\\_design\\_rules.pdf](http://www.vtt.fi/files/research/mel/lccc_design_rules.pdf)).
- [26] Site internet de VTT Electronics : <http://www.vtt.fi/>
- [27] L. Rigau, "*Composants 3D en technologie multicouche LTCC. Applications aux fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement*", Thèse de doctorat, Université de Limoge, 2007.
- [28] Site internet de Heraeus : <http://www.heraeus.com>
- [29] Documentation technique, substrat LTCC Heratape® CT765, Heraeus (Allemagne).
- [30] Documentation technique, "*Mixed Tape System with Different K-Values*", Heraeus (Allemagne).
- [31] A. Khalil, "*Technologie LTCC et stéréolithographie céramique 3D appliquées à la conception de dispositifs millimétriques et sub-millimétriques*", Thèse de doctorat en électronique, Université de Limoges, Limoges, Octobre 2010.

- 
- [32] N. Delhote, "*Composants céramiques 3D par procédé de stéréolithographie - Solutions de filtrage hyperfréquence innovantes*", Thèse de doctorat en électronique, Université de Limoges, Limoges, Octobre 2007.
- [33] L. Carpentier, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, H. Leblond et D. Pacaud, "*Compact Ku band filter based on BMT dielectric resonators made in a single part using 3D ceramic stereolithography process*", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2012.



# Chapitre 2

## Étude et réalisation d'un filtre simple SIW en technologie LTCC

### Sommaire

---

2.1 Introduction.....	49
2.2 Spécifications.....	50
2.3 Cavity résonante SIW.....	51
2.3.1 Dimensions et fréquence de résonance.....	51
2.3.2 Dimensions et facteur de qualité.....	54
2.3.3 SIW : règles de conception.....	57
2.4 Synthèse et topologie.....	61
2.4.1 Ordre du filtre.....	62
2.4.2 Coefficients et matrice de couplage.....	62
2.4.3 Topologie du filtre.....	64
2.5 Couplages.....	66
2.5.1 Couplages d'accès.....	66
2.5.2 Couplages horizontaux.....	73
2.5.3 Couplages verticaux.....	77
2.5.4 Réflexion sur l'influence des éléments de couplages.....	79
2.6 Conception, simulations et mesures.....	81
2.6.1 Simulation électromagnétique.....	81
2.6.2 Réglages électromagnétiques.....	82
2.6.3 Mesures et rétro-simulations.....	86
2.7 Conclusion.....	90
Bibliographie.....	91



## 2.1 Introduction

Le premier chapitre a mis en évidence le fait que la problématique du filtrage hyperfréquences se situe principalement au niveau du rapport entre les performances et l'encombrement du dispositif. Dans le but d'améliorer ce compromis, nous avons proposé une solution qui consiste à associer le concept SIW et la technologie LTCC couplée à l'utilisation d'un substrat de forte permittivité relative.

Dans ce deuxième chapitre, nous allons illustrer cette solution par la réalisation d'un filtre en bande X. Toutes les étapes de la conception seront détaillées, en partant des spécifications jusqu'à la fabrication du filtre par *VTT Electronics* à Oulu, en Finlande. Nous commenterons ensuite les résultats de mesures. Une étape de rétro-simulation sera alors effectuée afin d'analyser les diverses dispersions et d'identifier leur(s) origine(s).

Ce chapitre s'articulera en quatre parties. La première sera consacrée au dimensionnement d'une cavité SIW et aux règles de conception propres à ce concept. Une seconde étape théorique sera abordée dans la deuxième partie avec l'utilisation d'outils de synthèse de filtre. La troisième partie traitera des couplages et des différents éléments de couplage du filtre, avec notamment la réalisation d'outils informatiques automatisés pour la réalisation d'abaques. Une quatrième et dernière partie plus concrète concernera la conception, la simulation et les résultats de mesure du filtre. Puis ce chapitre s'achèvera par une brève conclusion.

Le filtre développé dans ce chapitre a été présenté aux Journées Nationales des Micro-ondes à Brest en juin 2011, ainsi qu'à l'International Microwave Symposium 2012 à Montréal (Québec, Canada) en juin 2012.

## 2.2 Spécifications

Cette étude ne concerne pas un besoin réel en termes de spécifications. Elle est destinée à démontrer la faisabilité de la solution SIW/LTCC dans le cas d'une utilisation dans le domaine spatial, et plus particulièrement en bande X. Les spécifications ont donc été déterminées de façon arbitraire, sur un gabarit qui se veut simpliste, afin de poser une base saine et sans artifice pour caractériser les différents aspects de la technologie. Une étude plus complexe et concrète sera décrite dans le chapitre suivant.

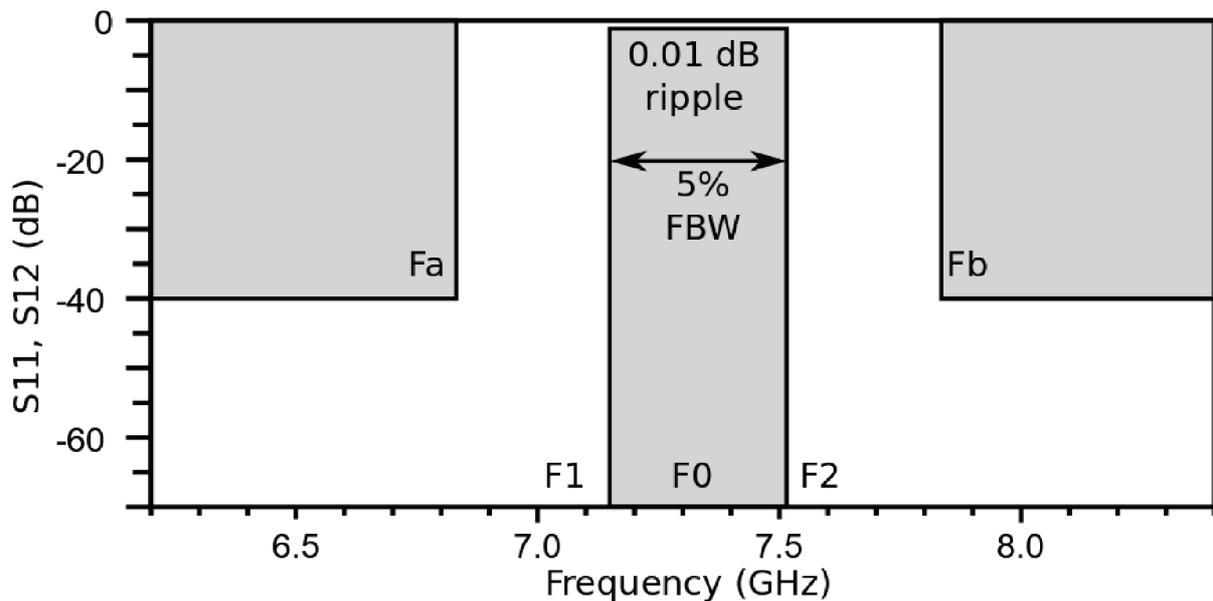


FIGURE 2.1 – Spécifications de la fonction de filtrage.

La Figure 2.1 donne le gabarit de la fonction de filtrage proposée. Celui-ci est centré à 7.33 GHz avec une bande passante relative de 5 %, soit une bande passante absolue de 360 MHz. Une ondulation dans la bande de 0.01 dB est requise, ce qui équivaut à plus de 26 dB d'adaptation (cf. §1.3.1). En dehors de la bande passante, le filtre devra présenter une réjection de 40 dB à partir de 500 MHz de part et d'autre de la fréquence centrale.

## 2.3 Cavité resonante SIW

Avant de se lancer dans la phase de synthèse, nous allons définir les caractéristiques des résonateurs qui seront utilisés. Le concept SIW revient à profiter des modes de propagation et de résonance volumiques, dans un substrat de technologie planaire (cf §1.4.3). Nous aurons donc à appliquer les méthodes de conception propres aux modes volumiques, notamment pour déterminer les dimensions des cavités, mais nous devons aussi respecter les règles de conception propres à la technologie, en l'occurrence le LTCC. En plus de cela, il faudra prendre en compte la particularité du SIW par rapport aux technologies volumiques classiques, qui est de matérialiser certains murs électriques par des rangées de vias. Ce dernier aspect sera abordé à la fin de cette section (sous-section 2.3.3). Avant cela, nous allons définir les dimensions et le type de cavité que nous utiliserons, puis nous nous intéresserons à son facteur de qualité.

### 2.3.1 Dimensions et fréquence de résonance

Le concept SIW impose les deux parois métalliques parallèles que sont les métallisations inférieure et supérieure du substrat planaire. Le concepteur est ensuite libre de choisir la forme de ce qui matérialisera la (les) paroi(s) perpendiculaire(s)   ces plans métalliques. La Figure 2.2 montre des exemples de cavités SIW aux formes variées.

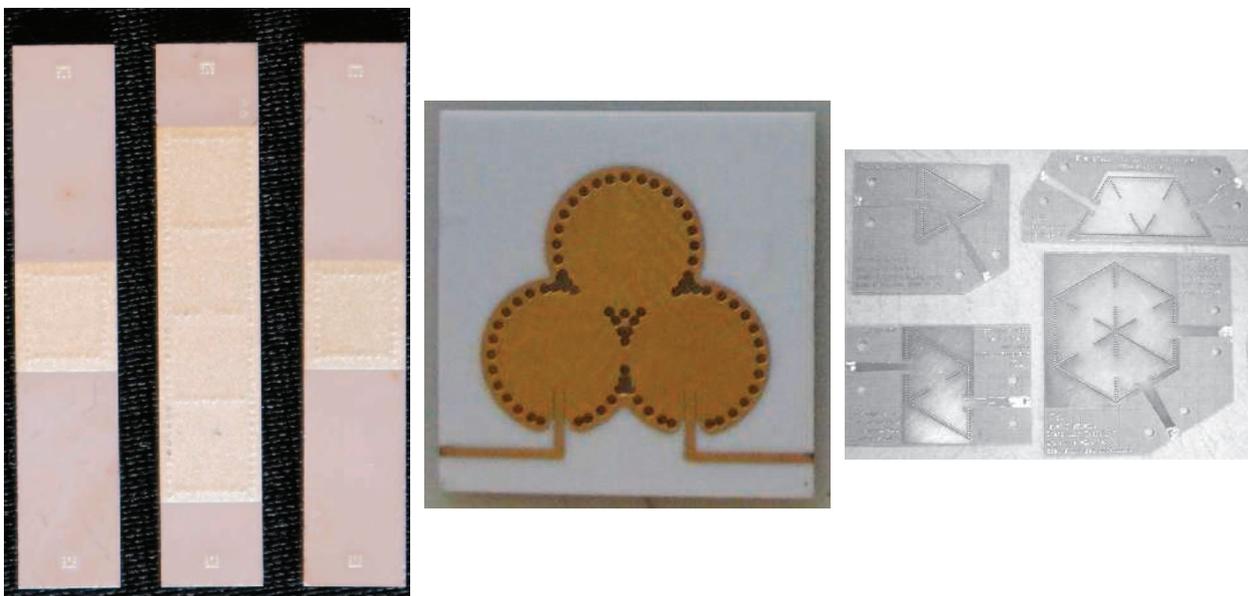


FIGURE 2.2 – Exemples de cavités SIW à sections rectangulaire, circulaire [34] et triangulaire [35].

Pour cette étude, nous utilisons des cavités de forme rectangulaire, pour faciliter leur empilement et pour pouvoir régler leur fréquence de résonance de façon simple, en déplaçant une seule de leur paroi.  tant donné qu'il s'agit de modes de propagation et de résonance volumiques, la théorie à appliquer est

directement celle qui est utilisée dans le cas des technologies volumiques classiques.

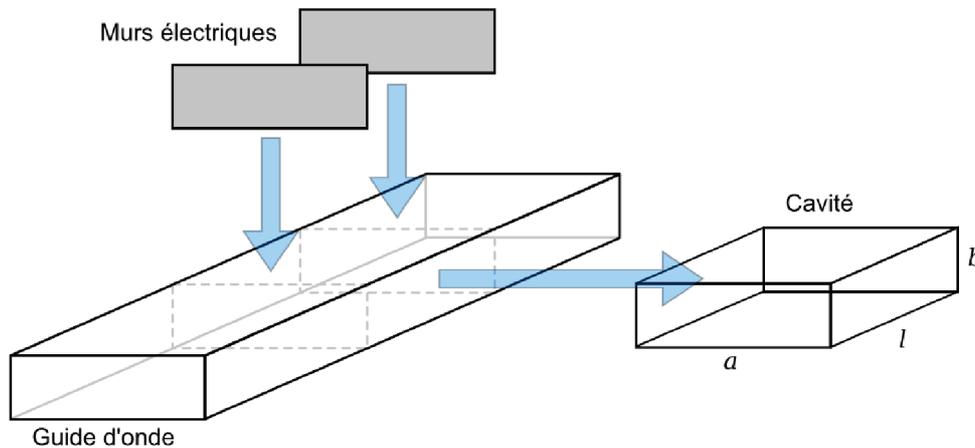


FIGURE 2.3 – Une cavité peut être vue comme un tronçon de guide d'onde.

Comme la montre la Figure 2.3, une cavité SIW parall lepipedique peut être vue comme un tronçon de guide d'onde rectangulaire fermé par deux murs électriques, où  $a$ ,  $b$  et  $l$  sont respectivement les largeur, hauteur et longueur de la cavité. Dans un premier temps, il faut dimensionner la section de guide dans laquelle sera délimitée la cavité. Cela revient à déterminer les deux dimensions que sont la largeur ( $a$ ) et la hauteur ( $b$ ) de la cavité. Cette dernière sera précisée dans la section suivante puisque sa détermination est particulière en raison de la technologie.

N.B. : Dans un guide d'onde cylindrique de section rectangulaire, plusieurs modes peuvent se propager. Ceux-ci sont parfaitement décrits dans de nombreux ouvrages ([36] chapitre 2, [37]). Principalement pour des raisons de compacité, nous avons choisi d'utiliser les modes de propagation et de résonance fondamentaux  $TE_{10}$  et  $TE_{101}$  respectivement ( $TE$  : Transverse  lectrique). Toutes les équations données ci-après sont donc à utiliser en considérant ces deux modes.

La largeur du tronçon de guide d'onde ne doit pas être choisie au hasard. Cette dimension conditionne la fréquence de coupure du guide, au dessous de laquelle l'affaiblissement des champs devient exponentiel au fur et à mesure de la propagation [37]. Autrement dit, un tel guide d'onde peut être considéré comme un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est fixée entre autre par la largeur.

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \lambda_c} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} 2a} \quad (7)$$

L'équation 7 donne la relation qui lie ces deux valeurs, où  $f_c$  est la fréquence de coupure du guide,  $\lambda_c$  est la longueur d'onde qui lui correspond dans le diélectrique,  $\epsilon_r$  est la permittivité relative du milieu qui remplit le guide et  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide. On peut remarquer que la largeur du guide  $a$  est une demi longueur d'onde correspondant à la fréquence de coupure.

Le fait de conditionner les champs électromagnétiques entre ces deux murs électriques espacés de  $a$  va modifier la longueur d'onde qui se propage dans l'axe du guide. Nous aurons donc à considérer la longueur d'onde de propagation guidée  $\lambda_g$ , dont la relation avec la longueur d'onde en espace libre  $\lambda$  et la longueur d'onde correspondant à la fréquence de coupure  $\lambda_c$  est donnée par l'équation 8 (pour un mode TE<sub>10</sub>).

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (8)$$

Il convient de faire remarquer que  $\lambda$  est la longueur d'onde en espace libre dans le milieu qui remplit le guide d'onde. Ainsi, dans un guide d'onde rempli de diélectrique dont la permittivité relative est  $\epsilon_r$ , l'équation 8 peut aussi s'écrire :

$$\left( \frac{\sqrt{\epsilon_r} f}{c} \right)^2 = \frac{1}{(2a)^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \quad (9)$$

Pour obtenir un phénomène de résonance, deux plans métalliques faisant office de murs électriques sont placés en travers du guide, et perpendiculairement à celui-ci, comme illustré Figure 2.3. La distance  $l$  entre ces deux parois va fixer la fréquence de résonance  $f_r$  selon l'équation 10 (pour un mode TE<sub>101</sub>).

$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{(2a)^2} + \frac{1}{(2l)^2}} \quad (10)$$

La permittivité relative du milieu qui remplit le guide étant généralement figée, cette équation 10 montre que la fréquence de résonance dépend uniquement de la largeur et de la longueur de la cavité. Il est intéressant d'observer l'effet du rapport entre ces deux dimensions sur les modes parasites que sont les modes TE supérieurs et les modes TM. La Figure 2.4 ([38] pp. 243-244) est un abaque permettant de prédire la fréquence de ces modes en fonction de la largeur et de la longueur d'une cavité rectangulaire, dont la hauteur fait la moitié de la largeur ( $b = a/2$ ). On peut remarquer qu'en mode fondamental TE<sub>101</sub>, avoir une base de cavité carrée ( $a^2/l^2 = 1$ ) permet d'éloigner au mieux les modes parasites dans le spectre.

En suivant cette indication, si l'on considère une cavité rectangulaire remplie de diélectrique dont les propriétés sont celles du substrat céramique Heratape<sup>®</sup> CT765 ( $\epsilon_r = 68.7$ ) (§ 1.4.4.2), nous devons utiliser une cavité dont la largeur  $a$  et la longueur  $l$  font 3.492 mm pour obtenir une base carrée.

Cette section a permis de déterminer la largeur et la longueur d'une cavité rectangulaire afin qu'elle résonne en mode TE<sub>101</sub>   la fréquence de 7.33 GHz dans un milieu dont les caractéristiques sont celles du substrat Heratape<sup>®</sup> CT765. Ces dimensions, égales, sont donc fixées dans un premier temps à 3.492 mm. Nous allons à présent considérer la troisième dimension de la cavité qu'est la hauteur.

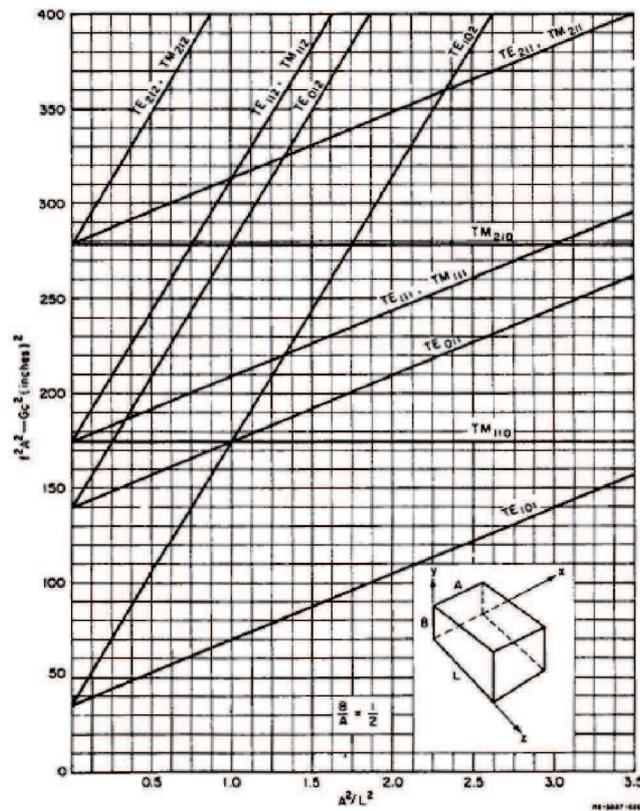


FIGURE 2.4 – Abaque des modes de résonance pour une cavité rectangulaire avec  $a = 2b$  [38].

### 2.3.2 Dimensions et facteur de qualité

Le principe de base du SIW est d'intégrer un guide d'onde volumique dans un substrat de technologie planaire. Si, comme on l'a vu, les largeur et longueur d'une cavité SIW sont fixées de manière relativement libre par le concepteur, la hauteur en revanche est beaucoup plus contrainte du fait de la technologie. La métallisation étant réalisée sur les deux faces du substrat, la hauteur correspond donc à l'épaisseur de ce dernier.

Si l'on considère le substrat céramique produit par Heraeus, le Heratape<sup>®</sup> CT765, l'épaisseur d'une couche après toutes les étapes du procédé LTCC est d'environ 84  $\mu\text{m}$ . Cette hauteur est faible en comparaison des 3.492 millimètres des deux autres dimensions. Une cavité ayant ces dimensions sera donc très plate, et le rapport entre le volume de diélectrique ( $V$ ) et la surface de métal à l'intérieur de la cavité ( $S$ ) sera faible. Or ce rapport influe directement sur le coefficient de qualité propre de la cavité. Les équations 11, 13 et 14 donnent la relation entre ces deux grandeurs.

$$\frac{1}{Q_{pr}} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (11)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (12)$$

$$Q_c = \frac{2}{\delta_s} \cdot \frac{V}{S} F = \frac{\lambda_r}{\delta_s} \cdot F \quad (13)$$

$Q_{pr}$  est le coefficient de qualité propre de la cavité,  $Q_d$  et  $Q_c$  correspondent respectivement à la qualité liée au pertes dans le diélectrique et celle liée au pertes dans le conducteur. Le terme  $\tan\delta$  caractérise les pertes diélectriques propres au substrat (1.73e-3 dans le cas du Heratape<sup>®</sup> CT765),  $\lambda_r$  est la longueur d'onde en espace libre dans le diélectrique à la fréquence de résonance de la cavité, et  $\delta_s$  est la profondeur de pénétration des champs dans les parois métalliques (" paisseur de peau"). La grandeur  $F$  est le *facteur de forme* de la cavité. Il est égal au rapport des valeurs moyennes du champ magnétique dans le volume et sur la surface contenus à l'intérieur de la cavité [37]. Dans le cas d'une cavité rectangulaire, pour une résonance en mode TE<sub>101</sub>, l'expression de  $F$  est donnée par l'équation 14 [39].

$$F = \frac{abl}{2} \frac{\left(\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}\right)^{3/2}}{\frac{b}{a^2}(a+2l) + \frac{a}{b^2}(b+2l)} \quad (14)$$

Les paramètres  $a$ ,  $b$  et  $l$  sont respectivement les largeur, hauteur et longueur de la cavité, comme illustré Figure 2.3.   partir de ces expressions, il est possible de tracer l'évolution du coefficient de qualité propre d'une cavité en fonction de ses dimensions, et plus particulièrement en fonction de la hauteur de la cavité. La Figure 2.5 montre cette évolution, ainsi que celle des coefficients de qualité intermédiaires que sont  $Q_c$  et  $Q_d$ , pour une cavité à base carrée de 3.492 mm de côté, résonant à 7.33 GHz, et remplie de substrat de même caractéristiques que le Heratape<sup>®</sup> CT765.

Dans un premier temps, nous pouvons relever la valeur du coefficient de qualité propre pour une hauteur de cavité de 84  m : 76. Cette valeur est certes faible, mais elle est surtout plus faible que les coefficients de qualité obtenus avec d'autres technologies planaires (cf.   1.4.2). Cela ne correspond donc pas aux attentes qui ont motivé le choix d'utiliser le concept SIW. Cette faible valeur est due à deux paramètres : le facteur de forme trop faible à cause de la forme trop aplatie de la cavité, et la valeur de la tangente de pertes du diélectrique. En effet, si l'on se réfère aux équations 11 et 12, l'expression du coefficient de qualité propre de la cavité peut être présenté comme ci dessous.

$$Q_{pr} = \frac{1}{\frac{1}{Q_c} + \tan\delta} \quad (15)$$

Les valeurs  $Q_c$  et  $\tan\delta$  ne pouvant être négatives, cette représentation montre bien que même si  $Q_c$  est infini, la valeur de  $Q_{pr}$  est plafonnée par la tangente de pertes du diélectrique, que l'on peut considérer comme constante. On comprend ainsi que l'évolution du coefficient de qualité propre en fonction de  $Q_c$  sera asymptotique avec pour limite, l'inverse de la tangente de pertes du diélectrique (cependant,  $Q_c$  n'a pas une évolution linéaire). C'est pour cette raison que la pente de la courbe représentative de l'évolution de  $Q_{pr}$  diminue à mesure que la hauteur de cavité augmente.

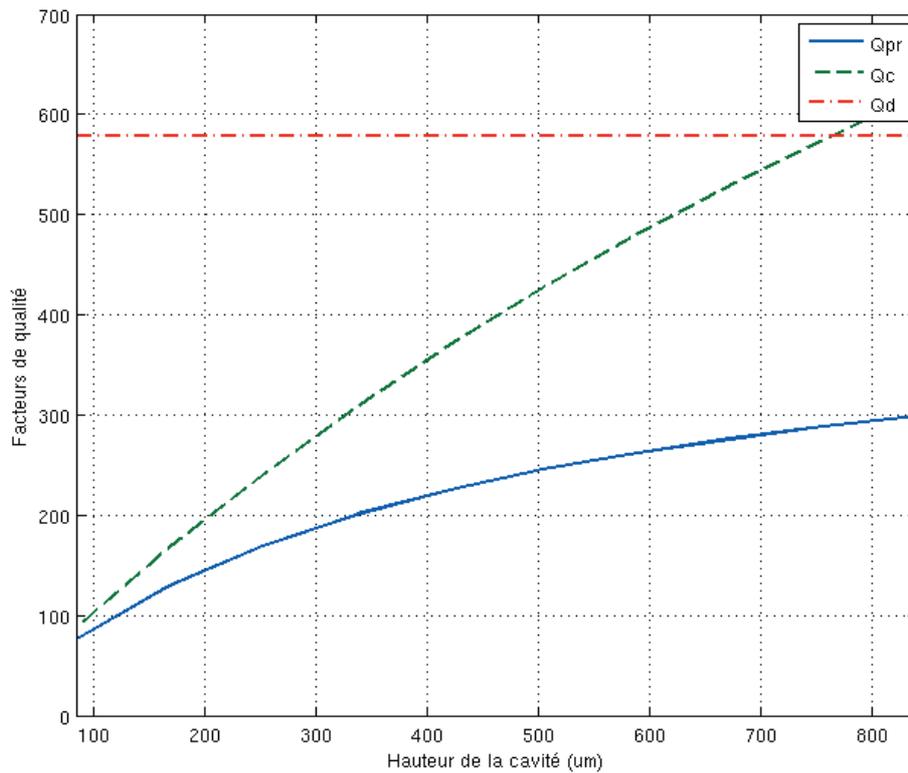


FIGURE 2.5 –  volution des facteurs de qualité d'une cavité rectangulaire en fonction de son épaisseur.

Cette étude nous permet de constater qu'il est possible d'améliorer le coefficient de qualité propre d'une cavité en augmentant sa hauteur, dans une certaine mesure. La technologie LTCC étant une technologie multicouche, où chaque couche est un substrat à part entière, on peut donc utiliser plusieurs couches identiques pour réaliser une seule cavité, comme illustré Figure 2.6.

Par cette figure, on comprend que le bon alignement des couches est un facteur important pour le bon fonctionnement de la cavité. VTT Electronics indique un désalignement possible maximum de  $\pm 15 \mu\text{m}$  entre deux couches. Il est évident que l'ajout de chaque couche va augmenter sensiblement le risque d'avoir des dispersions technologiques. Il faut donc faire un compromis dans le choix du nombre de couches à utiliser, entre l'amélioration du facteur de qualité et la limitation du risque de dispersions technologiques dues au désalignement des couches. Pour cette étude, nous avons choisi d'utiliser 5 couches pour la réalisation d'une cavité, soit une hauteur de cavité de 420  m pour obtenir un coefficient de qualité propre supérieur à 200.

Nous connaissons   présent les dimensions d'une cavité idéale résonant à la fréquence centrale du gabarit, soit 7.33 GHz. Ses largeur, longueur et hauteur sont respectivement 3.492 mm, 3.492 mm et 420  m. Afin de vérifier ces valeurs, cette cavité est réalisée sous le logiciel HFSS<sup>TM</sup>, et une simulation en

*eigenmode* (oscillations libres) est effectuée. La valeur du coefficient de qualité calculée par le logiciel est de 216.44, ce qui est cohérent avec les résultats obtenus.

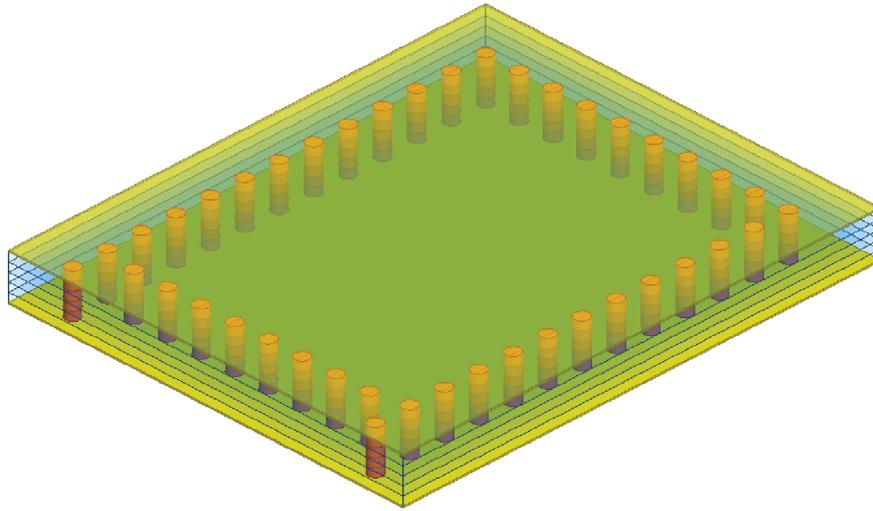


FIGURE 2.6 – Hauteur de cavité augmentée par l'utilisation de 5 couches de substrat.

Après avoir défini les caractéristiques de la cavité idéale, nous allons l'adapter à notre utilisation, en commençant par appliquer les règles de conception du SIW.

### 2.3.3 SIW : règles de conception

Un cavité SIW n'est pas une cavité idéale puisque les murs électriques, habituellement matérialisés par des plans métalliques en technologie volumique classique, sont réalisés ici par des rangées de vias en SIW. La Figure 2.7 donne une vue tridimensionnelle d'un tel guide d'onde.

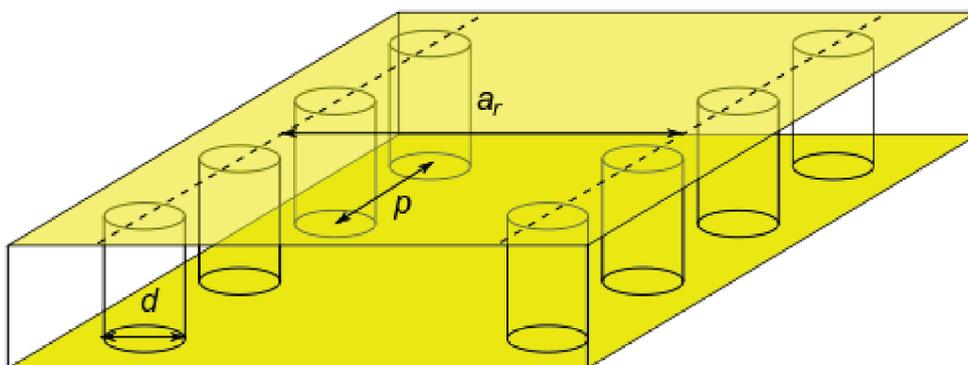


FIGURE 2.7 – Vue tridimensionnelle d'un tronçon de guide SIW.

La dimension  $d$  correspond au diamètre des vias, et  $p$  à la distance entre deux vias adjacents centre à centre. L'écartement réel  $a_r$  entre les deux rangées de vias (centre à centre) ne correspond pas à la largeur

effective du guide d'onde. D'un point de vue électromagnétique, la frontière électrique crée par les rangées de vias est sensiblement différente de la frontière physique et géométrique que l'on peut attribuer à la ligne imaginaire formée par les centres des vias. Une première équation empirique a été proposée dans [40] pour obtenir une valeur approchée de la largeur effective du guide d'onde. En pratique, cette valeur correspond à la largeur d'un guide d'onde rectangulaire en technologie volumique classique (avec de vrais murs électriques latéraux) dont la fréquence de coupure est identique au guide SIW considéré. Cette équation 16 est donnée avec une précision de  $\pm 5\%$  et n'est valide que dans le cas où l'écartement  $p$  entre deux vias est inférieur à la largeur  $a_r$ , et que  $b < 4d$  (où  $b$  est la hauteur de la cavité)

$$a_{eff} = a_r - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (16)$$

L'équation 17 apporte une amélioration, elle aussi empirique, sur la précision de calcul de la largeur effective  $a_{eff}$  d'un guide SIW [41]. Pour cette équation 17, les conditions sont  $p/d < 3$  et  $d/a_r < 1/5$ .

$$a_{eff} = a_r - 1.08 \cdot \frac{d^2}{p} + 0.1 \cdot \frac{d^2}{a_r} \quad (17)$$

Ainsi, les largeur et longueur qui ont été fixées pour la cavité idéale à la section 2.3.1 seront à revoir, après avoir défini les grandeurs  $d$  et  $p$  que sont le diamètre des vias et leur espacement.

La modélisation de murs électriques verticaux par des rangées de vias doit respecter un certain nombre de règles. D. Deslandes et K. Wu décrivent dans [42] les différents phénomènes qui entrent en jeu dans un guide d'onde SIW, et établissent des règles de conception résumées par la Figure 2.8.

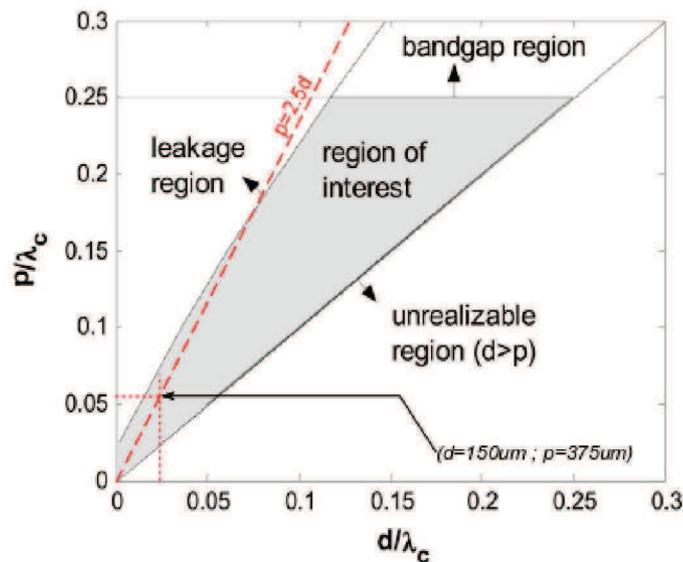


FIGURE 2.8 – Résumé des règles de conception d'un guide SIW (extrait de [42]).

Les valeurs  $d$  et  $p$  sont le diamètre des vias et leur espacement respectivement, et  $\lambda_c$  est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de coupure du guide d'onde SIW, autrement dit  $\lambda_c = 2a_{eff}$ . La diagonale de ce graphe est la droite où  $p = d$ . Il est donc évident que la région située au dessous de cette diagonale est interdite, puisqu'impossible à réaliser physiquement. En effet, le diamètre des vias serait plus grand que leur écartement, et les vias se chevaucheraient. La région appelée *leakage region* est à éviter puisqu'il s'agit d'une région où l'écartement entre les vias serait grand et provoquerait des pertes par rayonnement trop importantes. La zone *bandgap region* prend en compte les effets coupe-bande introduit par l'aspect périodique d'une structure SIW. Pour éviter ce genre d'effet, il est recommandé de respecter la condition  $p/\lambda_c < 0.25$ . Enfin, la zone *over-perforated region* est donnée à titre d'information pour limiter le nombre de vias par longueur d'onde, et ainsi réduire les coûts de fabrication. Ces quatre zones en laissent apparaître une dernière, appelée *region of interest*, et qui est celle dans laquelle il est conseillé de se placer pour concevoir un guide SIW [42]. Bien entendu, ces règles sont données à titre indicatif et sont une bonne représentation des choses. Elles permettent d'obtenir un guide SIW équivalent à un guide d'onde classique de mêmes dimensions, ayant des pertes par rayonnement négligeables. Pour aller un peu plus loin, et en prenant du recul sur cette étude portant sur le diamètre et le positionnement des vias, il est évident que le cas le plus favorable est d'avoir un écart entre les vias bord à bord quasi-nul. En considérant la Figure 2.8, cela revient à se placer le long et légèrement au dessus de l'axe médian du graphe.

Malheureusement, ce cas idéal ne satisfait pas aux règles de conception technologiques. Celles-ci imposent un diamètre de vias de 100, 150 ou 200  $\mu\text{m}$ . Lors d'une rencontre avec des ingénieurs de VTT Electronics, ceux-ci nous ont conseillés d'utiliser un diamètre minimum de 150  $\mu\text{m}$  pour le substrat CT765. Les règles de conception de la technologie LTCC imposent aussi un écart minimum entre les vias (pitch), centre à centre, de  $2.5 \times \emptyset$ , où  $\emptyset$  est le diamètre des vias. L'axe en traits interrompus courts sur la Figure 2.8 correspond à l'ensemble des cas qui respectent cette contrainte technologique. Le pitch  $p$  doit donc être au minimum de  $2.5 \times 150 = 375 \mu\text{m}$ . Les axes en pointillés montrent le positionnement de notre cas où  $d = 150 \mu\text{m}$ ,  $p = 375 \mu\text{m}$  et  $\lambda_c = 6.856 \text{ mm}$ . Celui-ci n'est pas au plus près de l'axe médian, mais reste dans la zone favorable.

Ainsi, nous avons déterminé le diamètre et l'écartement des vias qui constitueront les parois métalliques latérales. Nous pouvons à présent ajuster les dimensions de la cavité grâce à l'équation 17, afin d'obtenir un cavité à base carrée présentant une fréquence de résonance de 7.33 GHz. Cependant, par anticipation sur la conception du filtre complet, nous allons utiliser des valeurs fixées plus ou moins arbitrairement dans un premier temps. En effet, la cavité telle qu'elle a été définie dans les sections précédentes est proche de l'idéal et ne possède aucun accès. L'ajout d'un ou de deux dispositifs de couplage modifiera la géométrie de la cavité et la fréquence de résonance aura tendance à se décaler vers les basses fréquences. Il faudra donc régler la longueur ou la largeur de la cavité afin de réajuster la fréquence de résonance. Nous choisissons de fixer la largeur  $a_r$    3.3 mm. Cette valeur est volontairement plus faible que celle qui a été calculée à la section 2.3.1. Cela permettra de conserver une base de forme

proche du carré, puisque la longueur sera elle aussi réduite à cause du réajustement de la fréquence de résonance. Cette largeur réelle donne une largeur effective de guide SIW  $a_{eff}=3.236$  mm, obtenue avec l'équation 17. En appliquant l'équation 10, la longueur théorique effective de la cavité doit être de 3.819 mm, soit une longueur réelle (centre à centre des vias) de 3.880 mm. Les cavités auront donc dans un premier temps pour largeur, longueur et hauteur, respectivement 3.3 mm, 3.880 mm et 420  $\mu$ m.

## 2.4 Synthèse et topologie

Un filtre est un dispositif réalisant une fonction de filtrage. Cette dernière a pour objectif de respecter les spécifications fixées par le cahier des charges, comme celles présentées à la section 2.2. La fonction de filtrage peut être décrite mathématiquement et des outils théoriques permettent d'atteindre cette fonction à partir des spécifications. L'utilisation de ces outils constitue la démarche de synthèse, dont les différentes étapes sont largement détaillées dans un grand nombre d'ouvrages (dont [38], [43] et [44]). Dans le cas particulier évoqué dans ce chapitre, et plus largement dans cette thèse, nous utiliserons seulement quelques éléments de la synthèse d'un filtre de Chebychev. Ce dernier présente une bonne réjection et une ondulation dans sa bande passante dont l'amplitude peut être limitée, le tout pour un ordre relativement faible. Les autres types de synthèse les plus répandus que sont le filtre de Butterworth (ou *maximally flat*) et le filtre elliptique ont été écartés. Le premier nécessite un ordre très élevé pour obtenir une réjection acceptable, ce qui implique une augmentation des pertes d'insertion, et le second qui présente des zéros de transmission n'est pas nécessaire ici.

La synthèse du filtre passe par la détermination d'un filtre prototype passe-bas, dont la pulsation de coupure est  $\Omega_c=1$  rad/s. Une transformation en fréquence est ensuite réalisée afin d'obtenir les différents paramètres qui permettront d'obtenir la matrice de couplage du filtre passe-bande. Avant cela, et en partant du gabarit, une étape préalable est nécessaire pour déterminer les fréquences caractéristiques du prototype passe-bas : la fréquence d'atténuation  $f_s$  devient  $\Omega_s$ , la fréquence centrale est ramenée à zéro et la fréquence de coupure haute devient  $\Omega_c$ . Pour une transformation passe-bas – passe-bande, la transformation en fréquence requise est exprimée par l'équation 18.

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (18)$$

Où  $f_0$  est la fréquence centrale et  $FBW$  est la bande passant relative.

### 2.4.1 Ordre du filtre

L'ordre du filtre, c'est à dire le nombre de résonateurs qui le constituent, peut être calculé grâce à l'équation 19 ([44] p. 42).

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_S} \quad (19)$$

Où  $n$  est l'ordre du filtre,  $L_{As}$  est le niveau de réjection hors-bande à la pulsation  $\Omega_S$  et  $L_{Ar}$  est l'amplitude maximale de l'ondulation.  $\Omega_S$  correspond à la fréquence de réjection haute après transformation avec l'équation 18. L'équation 19 nous montre qu'un ordre 5 serait suffisant pour respecter les spécifications. Cependant, nous privilégions un ordre pair afin d'obtenir une structure symétrique et choisissons d'utiliser un ordre 6. De plus, l'utilisation de l'ordre directement supérieur améliore sensiblement la réjection.

### 2.4.2 Coefficients et matrice de couplage

Une fois que l'ordre du filtre est déterminé, connaissant l'ondulation maximale de 0.01 dB fixée par les spécifications, nous obtenons les coefficients de Chebychev du filtre prototype passe-bas suivant :

$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008

À partir de ceux-ci, il est possible de calculer directement les différents éléments du filtre passe-bande avec des inverseurs d'admittance, comme l'illustre la Figure 2.9, extraite de ([44] p. 59).

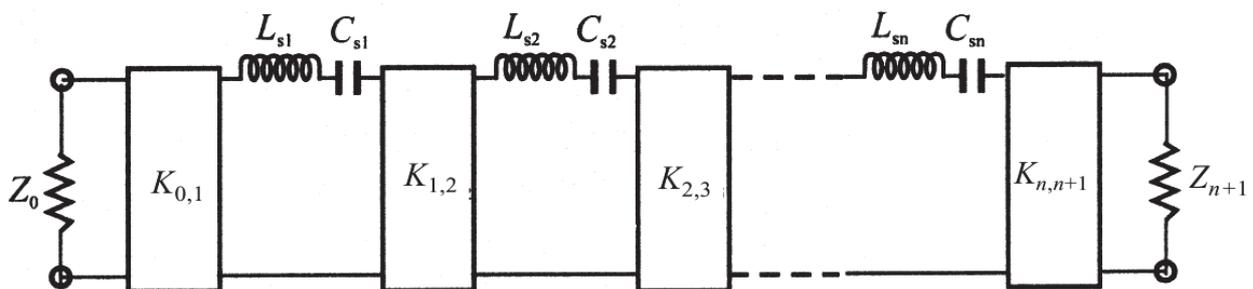


FIGURE 2.9 – Filtre avec inverseurs d'admittance ([44] p. 59).

Les résonateurs sont modélisés par une inductance et une capacité en série. Le couplage entre résonateurs est assuré par les inverseurs d'impédance, symbolisés par leur paramètre  $K_{i,i+1}$  et dont la matrice chaîne est exprimée ci dessous :

$$\begin{bmatrix} 0 & \mp j K \\ \pm \frac{1}{j K} & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Les différents éléments du circuit présenté Figure 2.9 se calculent avec les équations 22, 23 et 24.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{si} C_{si}}} \quad (21)$$

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 FBW \omega_0 L_{s1}}{\Omega_C g_0 g_1}} \quad (22)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_C} \sqrt{\frac{L_{si} L_{s(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \quad \text{où } 1 \leq i \leq n \quad (23)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 L_{sn} Z_{n+1}}{\Omega_C g_n g_{n+1}}} \quad (24)$$

On remarque dans un premier temps que la capacité et l'inductance d'un même résonateur sont mutuellement liées. Étant donné qu'il s'agit d'un modèle représentant les cavités SIW, le choix de leur valeur peut se faire arbitrairement. Nous fixerons  $L=C$  afin d'obtenir un paramètre de pente de la réactance  $x=1$  (équation 25).

$$x = \omega_0 L = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (25)$$

Nous obtenons ainsi les valeurs des inverseurs d'impédance  $K_{i,i+1}$  suivantes :

$K_{0,1}$	$K_{1,2}$	$K_{2,3}$	$K_{3,4}$	$K_{4,5}$	$K_{5,6}$	$K_{6,7}$
0.253	0.049	0.033	0.031	0.033	0.049	0.253

Ces valeurs correspondent aux coefficients de couplage des accès pour  $K_{0,1}$  et  $K_{6,7}$ , et aux coefficients de couplage entre résonateurs pour les autres. Il est possible d'utiliser une représentation matricielle, où chaque ligne ou colonne correspond à un accès ou à un résonateur, et chaque élément correspond à l'interaction qu'il y a entre ligne et colonne. Nous obtenons ainsi la matrice de couplage du filtre :

$$\begin{pmatrix} 0 & 0.253 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.253 & 0 & 0.049 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.049 & 0 & 0.033 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.033 & 0 & 0.031 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.031 & 0 & 0.033 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.033 & 0 & 0.049 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.049 & 0 & 0.253 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.253 & 0 \end{pmatrix} \quad (26)$$

### 2.4.3 Topologie du filtre

L'ordre du filtre a été fixé à 6, cela signifie qu'il sera composé de six résonateurs, autrement dit, six cavités SIW. La manière de disposer ces cavités est un compromis entre différents paramètres. Dans un premier temps, nous allons considérer un filtre de six cavités SIW aux dimensions définies précédemment, et à plat. C'est à dire sans profiter de la possibilité offerte par la technologie LTCC, d'empiler les cavités les unes sur les autres. La Figure 2.10 donne une vue schématique d'un tel filtre, avec ses dimensions.

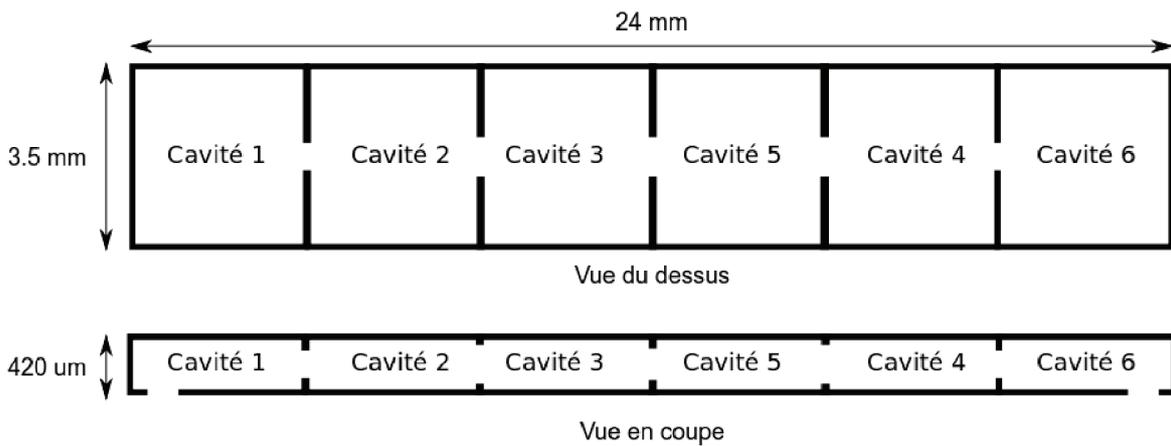


FIGURE 2.10 – Vue schématique d'un filtre SIW d'ordre 6 à plat et ses dimensions.

La taille de ce filtre est déjà faible, grâce à l'utilisation d'un substrat de haute permittivité. Mais on constate que l'encombrement peut encore être réduit en diminuant l'empreinte du filtre grâce à l'empilement de cavités, comme le montre la Figure 2.11. Les cavités 3 et 4 sont empilées sur les cavités 2 et 5 respectivement. L'empreinte est donc réduite de deux cavités.

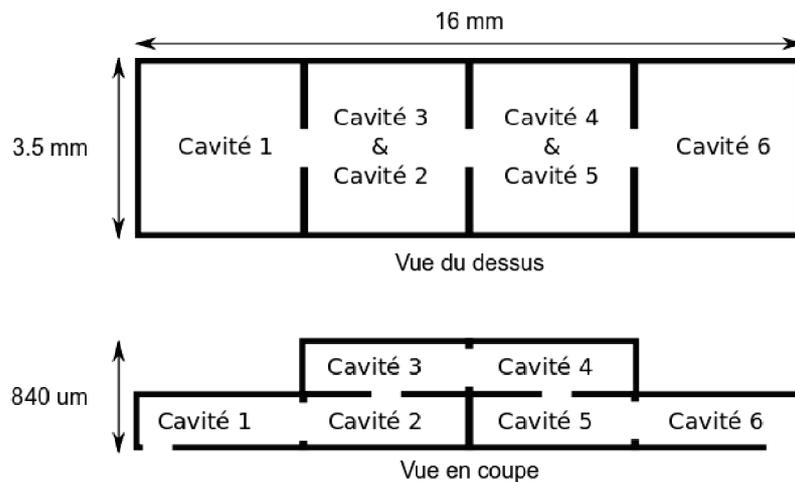


FIGURE 2.11 – Vue schématique d'un filtre SIW d'ordre avec un empilement de cavité, et ses dimensions.

Il serait possible de réduire encore l'empreinte du dispositif en empilant les cavités sur trois étages, mais cela poserait un problème de couplage direct entre les accès. En effet, les accès au filtre se font par les cavités 1 et 6. L'élément qui permet de réaliser le couplage d'accès est détaillé à la section 2.5.1, mais on sait déjà qu'une trop grande proximité de ceux-ci peut impliquer un couplage direct. Ceci aurait pour effet de réduire considérablement le niveau de réjection hors-bande du filtre. C'est pourquoi nous privilégions la topologie présentée Figure 2.11, qui permet de séparer les cavités d'accès par deux autres cavités. Cette précaution est nécessaire en grande partie à cause de la forte réduction de taille apportée par l'utilisation d'un substrat de forte permittivité.

Nous avons déterminé la topologie du filtre. Les cavités 1, 2, 5 et 6 seront sur un même plan (même étage), tandis que les cavités 3 et 4 seront empilées sur les cavités 2 et 5 respectivement. Cette topologie particulière va impliquer l'utilisation de dispositifs de couplage différents, que nous allons maintenant détailler et caractériser.

## 2.5 Couplages

La topologie de ce filtre d'ordre 6 a la particularité d'utiliser les trois dimensions pour la disposition des cavités. Comme le montre la Figure 2.12, nous sommes donc confrontés à trois sortes de couplages :

- Les couplages d'accès, situés sur les cavités d'accès 1 et 6.
- Les couplages horizontaux, entre deux cavités situées sur un même plan (ou d'un même étage).
- Les couplages verticaux, entre deux cavités superposées.

Chacun de ces types de couplages va être analysé et caractérisé. Nous aborderons par la suite une réflexion sur les possibilités d'amélioration de leur caractérisation.

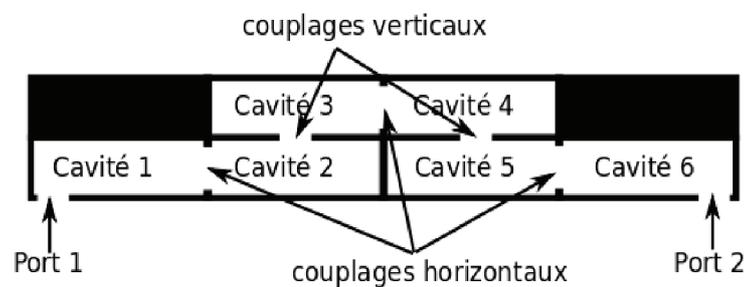


FIGURE 2.12 – Topologie du filtre SIW d'ordre 6.

### 2.5.1 Couplages d'accès

#### 2.5.1.1 Choix des éléments de couplage

Plusieurs solutions existent pour réaliser l'accès d'un filtre SIW, l'utilisation du microruban étant probablement la plus répandue [45]. Cependant, la compacité est l'un des critères les plus importants de cette étude, c'est pourquoi nous nous orientons vers une solution où les éléments d'accès du filtre sont intégrés à ce dernier. Des accès de type coplanaires, comme ceux utilisés dans [46], semblent correspondre à nos besoins. Ils offrent plusieurs avantages :

- leur intégration n'implique pas d'augmentation significative de la surface du dispositif puisqu'ils pourront être intégrés aux cavités d'accès (cavités 1 et 6)
- la ligne coplaire permet d'utiliser une station sous pointe pour mesurer les performances électriques du filtre
- la ligne coplaire permet aussi un report du dispositif dans un boîtier par des fils de bonding si son extrémité est placée suffisamment proche du bord du substrat

La Figure 2.13 montre une vue schématique des accès coplanaires. Les pointes de mesure sont posées là où la ligne CPW (*Co-Planar Waveguide*) prend naissance (en circuit ouvert). Les deux plans de masse (droit et gauche) sont ramenés au même potentiel au départ de la ligne CPW. Celle-ci est terminée

par deux fentes perpendiculaires, assurant le couplage entre elle-même et la cavité sur laquelle elle est gravée.

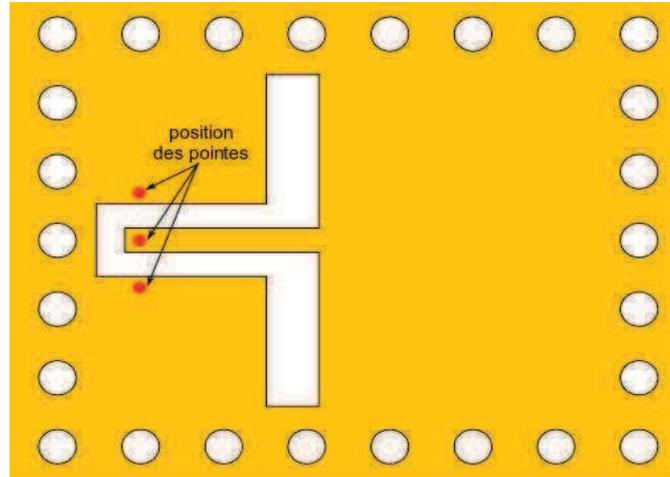


FIGURE 2.13 – Vue schématique des accès coplanaires sur une cavité SIW.

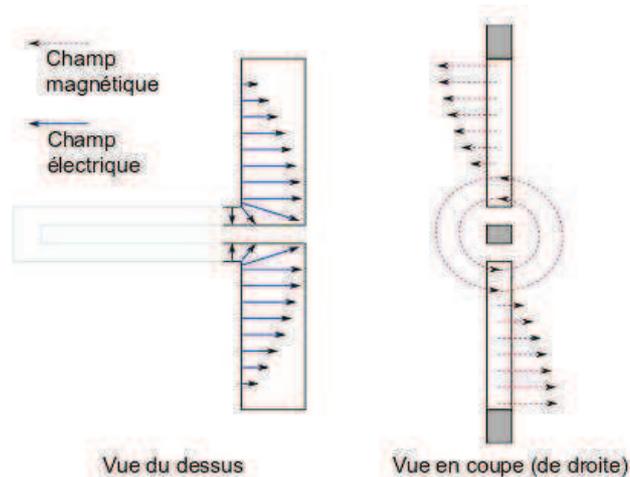


FIGURE 2.14 – Répartition des champs dans les fentes de couplage.

Les fentes de couplage à  $90^\circ$  se terminent par un court-circuit où le champ électrique est nul et le champ magnétique élevé, comme le montre la Figure 2.14. Or ces extrémités se trouvent à l'endroit où, dans la cavité, le champ magnétique est le plus fort et le champ électrique est le plus faible. De plus, la jonction à  $90^\circ$  entre la ligne CPW et les fentes de couplage est située vers le centre de la cavité, là où le champ électrique est le plus fort, à la fois pour la ligne CPW et pour la cavité. La position de ces fentes est donc très importante et influera directement sur la qualité et/ou l'intensité du couplage.

### 2.5.1.2 Dimensions et position des éléments de couplage

La position des éléments d'accès sur les cavités ne doit pas être choisie au hasard. Le principe du couplage étant identifié, l'extrémité de la ligne CPW constituée des deux fentes de couplage doit être positionnée proche du centre de la cavité. Dans un souci de report du filtre dans un boîtier par des fils de bonding et pour garder un maximum de distance entre les deux accès, on choisira de situer l'autre extrémité de la ligne CPW au plus proche de la rangée de via en bout de filtre, comme illustré Figure 2.13. Selon l'axe transversal, l'élément de couplage d'accès sera bien évidemment centré.

Après avoir choisi la position du dispositif, nous allons en déterminer les dimensions. Ces dernières ont une influence directe sur le coefficient de couplage. Bien que les paramètres soient nombreux, certaines vont être fixées par diverses contraintes. En effet, pour permettre la mesure sous pointes du filtre, nous allons devoir adapter les motifs de couplage d'accès aux dimensions des pointes de mesure. Suivant les indications fournies par ThalesAleniaSpace à Toulouse, nous utiliserons pour la mesure, des pointes ayant un écartement (pitch) de 150  $\mu\text{m}$ . Ces pointes sont constituées de trois "doigts" correspondant dans l'ordre à masse-signal-masse. Ils devront être posés en un point précis afin d'exciter le filtre. Les doigts correspondant aux masses seront posés de chaque côté de la ligne coplanaire, et le doigt du signal au centre, sera posé sur le ruban central de cette ligne. Les dimensions de la ligne sont aussi contraintes par les règles de conceptions (cf. section 1.4.4.3) qui limitent la largeur des lignes et des fentes à 75  $\mu\text{m}$  minimum. En ce fixant à ces valeurs minimales, on pourrait déterminer un ligne coplanaire dont le ruban central ferait 75  $\mu\text{m}$  de large, et les deux fentes 75  $\mu\text{m}$  également. Cela permettrait sans aucun problème de respecter l'écartement des pointes. Cependant, un dernier aspect peut venir modifier ce choix. L'impédance caractéristique d'une ligne coplanaire avec de telles dimensions et avec les caractéristiques du substrat utilisé est d'environ 23  $\Omega$ . Nous sommes donc loin du 50  $\Omega$  habituel. Malheureusement, la forte permittivité ne permet pas d'atteindre cette impédance caractéristique. Ce type de problème a déjà été rencontré par Michel Le Coq dans [47] avec une ligne microruban, et la solution retenue est d'utiliser un point précis sur la ligne d'accès de façon à voir une impédance globale de 50  $\Omega$ . En pratique, cela revient à utiliser des ports d'excitation normalisés à 50  $\Omega$  lors des réglages électromagnétiques du filtre avec les logiciels de simulation. La position des ports devra être scrupuleusement la même que l'emplacement des pointes de mesure ou des points soudures pour les fils de report sur le filtre réel. Nous ne sommes donc plus contraints par l'impédance caractéristique de la ligne. Finalement, pour des raisons pratiques et pour relâcher les contraintes sur la technologie, nous choisirons d'utiliser les dimensions présentées sur la Figure 2.15.

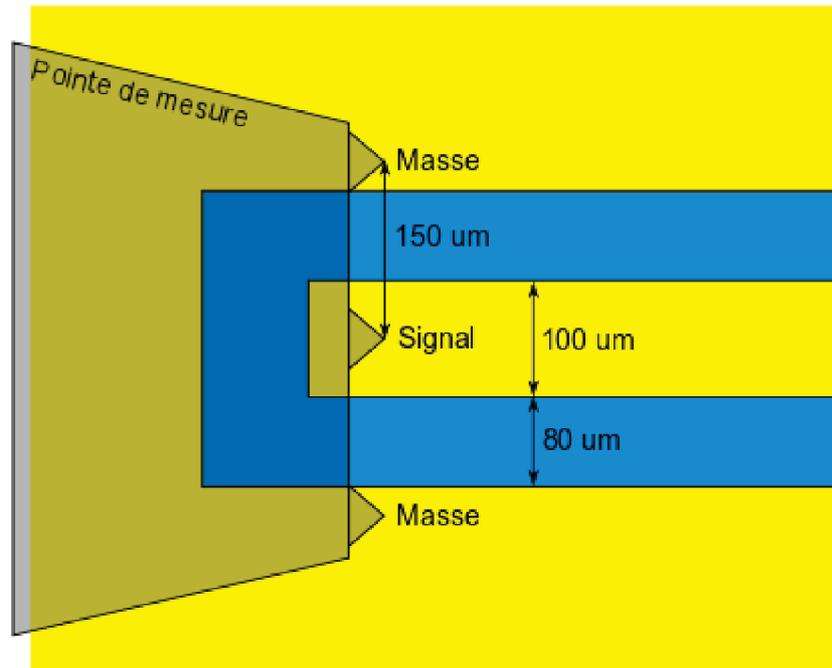


FIGURE 2.15 – Dimensions des lignes d'accès coplanaires.

Les autres dimensions à déterminer sont les largeur et longueur des fentes de couplage perpendiculaires à la ligne CPW, et la longueur de celle-ci. Chacune de ces dimensions a une influence sur le coefficient de couplage. Mais il apparaît, après de nombreuses simulations, que la longueur de la ligne coplanaire est le paramètre dont la variation influe le plus sur le coefficient de couplage. En effet, ce paramètre a une double influence, puisqu'en plus de modifier la longueur de la ligne coplanaire, la position du départ de cette ligne étant fixée, il modifie la position des fentes de couplage par rapport au centre de la cavité. Aussi, nous déterminons les largeur et longueur des fentes de couplage de façon arbitraire à  $300\ \mu\text{m}$  et  $1.4\ \text{mm}$  respectivement, afin qu'elles offrent un couplage satisfaisant, et nous ajusterons le coefficient de couplage d'accès en faisant varier la longueur de la ligne coplanaire. Nous allons donc devoir réaliser un abaque de couplage.

### 2.5.1.3 Abaque de couplage d'accès

Un abaque de couplage est un graphe qui va permettre de déterminer la valeur d'une dimension physique pour un coefficient de couplage donné. Pour ce faire, nous allons utiliser le logiciel de simulation électromagnétique HFSS<sup>TM</sup> pour réaliser les simulations successives d'une cavité excitée par un élément de couplage identique à celui que nous utiliserons pour les accès du filtre. À chaque simulation, le coefficient de couplage sera extrait d'après la méthode décrite dans [37].

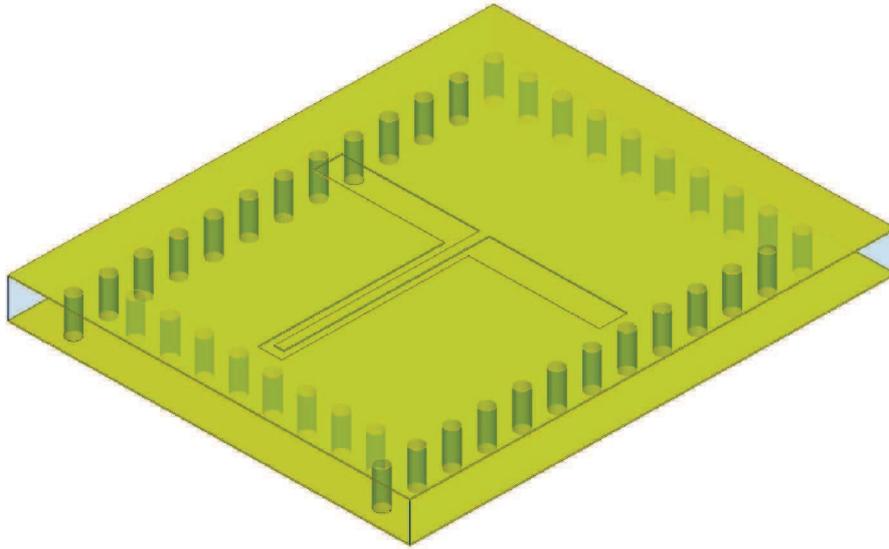


FIGURE 2.16 – Cavity type excitée par les motifs d'accès pour la réalisation d'un abaque de couplage.

Le principe est de réaliser une cavité type, résonant à la fréquence centrale du filtre, et dont les dimensions (notamment la largeur) sont très proches, voire identiques à celles des cavités utilisées dans le filtre. Cette cavité est ensuite excitée par un accès identique à celui à caractériser, comme illustré Figure 2.16. Une simulation électromagnétique permet ensuite d'extraire le paramètre  $S_{11}$  de cet ensemble cavité + accès. En le représentant sur un abaque de Smith, il est possible d'un premier coup d'œil de savoir si la cavité est sous-couplée ( $\beta < 1$ ), sur-couplée ( $\beta > 1$ ) ou si le couplage est critique ( $\beta = 1$ ), comme le montrent les exemples de la Figure 2.17. En effet, le diamètre du cercle correspond au coefficient de couplage (normalisé)  $\beta$ .

Après avoir déterminé l'état du couplage (sur- ou sous-couplage), la valeur précise du coefficient de couplage s'obtient à partir de la valeur du rapport d'onde stationnaire à la fréquence de résonance, et en appliquant les équations 27 ou 28.

$$\beta = R.O.S \quad \text{si } \beta > 1 \quad (27)$$

$$\beta = \frac{1}{R.O.S} \quad \text{si } \beta < 1 \quad (28)$$

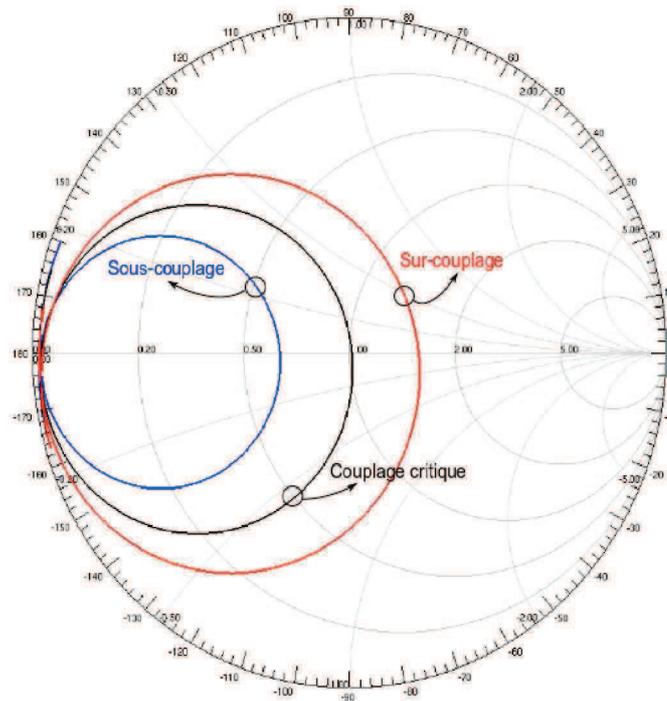


FIGURE 2.17 – Trois exemples de couplage.

Cette procédure qui permet d'extraire le coefficient de couplage est longue et répétitive. Pour réaliser un abaque de couplage, il est nécessaire de réaliser plusieurs simulations en faisant varier à chaque fois le paramètre qui va modifier le couplage, en l'occurrence la longueur de la ligne coplanaire, et relever à chaque fois la valeur du coefficient. Ces étapes ont donc été automatisées grâce à deux scripts. Le premier, en langage VBScript (*Microsoft Visual Basic Script*), permet de commander HFSS™ afin qu'il réalise toutes les simulations en exportant à chaque fois les résultats dans un fichier au format CSV (*Comma Separated Values*). L'en-tête du script comporte une zone à remplir par l'utilisateur pour définir les différents paramètres, comme le montre la Figure 2.18. Ce script nécessite d'avoir au préalable créé un projet HFSS™ et un design de la cavité type, et d'avoir vérifié que la simulation peut être exécutée sans problème.

```

#####
'
' #####
' ## ##
' ## PARAMETRES UTILISATEUR ##
' ## ##
' #####

chemin_projet = "/home/g/garreau/hfss/" 'chemin dans lequel se trouve le projet HFSS (à partir de la racine)
nom_projet = "IMS" 'nom du projet (sans l'extension .hfss)
nom_design = "abaque_acces" 'nom du design concerné
nom_param = "l" 'nom du paramètre à faire varier
param_min = 700 'en µm 'valeur minimale en micron
param_max = 1900 'en µm 'valeur maximale en micron
param_pas = 50 'en µm 'pas d'incrémentatation de la variable

'paramètres à vérifier et à modifier le cas échéant
nom_setup = "setup1"
nom_sweep = "sweep"

#####

```

FIGURE 2.18 – En-tête du fichier VBScript pour la réalisation d'abaques de couplage pour les accès.

Le deuxième script est celui qui va exploiter les résultats de simulation, sous le logiciel de calcul numérique Matlab® de MathWorks®. Ce script, dont l'en-tête est présenté Figure 2.19, va automatiquement charger les résultats exportés par HFSS™ au format CSV et en extraire les données utiles à la détermination du coefficient de couplage. Après avoir vérifié si la valeur du couplage est supérieure, égale ou inférieure à 1, elle est extraite pour chacune des simulations et une fenêtre est automatiquement ouverte pour afficher l'évolution du coefficient de couplage en fonction de la dimension du paramètre de couplage.

```

% #####|
% #####
% ## ##
% ## PARAMETRES UTILISATEUR ##
% ## ##
% #####

chemin_projet = '/home/g/garreau/hfss/'; % chemin dans lequel se trouve le projet HFSS (à partir de la racine)
nom_projet = 'IMS'; % nom du projet (sans l'extension .hfss)
nom_design = 'abaque_acces'; % nom du design
param_min = 700; % en µm % valeur minimale en micron
param_max = 1900; % en µm % valeur maximale en micron
param_pas = 50; % en µm % pas d'incrémentatation de la variable
ZO = 50; % en Ohms % impédance des accès

% #####

```

FIGURE 2.19 – En-tête du fichier Matlab® pour la réalisation d'abaques de couplage pour les accès.

Nous obtenons ainsi l'abaque de couplage présenté Figure 2.20, dont les valeurs du coefficient de couplage sont dénormalisées par rapport aux 50 Ω des ports d'excitation sous HFSS™. Nous pouvons à présent déterminer la longueur de la ligne CPW pour fournir le couplage obtenu par la synthèse à la section 2.4.2 dont la valeur est 0.253. La ligne coplanaire doit donc avoir une longueur d'environ 975 µm.

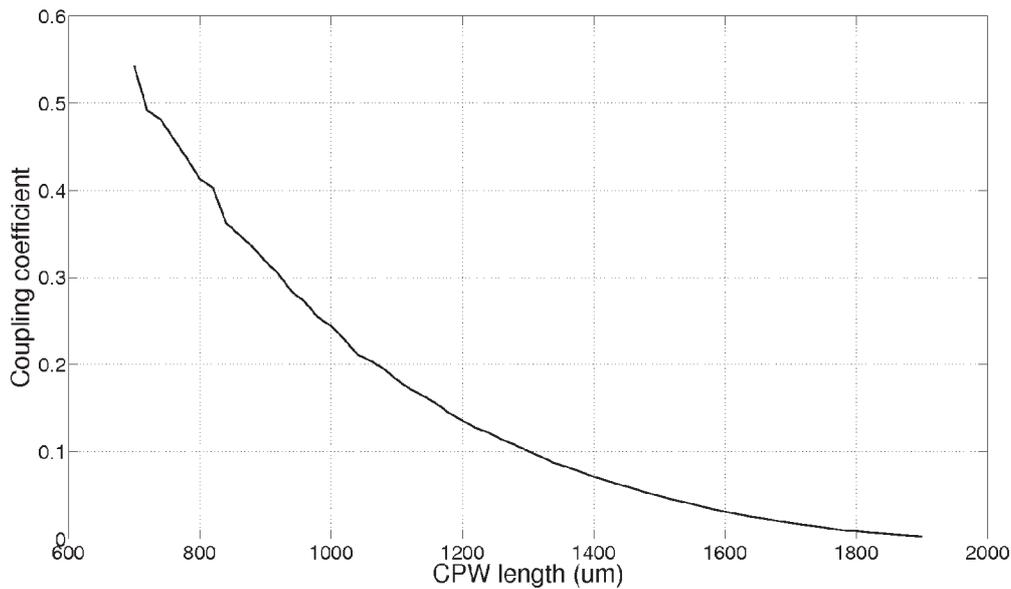


FIGURE 2.20 – Abaque de couplage des accès.

## 2.5.2 Couplages horizontaux

Étant donnée la topologie présentée à la section 2.4.3, les cavités adjacentes situées sur un même étage seront couplées horizontalement. La manière la plus simple d'effectuer un tel couplage est de créer une ouverture dans la paroi qui les sépare. Ce type d'ouverture est appelé *iris*. En SIW, cela revient à retirer un ou plusieurs vias de la rangée qui sépare les deux cavités, et à ajuster l'écart entre les vias qui encadrent l'ouverture ainsi créée. La Figure 2.21 donne des exemples d'iris réalisés entre des cavités SIW.

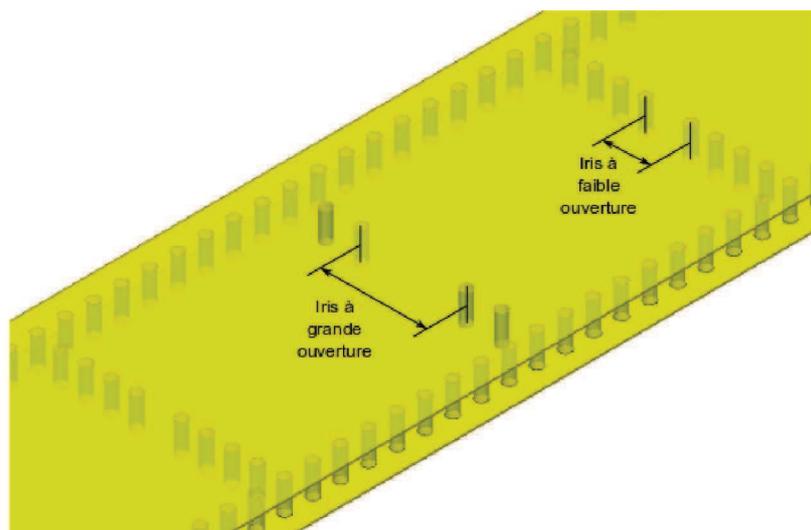


FIGURE 2.21 – Exemples d'iris réalisés entre deux cavités SIW.

On remarque notamment que pour une même largeur de cavité, la paroi ayant un iris à grande ouverture est constituée de quatre vias alors que celle ayant un iris à faible ouverture est constituée de huit vias. Cette différence est liée à deux contraintes :

- Conserver la meilleure isolation électromagnétique possible entre les deux cavités en dehors de l'iris en réduisant au maximum l'écart entre les vias, et donc en utilisant un maximum de vias.
- Respecter les contraintes technologiques qui imposent un écart minimal de  $375\ \mu\text{m}$  entre deux vias adjacents (centre à centre, cf. 2.3.3).

Ainsi, pour une cavité ayant une largeur de  $3.3\ \text{mm}$ , une rangée de vias disposée dans la largeur peut contenir un maximum de sept vias, avec un écart entre eux de  $413\ \mu\text{m}$ . En ajoutant un via de plus, l'écart ne serait plus que de  $367\ \mu\text{m}$ , ce qui ne respecte pas les règles de conception, et en retirant un via, l'écart serait inutilement trop grand, comme l'illustre la Figure 2.22.

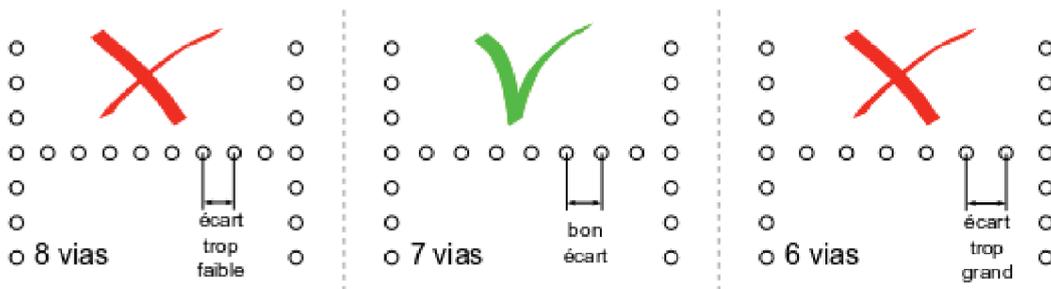


FIGURE 2.22 – Choix du bon nombre de vias pour la réalisation d'une paroi.

Pour réaliser un iris dans cette paroi constituée de sept vias, nous allons dans un premier temps supprimer un via. Nous créons ainsi une ouverture qui, en modifiant la position des autres vias, peut varier de  $471\ \mu\text{m}$  à  $1050\ \mu\text{m}$ , comme l'illustre la Figure 2.23. Nous appellerons ce type d'iris un *iris 6 vias*.

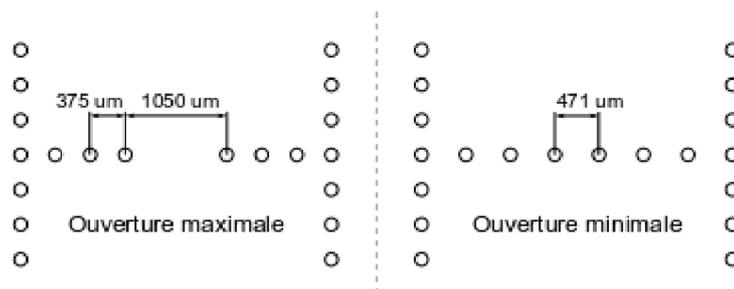


FIGURE 2.23 – Plage de réglage d'un iris "6 vias".

Pour obtenir une plage d'ouverture plus grande, et donc une plage de couplage plus grande, nous utiliserons deux sortes d'iris : des iris 6 vias, et iris 4 vias. Il va de soi qu'il faut utiliser un nombre pair de vias afin de conserver la symétrie de l'élément de couplage. De la même façon que nous avons réalisé un abaque de couplage pour les accès, nous allons en réaliser pour les couplages horizontaux. Cependant, la

méthode pour extraire le coefficient de couplage sera différente, étant donné qu'il s'agit d'un couplage entre deux cavités résonantes. Cette méthode est décrite dans [44] (section 8.5.1) et consiste à observer le paramètre  $S_{12}$  d'une structure symétrique composée de deux cavités identiques couplées par l'élément de couplage à caractériser (en l'occurrence, l'iris). En pratique, nous réalisons cette structure sous le logiciel HFSS™, et excitons les cavités par des iris dont le couplage est très faible, afin de bien visualiser les deux pics de résonance comme sur la Figure 2.24. Le coefficient de couplage se calcul ensuite en appliquant l'équation 29.

$$\beta = \frac{F1^2 - F2^2}{F1^2 + F2^2} \quad (29)$$

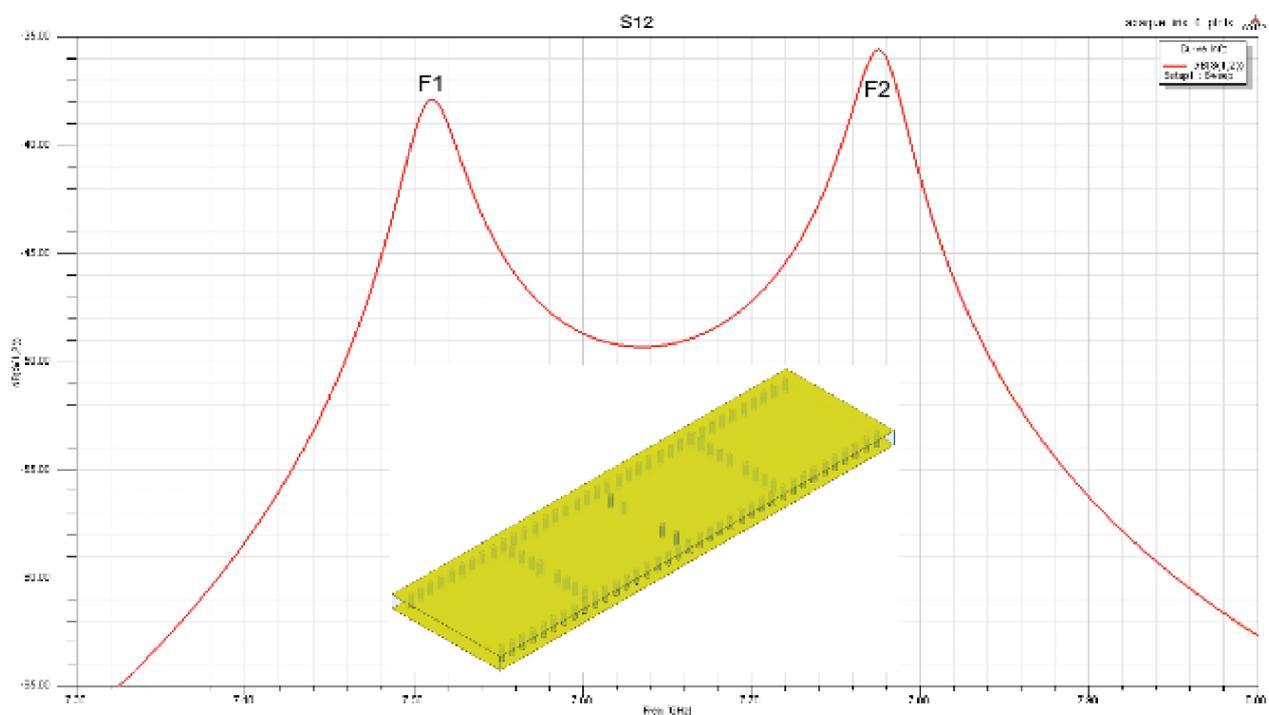


FIGURE 2.24 – Mise en pratique de la méthode d'extraction de coefficient de couplage donnée dans [44].

Comme pour le cas des couplages d'accès, la méthode a été automatisée par deux scripts, l'un en VBScript pour piloter HFSS™ et l'autre en format Matlab® pour exploiter les résultats de simulation et afficher les courbes. Moins complexe à réaliser que dans le cas précédent, ce dernier charge les résultats des simulations exportés par HFSS™, repère les fréquences correspondant aux deux pics de résonance, applique l'équation 29, et affiche les résultats sous forme de graphe montrant l'évolution du coefficient de couplage en fonction du paramètre de réglage de ce dernier (en l'occurrence, la largeur d'ouverture de l'iris).

Comme nous l'avons vu, suivant l'ouverture souhaitée nous utiliserons soit un iris 6 vias, soit un iris 4 vias. La Figure 2.25 donne l'abaque de couplage horizontal, combinant les deux sortes d'iris.

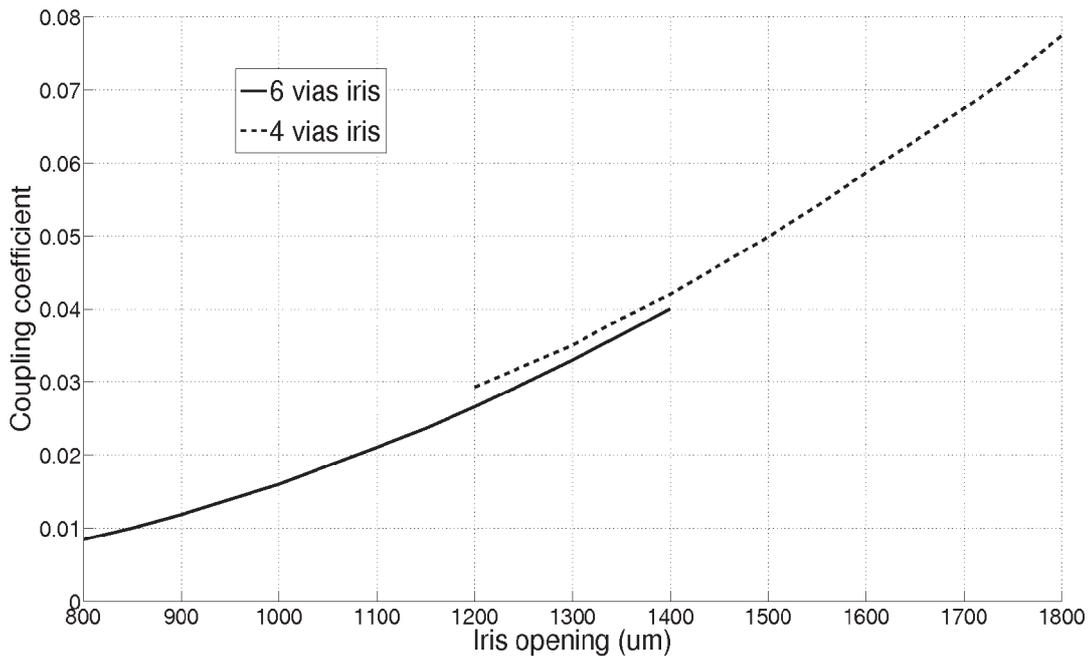


FIGURE 2.25 – Abaque de couplage horizontal.

On constate que pour un couplage compris entre 0.03 et 0.04, nous pouvons utiliser l'un ou l'autre des iris. Cependant, il semble plus intéressant de privilégier l'iris qui comporte le plus grand nombre de vias, afin d'avoir la meilleure isolation possible entre les cavités couplées en dehors de l'iris. Nous pouvons à présent déterminer la largeur d'ouverture des différents iris assurant les couplages horizontaux. Pour les couplage entre les cavités 1 et 2, ainsi qu'entre les cavités 5 et 6, le coefficient doit être de 0.049, ce qui implique l'utilisation d'un iris 4 vias avec une largeur d'ouverture de 1490  $\mu\text{m}$ . Pour le couplage entre les cavités 3 et 4, le coefficient doit être de 0.031, ce qui implique l'utilisation d'un iris 6 vias avec une ouverture de 1270  $\mu\text{m}$ . Dans ce dernier cas, nous pouvons remarquer qu'en choisissant ce type d'iris, les contraintes technologiques ne sont pas respectées. En effet, l'écart entre les vias est de 338  $\mu\text{m}$ , soit 2.26 fois le diamètre des vias. Cependant et encore une fois après discussion avec le fabricant (VTT Electronics), il s'avère qu'il est possible de réduire l'écart entre deux vias à deux fois le diamètre de ceux-ci. De plus, en anticipant sur la section suivante au sujet des couplages verticaux, l'utilisation d'un iris avec un nombre de vias plus élevé permet d'aider à limiter les couplages indésirables qu'il pourrait y avoir entre les cavités 2 et 4 et entre les cavités 3 et 5. En utilisant un nombre plus élevé de vias, le couplage est concentré au niveau de l'iris, et les fuites entre les vias sont limitées.

Dans une cavité rectangulaire SIW résonant en mode  $\text{TE}_{101}$ , le champs électrique est concentré au centre de la cavité et est orienté verticalement, comme illustré sur la Figure 2.26(a). Le champs magnétique quant à lui est orienté horizontalement et tourne le long des bords intérieurs de la cavité, comme illustré sur la Figure 2.26(b).

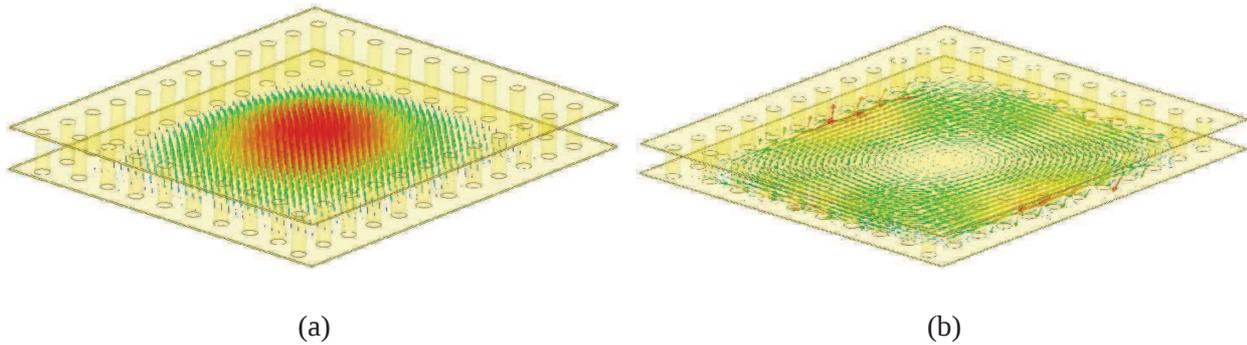


FIGURE 2.26 – Répartition du champs électrique (a) et magnétique (b) dans une cavité SIW rectangulaire.

L'iris se situe donc au niveau d'un maximum de champs magnétique des cavités qu'il couple, il semble donc évident que la nature de ce type de couplage soit à forte dominante magnétique. Les coefficients de couplage obtenus par la synthèse réalisée à la section 2.4 sont tous de même signe. Il est donc important de conserver un couplage de nature magnétique dans l'ensemble du filtre. Cette information est importante pour la réalisation des couplages verticaux que nous décrivons ci-après.

### 2.5.3 Couplages verticaux

Selon la topologie illustrée par la Figure 2.12, les cavités 3 et 4 sont empilées sur les cavités 2 et 3 respectivement. Elles sont donc couplées verticalement. Ces cavités sont séparées par un plan métallique. Le moyen le plus simple de réaliser un couplage est de graver une fente dans ce plan métallique. Afin d'obtenir un couplage à forte dominante magnétique, comme c'est le cas pour les couplages horizontaux, la fente devra être placée le long du bord des cavités, comme on peut le voir sur la Figure 2.27. Nous avons donc le choix entre quatre localisations, correspondant aux quatre côtés des cavités. Nous pouvons cependant en éliminer deux en raison de leur proximité avec les éléments de couplages horizontaux. En effet, la présence de l'iris entre les cavités 1 et 2 (ou 5 et 6) rend inappropriée la localisation de la fente de couplage vertical sur ce côté de la cavité 2 (ou 5). De même, la présence de l'iris entre les cavités 3 et 4 rend inappropriée la localisation de la fente de couplage vertical sur ce côté de la cavité 3 (ou 4). La proximité entre ces deux moyens de couplage impliquerait un couplage croisé non désiré entre cavités non-adjacentes (entre les cavités 1 et 3 par exemple). Il faut donc limiter tout couplage croisé en éloignant au maximum les éléments de couplage les uns des autres. Les fentes doivent donc être placées le long des parois des cavités qui ne sont pas pourvues d'iris, comme illustré Figure 2.27.

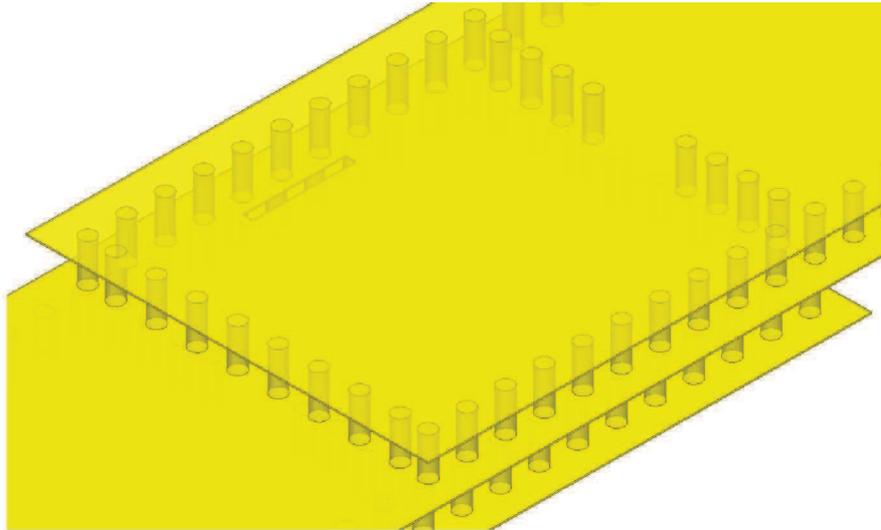


FIGURE 2.27 – Fente de couplage vertical entre deux cavités empilées.

Afin de fournir un couplage à dominante magnétique forte, la fente doit être placée au plus près du bord des cavités. Mais il est recommandé de laisser une marge d'environ  $50\ \mu\text{m}$  entre le contour d'un via et le bord d'une fente. Aussi, pour ne pas se positionner à cette limite technologique, la fente sera placée à  $75\ \mu\text{m}$  du bord des vias, soit une fois le rayon de ceux-ci.

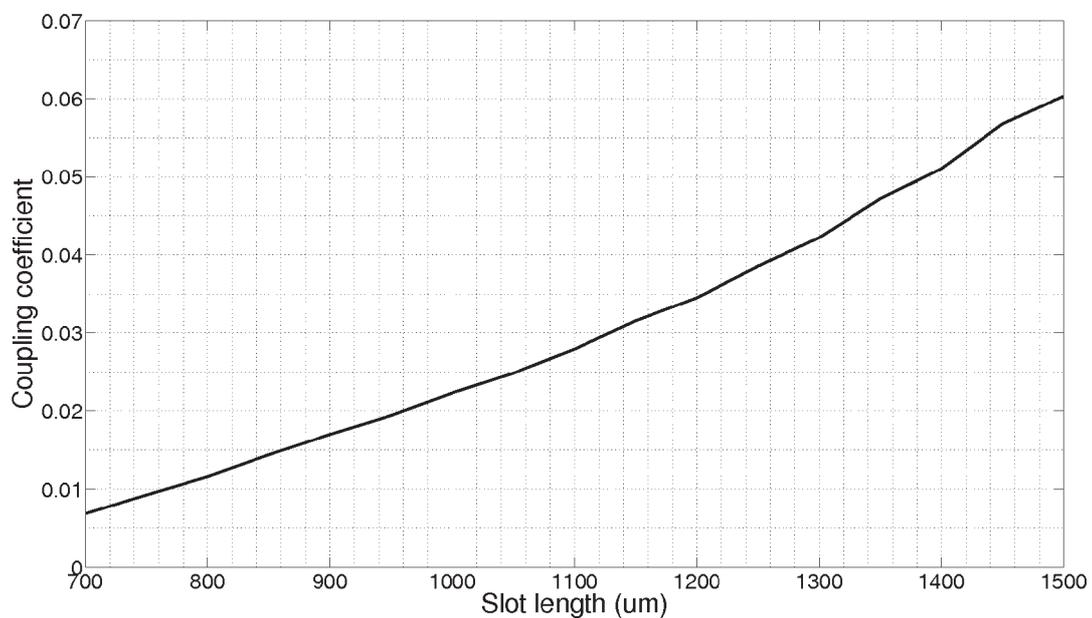


FIGURE 2.28 – Abaque de couplage vertical.

La largeur de la fente est fixée de façon arbitraire à  $100\ \mu\text{m}$ . Cette valeur n'est ni trop petite pour ne pas se placer en limite de la technologie (la largeur minimale réalisable d'une fente est  $75\ \mu\text{m}$  dans cette technologie, cf. Section 1.4.4.3), ni trop grande pour limiter au maximum le couplage électrique qui

augmente à mesure qu'on se rapproche du centre de la cavité. La longueur de la fente quant à elle est le paramètre qui va permettre de régler le coefficient de couplage. Les scripts utilisés pour la réalisation de l'abaque de couplages horizontaux sont réutilisés pour le cas des couplages verticaux. Nous obtenons ainsi l'abaque présenté Figure 2.28. Nous pouvons à présent déterminer la longueur des fentes assurant les couplages verticaux dont la valeur doit être égale à 0.033, soit une longueur de fente de 1168  $\mu\text{m}$ .

#### 2.5.4 Réflexion sur l'influence des éléments de couplages

La cavités ont été dimensionnées pour toutes résonner à la même fréquence de 7.33 GHz. L'ajout des éléments de couplage a pour effet de modifier les cavités, et donc, leur fréquence de résonance et leur facteur de qualité. Prenons l'exemple d'une cavité couplée par un accès. La cavité est un résonateur qui peut être modélisé par un circuit RLC (ou GLC) en parallèle. L'ensemble *élément de couplage et source* est modélisé par l'impédance  $G_{ex} + jB_{ex}$  et la source de courant  $I_N$ , comme l'illustre la Figure 2.29, extraite de [48].

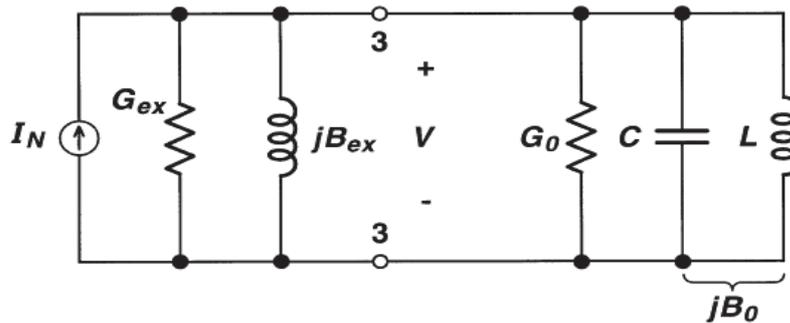


FIGURE 2.29 – Modèle d'un résonateur couplé par un accès [48].

Le circuit externe au résonateur composé de la source  $I_N$  et de  $G_{ex} + jB_{ex}$  va perturber ce dernier de plusieurs façons. L'inductance parallèle  $jB_{ex}$  va impliquer le désaccord en fréquence du résonateur par sa mise en parallèle avec l'inductance  $L$ , et la conductance  $G_{ex}$  va dégrader son facteur de qualité par sa mise en parallèle avec  $G_0$ . Si il ne semble pas possible de venir compenser la perte en facteur de qualité, le décalage en fréquence indésirable peut être rattrapé en réduisant la largeur ou la longueur de la cavité. Durant ces travaux de thèse, nous nous sommes posé la question de savoir si il serait possible d'anticiper cette dérive en fréquence et de proposer un abaque supplémentaire en parallèle des abaques de couplage. Cet abaque pourrait par exemple fournir la correction à apporter sur la longueur de la cavité pour une ouverture d'iris donnée.

En reprenant le cas de l'iris horizontal iris 4 vias (à grande ouverture), nous avons donc réutilisé les données obtenues lors des simulations pour la réalisation de l'abaque de couplage et avons observé l'évolution de la fréquence de résonance des cavités. La Figure 2.30 montre qu'effectivement, la fréquence centrale du dispositif simulé diminue à mesure que l'iris est ouvert, et donc, que le couplage augmente.

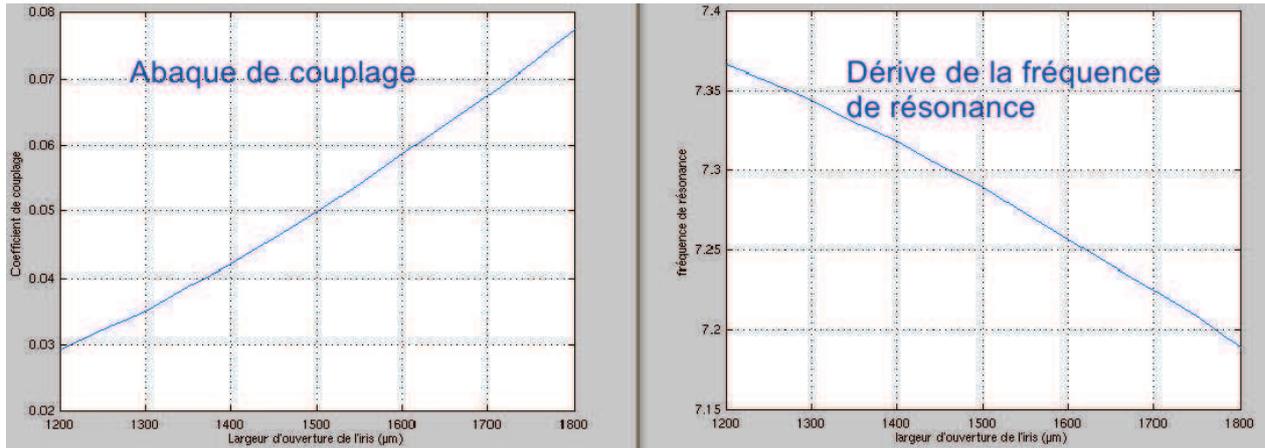


FIGURE 2.30 – Évolution du couplage et de la fréquence centrale en fonction de l'ouverture d'iris.

Nous avons donc réutilisé les scripts permettant de produire les abaques de couplages horizontaux ou verticaux avec le design utilisé pour la réalisation de l'iris 4 vias, mais cette fois ci en fixant l'ouverture de l'iris, et en faisant varier la longueur des cavités. Les résultats obtenus sont présentés Figure 2.31. Nous constatons que, comme prévu, la fréquence de résonance diminue à mesure que l'on augmente la taille de la cavité. Malheureusement, cette modification de la cavité a aussi une influence sur le coefficient de couplage, alors que la largeur de l'iris est restée la même à chaque simulation.

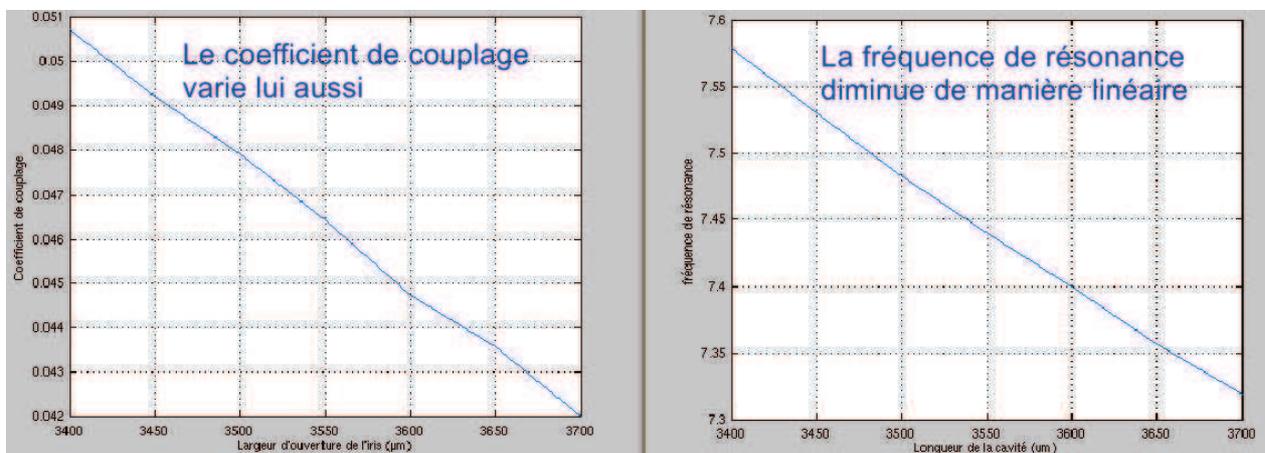


FIGURE 2.31 – Évolution du couplage et de la fréquence centrale en fonction de la longueur de la cavité.

Cela nous apprend deux choses : qu'il faudrait réaliser une étude plus complexe pour tenter de fournir des abaques de correction de la fréquence de résonance en plus des abaques de couplage, et que les abaques de couplage obtenus précédemment ne font qu'apporter une information approximative quant à la dimension des éléments de couplage. Néanmoins, comme nous allons le voir dans la section suivante, cette approximation reste très utile puisqu'elle permet de gagner en temps de réglage en approchant plus rapidement la réponse en fréquence souhaitée.

## 2.6 Conception, simulations et mesures

### 2.6.1 Simulation électromagnétique

Nous avons à présent toutes les données nécessaires à la conception du filtre sous le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS™. La Figure 2.32 montre une vue tridimensionnelle éclatée du filtre, avec ses dimensions.

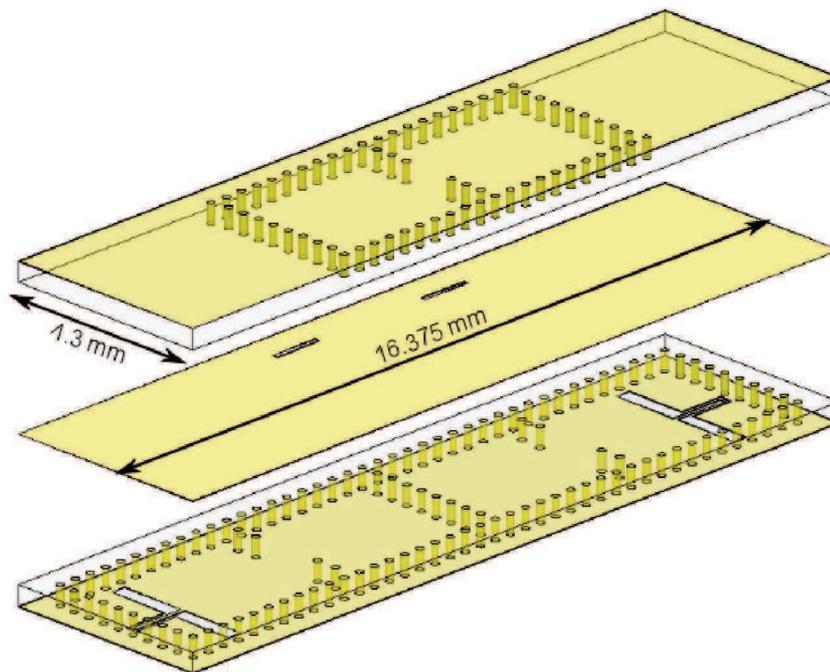


FIGURE 2.32 – Vue éclatée tridimensionnelle du filtre d'ordre 6.

On voit clairement l'étage inférieur avec les motifs d'accès coplanaires gravés dans le plan métallique inférieur, les cavités 1, 2, 5 et 6 ainsi que les couplages par iris 4 vias. Au dessus se trouve le plan métallique intermédiaire, où figurent simplement les fentes de couplages verticaux, puis l'étage supérieur supportant les cavités 3 et 4, couplées entre elles par un iris 6 vias. Même si ce n'est pas représenté sur cette image, chaque étage de substrat comporte en réalité 5 couches de substrat LTCC, comme cela a été défini à la section 2.3.2.

En l'état, et sans prendre en compte les pertes, la simulation électromagnétique globale de ce design permet d'observer la réponse en fréquence présentée Figure 2.33. Comme l'on pouvait s'y attendre, la réponse en fréquence ne respecte pas le gabarit. On remarque dans un premier temps le décalage de la réponse vers les basses fréquences par rapport au gabarit. Celui-ci s'explique par le désaccord des cavités à cause de l'ajout des éléments de couplage. On remarque aussi que seuls 3 pôles sur 6 sont visibles. Une étape d'optimisation électromagnétiques est donc forcément nécessaire.

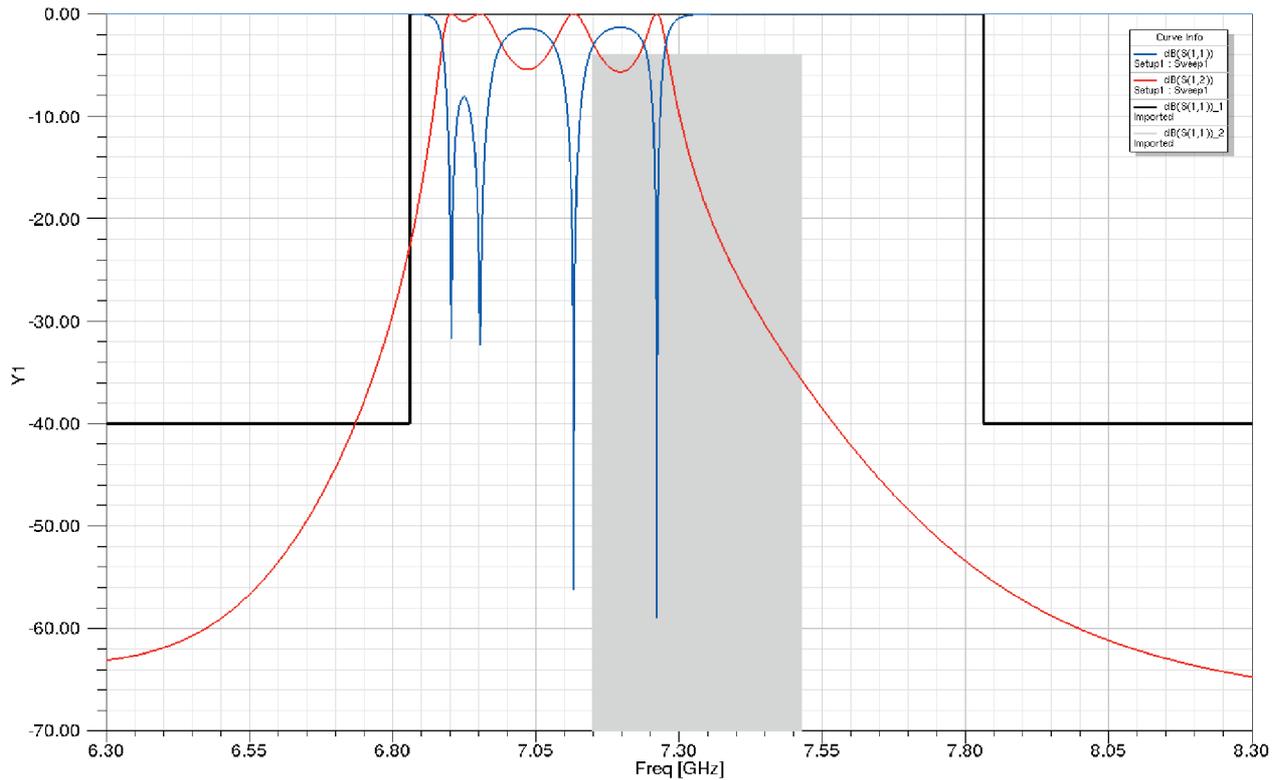


FIGURE 2.33 – Réponse en fréquence du filtre avant réglage.

## 2.6.2 Réglages électromagnétiques

Malgré les différents outils de conception développés dans ces travaux et exposés précédemment, une étape de réglage à l'aide de simulateurs reste nécessaire. Nous utiliserons pour cela les logiciels HFSS™ pour la simulation électromagnétique et ADS pour la simulation circuit. L'intérêt du simulateur circuit est la rapidité de ses simulations. En effet, une simulation du design sous HFSS™ prend à l'heure actuelle environ une demi heure, en simulation circuit le résultat est quasi-immédiat. En modélisant le filtre avec des résonateurs LC et des inverseurs d'impédance comme illustré Figure 2.34, nous allons dans un premier temps retrouver la réponse idéale du filtre.

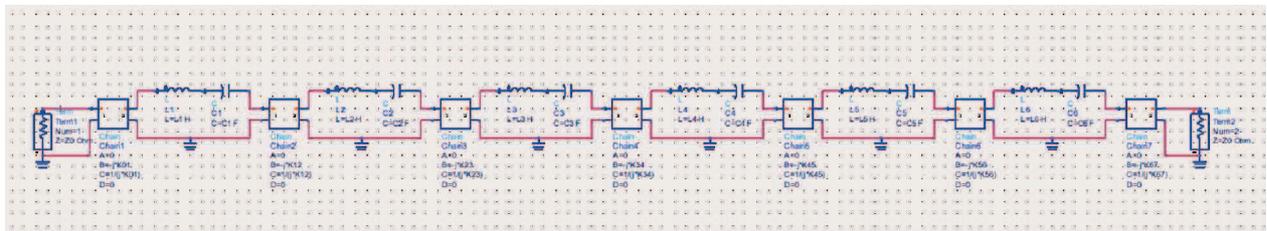


FIGURE 2.34 – Modèle circuit du filtre sous le logiciel ADS.

Dans ce modèle circuit, les valeurs des inductances et des capacités série s'ajustent automatiquement pour que les couples LC résonnent à la fréquence souhaitée, soit 7.33 GHz dans un premier temps. Les résonateurs sont par paires, du fait de la symétrie du filtre. Ainsi, le résonateur 1 est

identique au résonateur 6, etc. Les valeurs des paramètres K des inverseurs d'impédance sont directement celles des coefficients de couplage obtenus à la section 2.5.1.3. Nous obtenons ainsi la réponse en fréquence idéale présentée à la Figure 2.35.

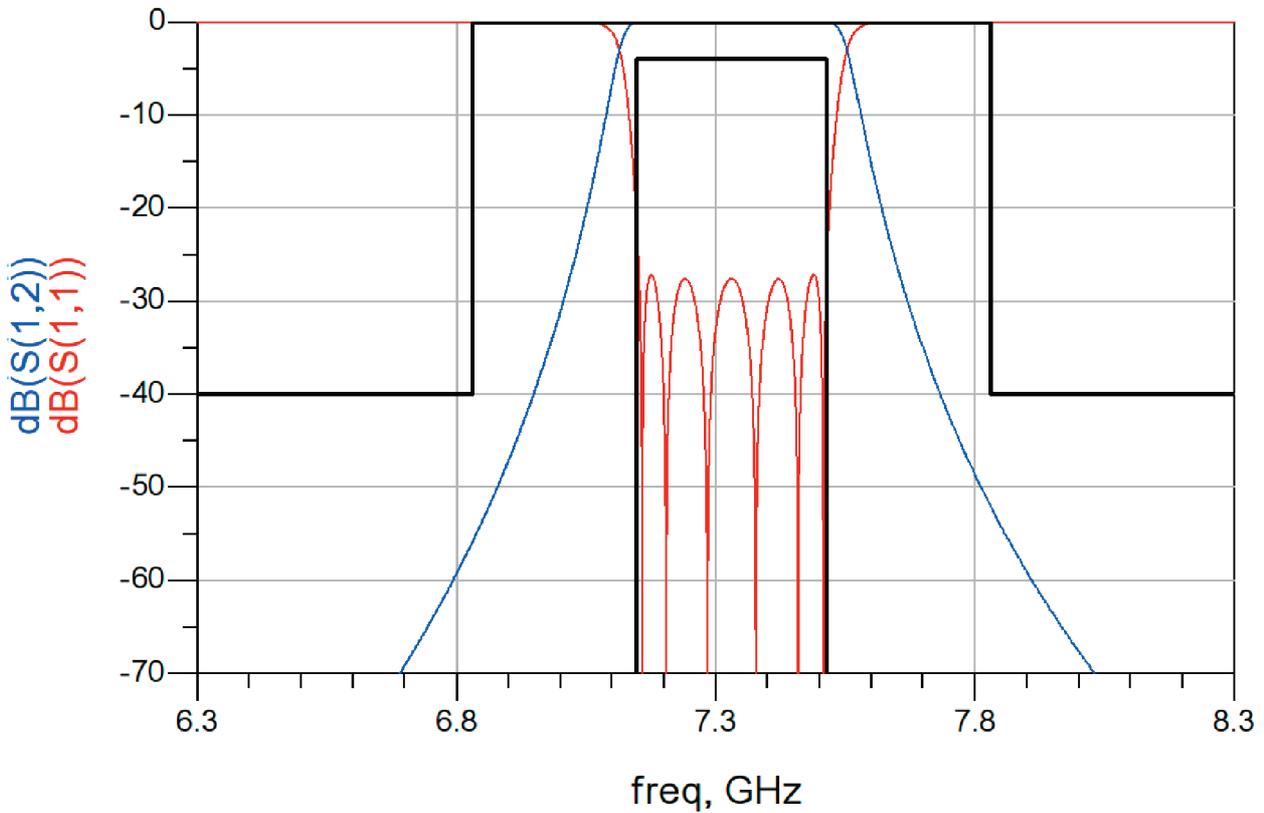


FIGURE 2.35 – Réponse idéale du modèle circuit sous les logiciel ADS.

Nous allons à présent utiliser l'outil *tuning* d'ADS pour ajuster les différents paramètres du filtre et tenter de retrouver la réponse de la Figure 2.33 obtenue avec HFSS™. En réduisant les fréquences de résonance des couples de résonateurs 1-6, 2-5 et 3-4, nous parvenons à la réponse présentée Figure 2.36. Cette dernière est similaire à celle présentée Figure 2.33.

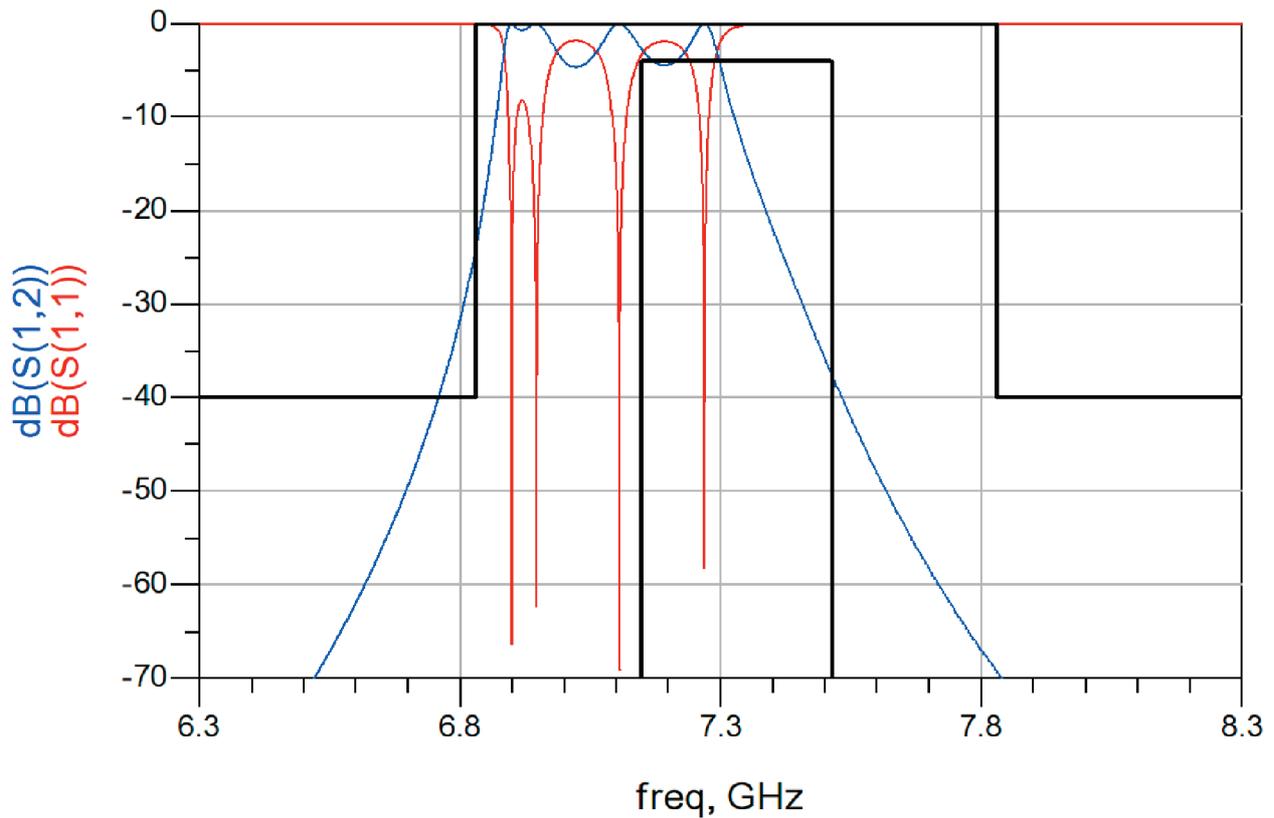


FIGURE 2.36 – Réponse du modèle circuit du filtre dérégulé.

L'intérêt de cette manœuvre est de savoir rapidement sur quel paramètre agir pour modifier le design sous le simulateur électromagnétique afin de régler le filtre. Nous savons par exemple qu'il n'est pas nécessaire dans un premier temps d'agir sur les dimensions des éléments de couplage, mais seulement sur les longueurs de cavités. Après les avoir diminuées légèrement, une nouvelle simulation électromagnétique va fournir une réponse en fréquence plus approchée de la réponse idéale que la précédente. Ces étapes sont ainsi répétées jusqu'à ce que la réponse obtenue en simulation électromagnétique soit satisfaisante, comme sur la Figure 2.37. Les étapes de réglage précédentes sont toutes effectuées sans prendre en compte les pertes dans les matériaux. Cela permet de mieux distinguer les pôles, et donc de faciliter les réglages. Une fois que la réponse sans perte est jugée satisfaisante, elles sont alors prises en compte pour donner la réponse présentée Figure 2.38. Cette dernière montre qu'en simulation, le filtre respecte bien les spécifications imposées par le cahier des charges. Les pertes d'insertion s'élèvent à 2.97 dB, et la platitude est de 1.19 dB. Les dimensions du filtre sont présentées Figure 2.39.

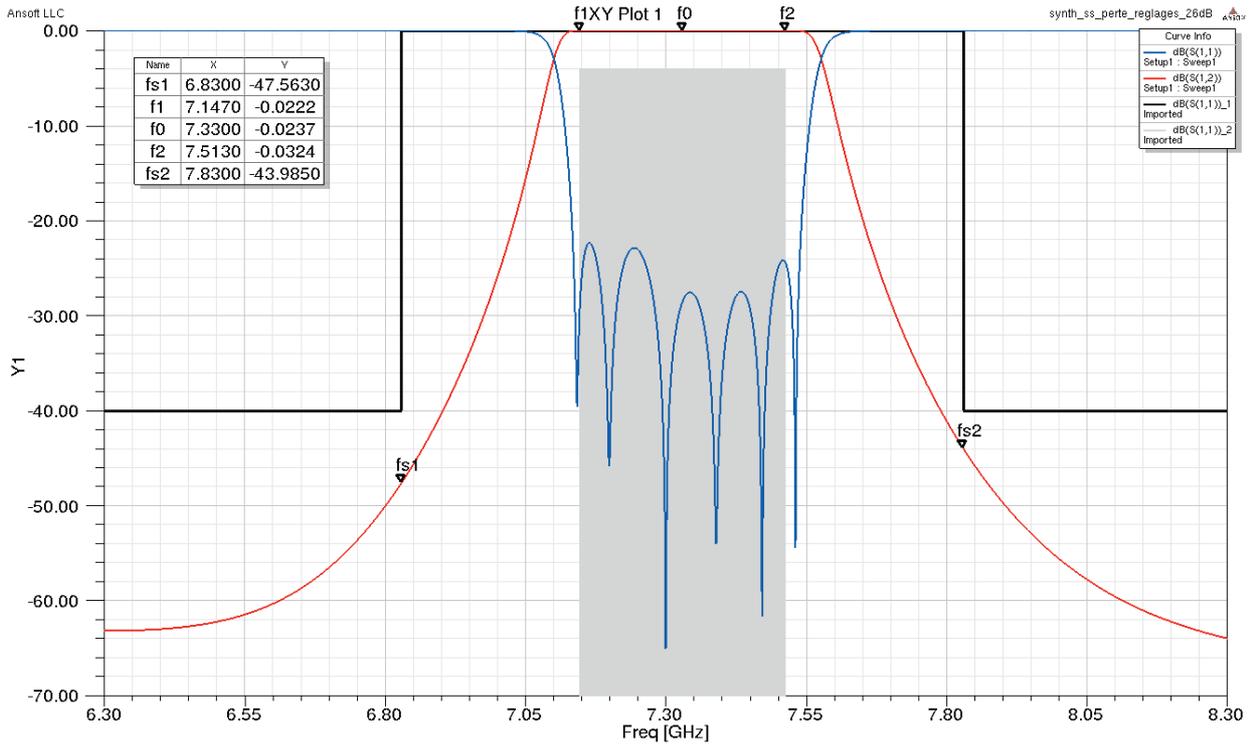


FIGURE 2.37 – Résultats de la simulation EM du filtre sans perte après réglages.

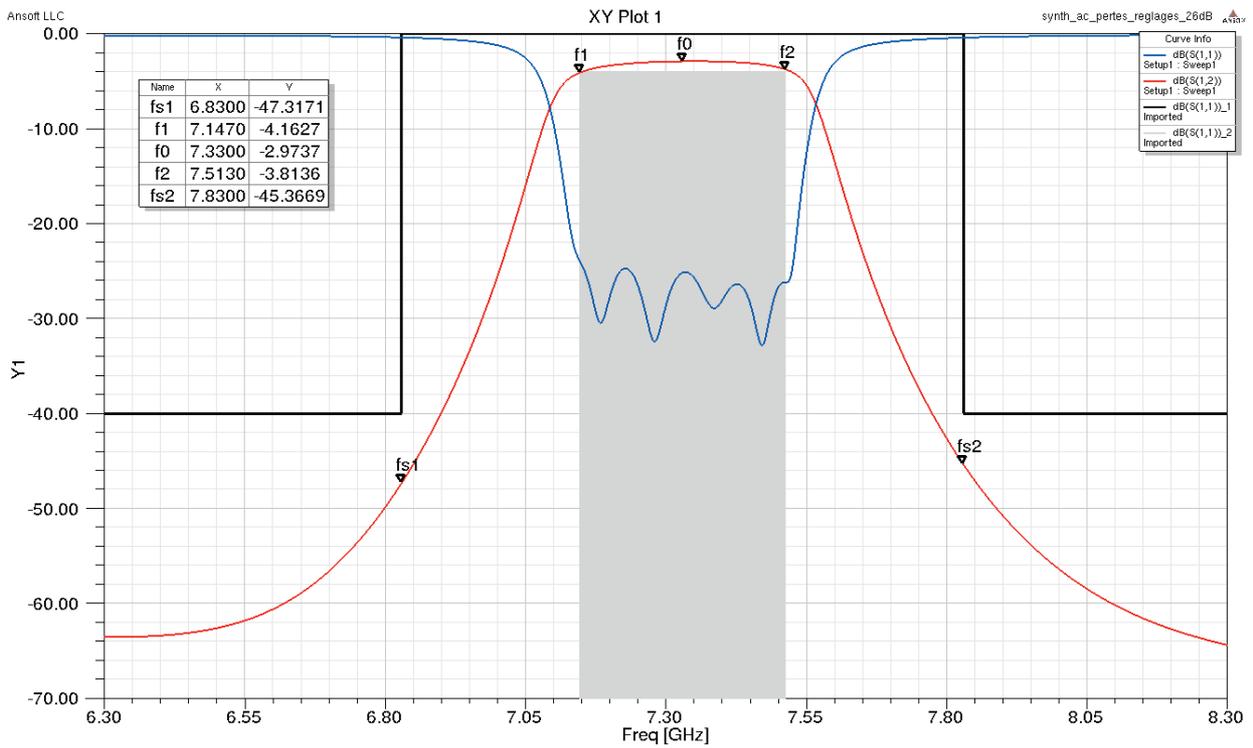


FIGURE 2.38 – Résultats de la simulation EM du filtre avec prise en compte des pertes après réglages.

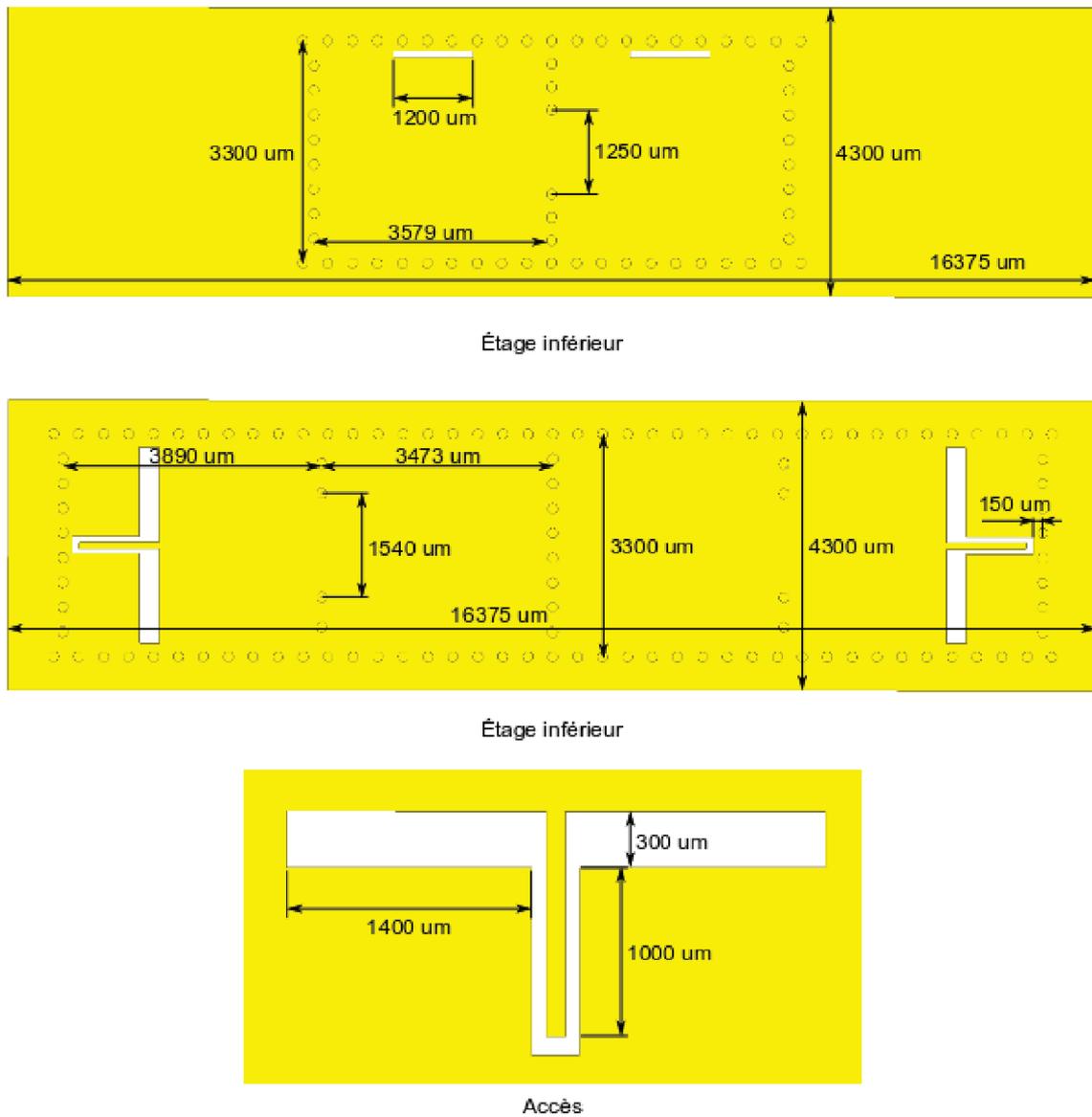


FIGURE 2.39 – Schémas cotés du filtres.

### 2.6.3 Mesures et rétro-simulations

Le filtre a été réalisé par le centre de recherche technique VTT Electronics à Oulu en Finlande. La Figure 2.40 montre une photo du filtre.



FIGURE 2.40 – Photographie du filtre.

La comparaison avec la pièce d'un euro met en évidence la compacité du dispositif. Celui-ci a été mesuré à Toulouse, dans les locaux de ThalesAleniaSpace, et nous obtenons la réponse en fréquence présentée en traits pleins sur la Figure 2.41.

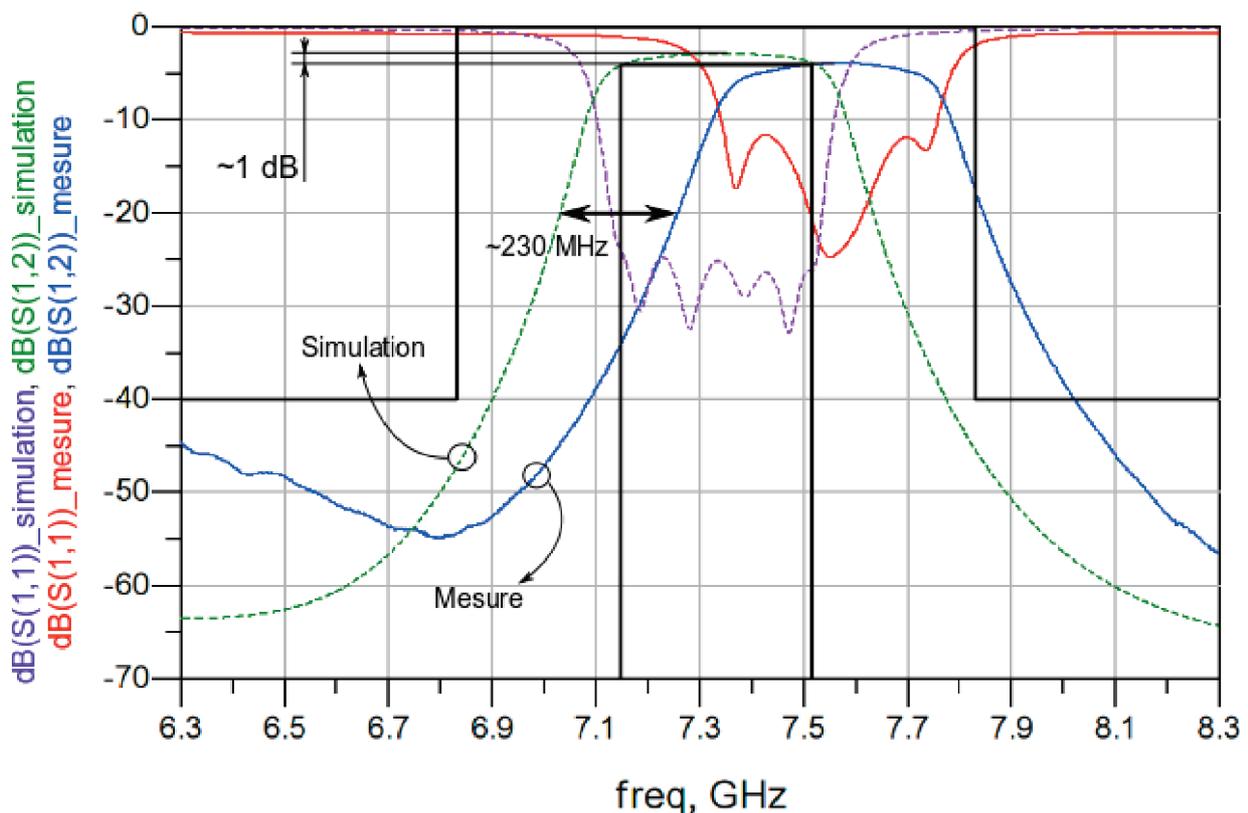


FIGURE 2.41 – Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure du filtre.

D'un premier abord, on remarque sur ces résultats de mesure un décalage en fréquence d'environ 230 MHz, soit un peu plus de 3 %. On remarque aussi que le niveau des pertes d'insertion est plus élevé d'environ 1 dB. Ce dernier point est probablement lié en grande partie à l'adaptation qui s'est considérablement dégradée, ce qui mécaniquement diminue le niveau du paramètre  $S_{12}$  dans la bande

passante. La dernière constatation est la présence d'une remontée du  $S_{12}$  vers les basses fréquences. Si celle-ci n'a pas été totalement élucidée, nous allons tenter d'apporter une explication au décalage en fréquence et à la désadaptation par une analyse des résultats et une rétro-simulation.

En SIW, comme le montre l'équation 10 (section 2.3.1), un tel décalage en fréquence peut avoir plusieurs origines :

- Une erreur sur la valeur de la permittivité relative du substrat. Si elle est inférieure à la valeur prévue, les fréquences de résonances des cavités seront plus élevées.
- Une erreur sur le rétrécissement des couches LTCC lors de la cuisson. Si celui-ci est plus important que prévu, les dimensions des cavités seront plus faibles que prévues, et leur fréquence sera plus élevée.

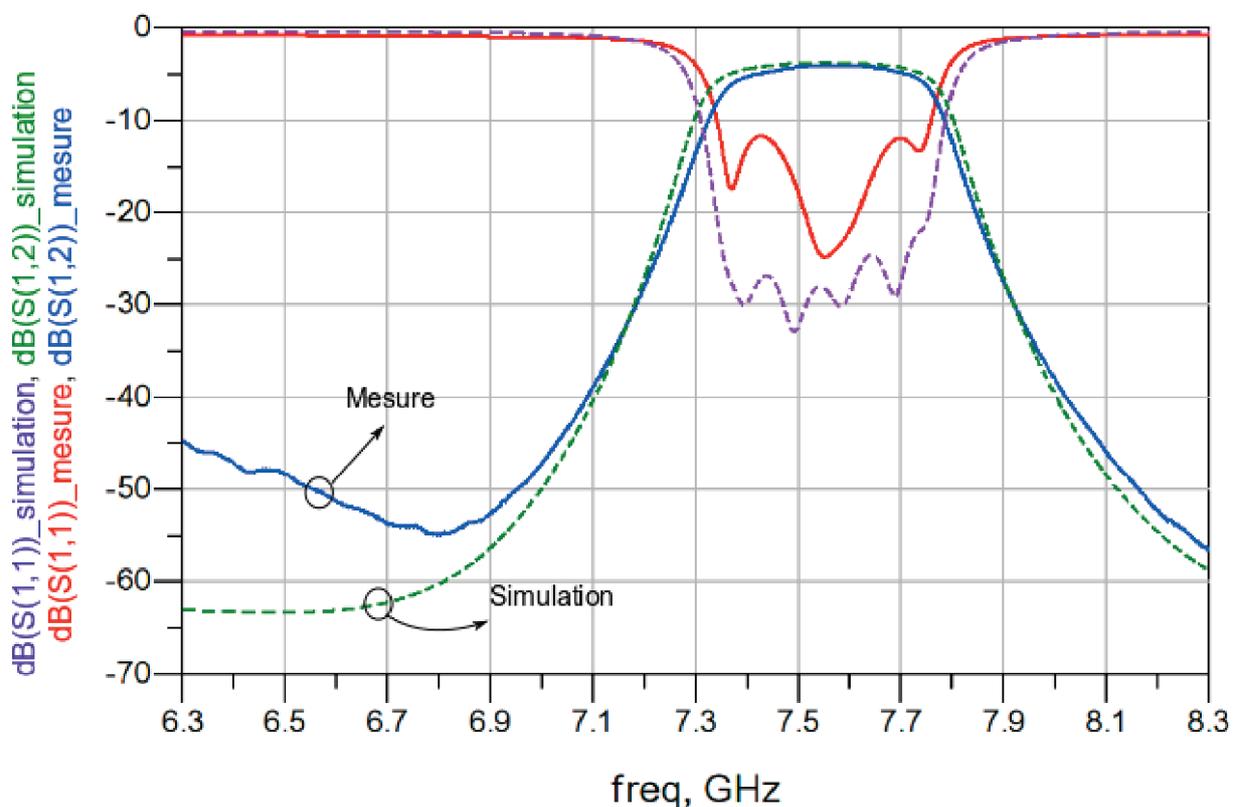


FIGURE 2.42 – Rétro-simulation sur la valeur de la permittivité relative du substrat.

La désadaptation dans la bande, ou plus globalement la dégradation de la réponse en fréquence dans la bande montre qu'il ne s'agit pas uniquement d'une dispersion de la permittivité relative du substrat. En effet, si l'on devait considérer simplement ce paramètre, nous pourrions observer la réponse présentée Figure 2.42, obtenue en changeant uniquement la valeur de la permittivité relative à 64.8 au lieu de 68.7 (soit environ 5.7 % de moins). On assisterait alors à un simple *glissement* de la réponse vers les hautes fréquences. Mais le déséquilibre dans la répartition des pôles ne peut provenir que d'une modification des

fréquences de résonance des cavités et/ou des coefficients de couplage. Ainsi, en apportant les modifications listées ci-dessous, nous parvenons en simulation à approcher la réponse en fréquence obtenue par la mesure, comme illustré Figure 2.43 :

- Une valeur de la permittivité relative du substrat de 66.3 au lieu de 68.7.
- Une réduction des dimensions de 2 % selon l'axe X uniquement (dans la longueur du filtre).
- Une réduction supplémentaire des fentes de 20  $\mu\text{m}$  selon l'axe X.
- Une tangente de perte du substrat de  $2.9\text{e-}3$  au lieu de  $1.73\text{e-}3$ .

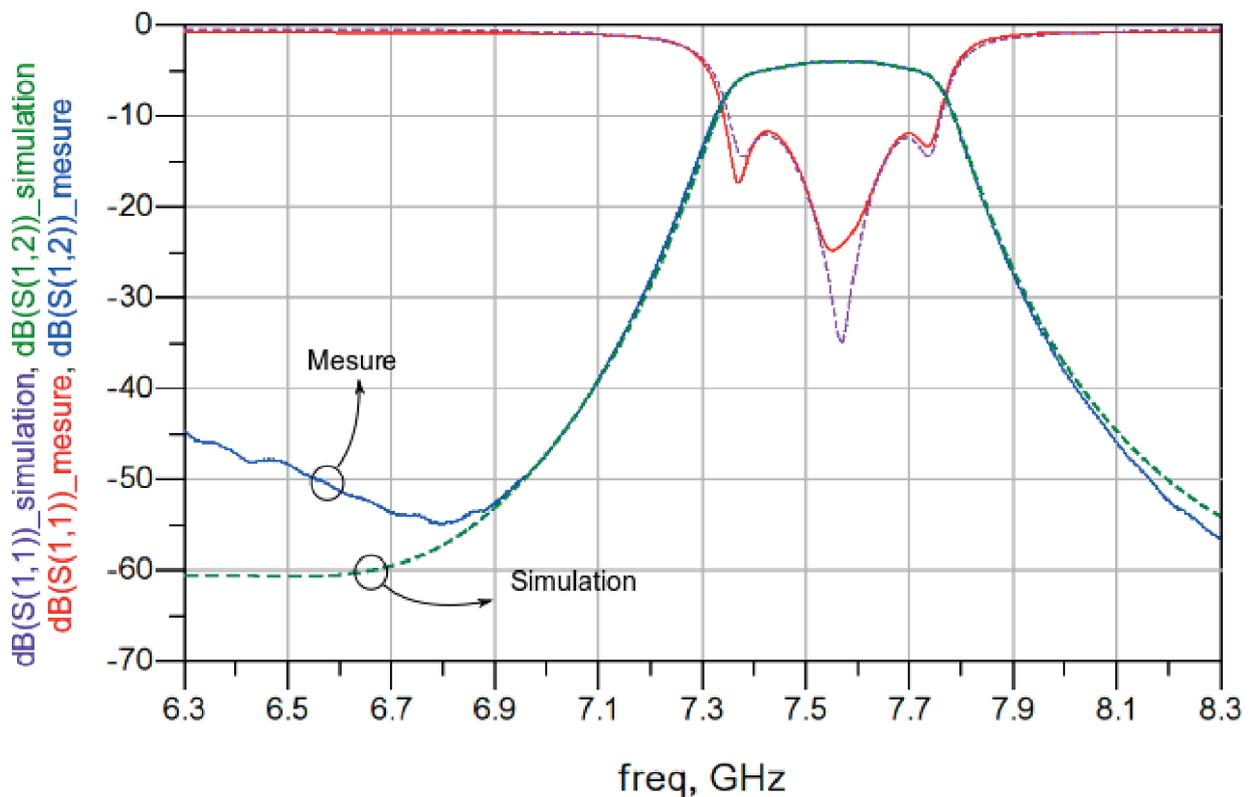


FIGURE 2.43 – Rétro-simulation tenant compte de plusieurs paramètres.

Bien que cette rétro-simulation ne permette pas d'obtenir exactement la même réponse qu'en mesure, on peut considérer qu'elle en est suffisamment proche pour tenter d'expliquer les origines des écarts entre la simulation et la mesure, notamment en ce qui concerne la valeur de la permittivité et le rétrécissement du substrat plus élevé selon l'axe X. On remarque aussi que les pertes dans le substrat sont probablement plus élevées que prévu.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré sur un exemple que la technologie LTCC pouvait être utilisée pour réaliser des filtres utilisant le concept du SIW. En partant de spécifications simples, dans une bande de fréquence basse, toutes les étapes nécessaires à la conception d'un tel filtre ont été détaillées. Des outils permettant de produire des abaques ont été développés et offrent un gain de temps non négligeable pour la réalisation du design. Ces outils informatiques permettent d'une part de réduire les temps de réglage en approchant plus rapidement les résultats attendus, et d'autre part en mettant à profit les heures d'inactivité humaine (nuit, congés, weekend...) où le calculateur travaille automatiquement. De plus, il serait possible de mettre à profit des outils de type PRESTO [49], développés par l'INRIA et Xlim, pour encore améliorer les procédures de conception, et en particulier la phase d'optimisation électromagnétique.

Certes, les résultats de cette étude ne correspondent pas aux attentes formulées dans le cahier des charges. L'important décalage et les dégradations de la réponse en fréquence du filtre rendent ce dernier inutilisable. Cependant, les origines de ces défauts semblent avoir été identifiées et pourront ainsi être mieux anticipés dans le cas de réalisations futures. Mais au delà de cet aspect purement pratique, ces résultats valident le potentiel de l'association du SIW avec la technologie LTCC. Bien que les spécifications ne soient pas atteintes, les résultats obtenus montrent qu'un tel filtre est réalisable et qu'il offre une compacité très intéressante malgré la bande de fréquence relativement basse. Par ailleurs, la possibilité offerte par le LTCC d'exploiter la troisième dimension dans un procédé de fabrication planaire laisse la voie libre à la réalisation de structures innovantes et complexes, pouvant s'adapter aux spécifications les plus drastiques.

Enfin, la démarche de conception complète, basée sur des outils de synthèse solides et éprouvés, peut être réutilisée pour la conception d'autres filtres, qu'ils soient ou non destinés à une utilisation en bande X.

## Bibliographie

- [34] B. Potelon, J.-C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius & C. Person, "*Design of Ku-Band Filter based on Substrate-Integrated Circular Cavities (SICCs)*", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2006, pp. 1237-1240.
- [35] Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen and Z. C. Hao, "*Development of compact bandpass filters with SIW triangular cavities*", Asia-Pacific Microwave Conference 2005, pp. 1-4.
- [36] N. Marcuvitz, "*Waveguide handbook*", The Institution of Engineering and Technology, London, UK, 1951.
- [37] Paul F. Combes, "*Micro-ondes Vol. 1 : Lignes, guides et cavités*", Chap. 12. Dunod Paris, avril 1997.
- [38] G. L. Matthaei, Y. Young & E. M. T. Jones, "*Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*", M.A. Artech House, 1980.
- [39] G. Boudouris, "*Cavités électromagnétiques*", Chap. 3. Dunod Paris, 1996.
- [40] Y. Cassivi, L. Perregini, P. Arcioni, M. Bressan and K. Wu, "*Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 12(9) :333–335, September 2002.
- [41] F. Xu and K. Wu, "*Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide*", IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, NO. 1, January 2005.
- [42] D. Deslandes, K. Wu, "*Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide*", IEEE Microwave Theory and Techniques, 2006, 54, pp. 2516-2526.
- [43] I. Hunter, "*Theory and design of microwave filters*", The Institution of Electrical Engineers, London, 2001.
- [44] J.-S. Hong et M.J. Lancaster, "*Microstrip Filters for RF/Microwave Application*", John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [45] D. Deslandes, K. Wu, "*Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2001, 11, pp. 68-70.
- [46] J.C. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanne et E. Fourn, "*Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter*", Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, vol., no., pp.947-950, 11-16 June 2006.
- [47] M. Le Coq, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J.-F. Favennec, L. Estagerie, P. Moroni, Y. Clavet et A. Manchec, "*Miniature microstrip filter using high-permittivity ceramic substrates ( $\epsilon_r = 90$ )*" Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011.
- [48] D. Kajfez, "*Q factor measurement, analog and digital*", cours disponible en ligne.

- 
- [49] F. Seyfert, L. Baratchart, J.-P. Marmorat, S. Bila, J. Sombrin, "*Extraction of coupling parameters for microwave filters: determination of a stable rational model from scattering data*". Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , vol.1, no., pp. 25- 28 vol.1, 8-13 June 2003.

# Chapitre 3

## Étude et réalisation d'un filtre SIW complexe à forte réjection

### Sommaire

---

3.1 Introduction.....	95
3.2 Spécifications.....	96
3.3 Synthèse et Topologie.....	97
3.3.1 Séparation des problèmes.....	97
3.3.2 Synthèse du filtre de référence.....	98
3.3.3 Ajout des résonateurs en absorption et matrice de couplage.....	100
3.3.4 Topologie du filtre complet.....	104
3.4 Dimensions du filtre.....	106
3.4.1 Dimensions des résonateurs.....	106
3.4.2 Dimensions des éléments de couplage.....	107
3.5 Étude de dispersions.....	110
3.5.1 Dispersion en température.....	110
3.5.2 Dispersion technologiques sur la permittivité relative.....	112
3.5.3 Dispersion technologiques sur les dimensions.....	112
3.6 Réglages post-fabrication ou post-réglages.....	115
3.6.1 Principe d'accord post-fabrication d'une cavité SIW.....	115
3.6.1.1 Réglage vers les basse-fréquences.....	115
3.6.1.2 Réglage vers les hautes fréquences.....	118
3.6.1.3 Report des accès.....	118
3.6.2 Post-réglage monodirectionnel.....	121
3.6.3 Post-réglage bidirectionnel.....	125
3.7 Simulations, fabrication et mesures.....	128
3.7.1 Simulations.....	129
3.7.1.1 Filtre sans post-réglage.....	129

3.7.1.2 Filtre avec post-réglage monodirectionnel.....	130
3.7.1.3 Filtre avec post-réglage bidirectionnel.....	133
3.7.2 Fabrication des filtres.....	135
3.7.3 Mesures.....	138
3.7.3.1 Mesures des filtres.....	138
3.7.3.2 Mesures des possibilités de post-réglage.....	142
3.8 Conclusion.....	145
Bibliographie.....	147

## 3.1 Introduction

Le premier chapitre a permis de mettre en évidence l'intérêt d'associer le concept SIW à la technologie LTCC avec un substrat de forte permittivité pour la réalisation de filtres hyperfréquences. Le deuxième chapitre a quant à lui permis de démontrer sur un exemple simple, à partir de spécifications sans difficulté particulière, qu'un tel filtre est réalisable et que sa compacité est un atout indéniable. Dans ce troisième chapitre, nous allons mettre en valeur l'autre intérêt de l'association SIW/LTCC, qu'est la possibilité de concevoir un dispositif dans les trois dimensions, tout en conservant un procédé de fabrication planaire. En tentant de répondre à des spécifications drastiques avec notamment un point dur au niveau réjection, cet exemple particulier mettra en avant le fort potentiel d'intégration 3D qu'offre cette association SIW/LTCC, permettant de laisser libre cours à l'innovation en termes de topologies complexes.

Cette étude a été réalisée dans le cadre d'un projet piloté par ThalesAleniaSpace à Toulouse. Pour des raisons de confidentialité, le plan de fréquence présenté ne correspond pas au plan de fréquence du projet, mais la difficulté reste la même. Cette étude s'appuie donc sur un problème concret, pour lequel les solutions existantes actuelles ne semblent pas être satisfaisantes.

Ce chapitre se déroulera en cinq grandes parties. Après avoir défini les spécifications et contraintes, les outils de synthèse classiques seront utilisés pour définir la matrice de couplage du filtre en séparant les spécifications en deux problèmes distincts. Une section sera consacrée à la définition des dimensions du filtre avant d'étudier les éventuelles dispersions auxquelles il pourrait devoir faire face. Ensuite, une importante partie sera consacrée au développement de dispositifs additionnels permettant d'assurer le post-réglage du filtre en cas de dispersions technologiques. Les étapes de simulations, de fabrication et de mesures seront ensuite détaillées avant une conclusion sur ce chapitre.

## 3.2 Spécifications

Le cahier des charges fixe des spécifications en bordure basse de la bande X pour le domaine spatial. Celles-ci sont résumées par la Figure 3.1.

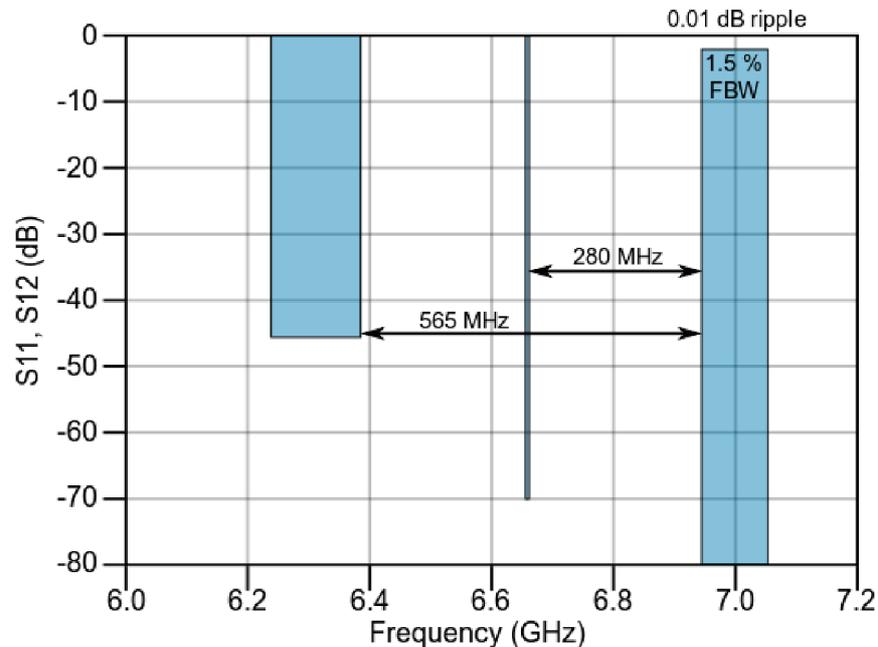


FIGURE 3.1 – Spécifications.

Centré à 7 GHz, d'une bande utile relative de 1,5 %, soit 105 MHz de bande utile absolue, ce gabarit présente une très forte réjection de 70 dBc à 280 MHz du bord de la bande, soit à 6,6675 GHz précisément. Une seconde réjection de 45 dBc doit être respectée à 565 MHz de la bande utile, sur une bande d'environ 150 MHz. Si cette seconde réjection ne présente pas de difficulté particulière, la première est très délicate à respecter à cause de son niveau de réjection élevé de 70 dBc, mais aussi en raison de sa proximité avec le bord de la bande utile. Nous pouvons également constater l'étroitesse de cette bande et l'absence de contrainte vers les hautes fréquences. Le niveau de pertes d'insertion et l'ondulation maximum ne sont pas définis, mais devront respecter des valeurs raisonnablement correctes.

Le choix de la synthèse à utiliser devra donc se faire judicieusement pour permettre de répondre avec efficacité à ces spécifications dures.

## 3.3 Synthèse et Topologie

### 3.3.1 Séparation des problèmes

Les spécifications présentées à la section précédente imposent au filtre d'assurer une très forte réjection au voisinage de la bande utile. De plus, la bande est relativement étroite, mais aucune contrainte ne se présente du côté des hautes fréquences de celle-ci. Comme nous l'avons évoqué au chapitre précédent, plusieurs types de synthèse existent :

- La synthèse d'un filtre de Chebychev. Son avantage majeur est de fournir une bonne réjection avec un filtre d'ordre peu élevé. Bien qu'une tolérance à une certaine ondulation dans la bande passante soit nécessaire, cela permet notamment de limiter les pertes d'insertion en limitant le nombre de résonateurs.
- La synthèse d'un filtre de Butterworth. Il permet d'obtenir une réponse plate dans la bande passante, mais sa réjection hors bande est médiocre, à moins d'utiliser un ordre très élevé, ce qui augmente les pertes d'insertions, la taille et la complexité du filtre.
- La synthèse d'un filtre elliptique. Il tolère une ondulation dans la bande passante mais aussi dans la bande rejetée. La présence de zéros de transmission permet selon leur localisation d'obtenir une bonne réjection.
- La synthèse généralisée d'un filtre de Chebychev avec des zéros de transmission. Un tel filtre cumule les avantages de celui d'une synthèse de Chebychev classique, avec une réjection qui peut être améliorée par la présence de zéros de transmission. Cependant, ceux-ci sont soumis à certaines contraintes.

À la lecture des avantages et inconvénients de chaque type de synthèse, nous serions tentés de privilégier la synthèse d'un filtre elliptique ou la synthèse généralisée d'un filtre de Chebychev pour leurs zéros de transmission. Mais nous avons imaginé une solution innovante, qui permettrait de profiter pleinement des possibilités d'intégration offertes par la technologie LTCC, et de concentrer les efforts de réjection à la fréquence précise de 6.6675 GHz . Nous allons en fait proposer d'utiliser une solution permettant d'obtenir une réponse assymétrique.

Nous allons dans un premier temps considérer la réalisation d'un filtre respectant le gabarit de la Figure 3.1 en occultant volontairement la forte réjection à 6.6675 GHz de 70 dBc. Nous appellerons ce filtre le *filtre de référence*. Dans le but d'améliorer la platitude et les pertes d'insertion dans la bande utile, la bande passante sera légèrement augmentée (par rapport à la bande utile). Cette augmentation devra rester modérée, afin de ne pas trop dégrader la réjection *naturelle* du filtre de référence. Une synthèse d'un filtre de Chebychev pourra alors être appliquée, à l'instar du filtre développé au premier chapitre. La forte réjection de 70 dBc sera ensuite assurée par des cavités en absorption, dimensionnées pour résonner à la fréquence à rejeter, et ajoutées au filtre. Le principe est donc de faire un simple produit des fonctions de

transfert du filtre et des résonateurs en absorption, comme l'illustre la Figure 3.2. En pratique, cela sera un peu plus complexe, comme nous le verrons à la sous-section 3.3.3.

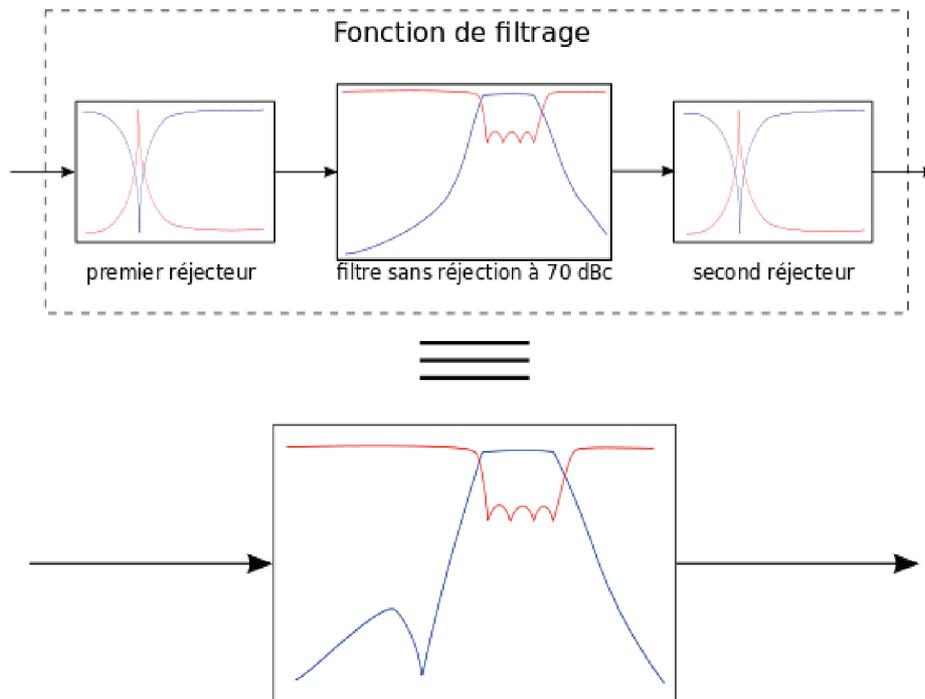


FIGURE 3.2 – Principe de convolution des fonctions de transfert pour réaliser la fonction de filtrage.

### 3.3.2 Synthèse du filtre de référence

Nous allons donc dans un premier temps considérer le *filtre de référence*, c'est à dire le filtre respectant le gabarit de la Figure 3.1 sans tenir compte de la forte réjection à 70 dBc. Avec une bande passante relative augmentée à 4.5 %, nous obtenons le gabarit présenté Figure 3.3, sur lequel nous nous baserons pour cette synthèse du filtre direct. Pour cela, nous appliquerons la même démarche que dans le premier chapitre, c'est à dire la synthèse d'un filtre de Chebychev avec les étapes suivantes :

- Détermination de l'ordre du filtre.
- Calcul des coefficients de Chebychev.
- Calcul des paramètres des inverseurs d'impédance  $K$ .
- Réalisation de la matrice de couplage.

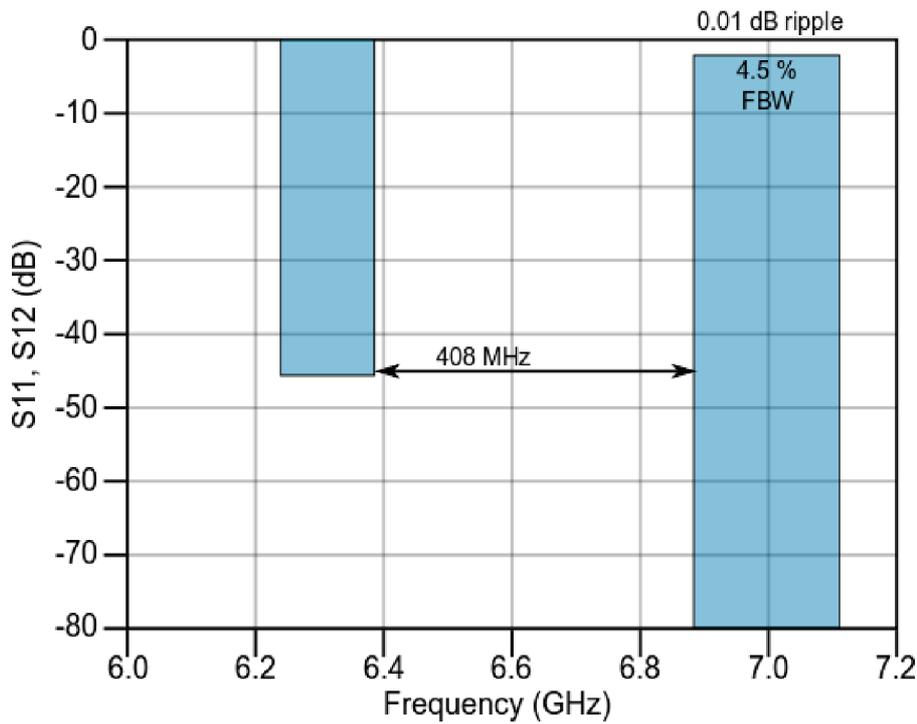


FIGURE 3.3 – Spécifications du filtre de référence.

À l'instar du filtre précédent, nous obtenons par le calcul que pour respecter les spécifications présentées Figure 3.3 un ordre minimal de 5 est nécessaire. Pour les mêmes raisons de symétrie et d'amélioration de la réjection, nous choisissons d'utiliser un ordre 6. L'ondulation maximale dans la bande requise étant la même que précédemment, nous utiliserons donc les mêmes coefficients de Chebychev, que nous rappelons dans le tableau suivant :

$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$
1	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008

En appliquant les équations 16, 17 et 18 du chapitre 2, nous obtenons les valeurs des inverseurs d'impédance  $K_{i,i+1}$  suivants :

$K_{0,1}$	$K_{1,2}$	$K_{2,3}$	$K_{3,4}$	$K_{4,5}$	$K_{5,6}$	$K_{6,7}$
0.240	0.044	0.030	0.028	0.030	0.044	0.240

Ceux-ci permettent d'établir la matrice de couplage du filtre direct présentée ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} 0 & 0.240 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.240 & 0 & 0.044 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.044 & 0 & 0.030 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.030 & 0 & 0.028 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.028 & 0 & 0.030 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.030 & 0 & 0.044 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.044 & 0 & 0.240 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.240 & 0 \end{pmatrix} \quad (30)$$

Le modèle circuit du filtre direct est réalisé avec le logiciel ADS. Son schéma est présenté Figure 3.4 et la réponse associée Figure 3.5. La seule constatation que nous pouvons faire à ce stade du développement du filtre complet, est que le filtre de référence respecte bien le gabarit simplifié de la Figure 3.3. Nous allons à présent pouvoir y ajouter les résonateurs en absorption.

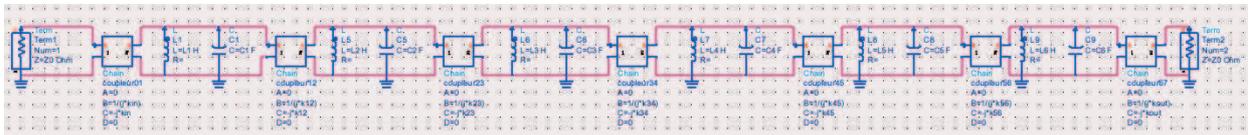


FIGURE 3.4 – Modèle circuit du filtre de référence.

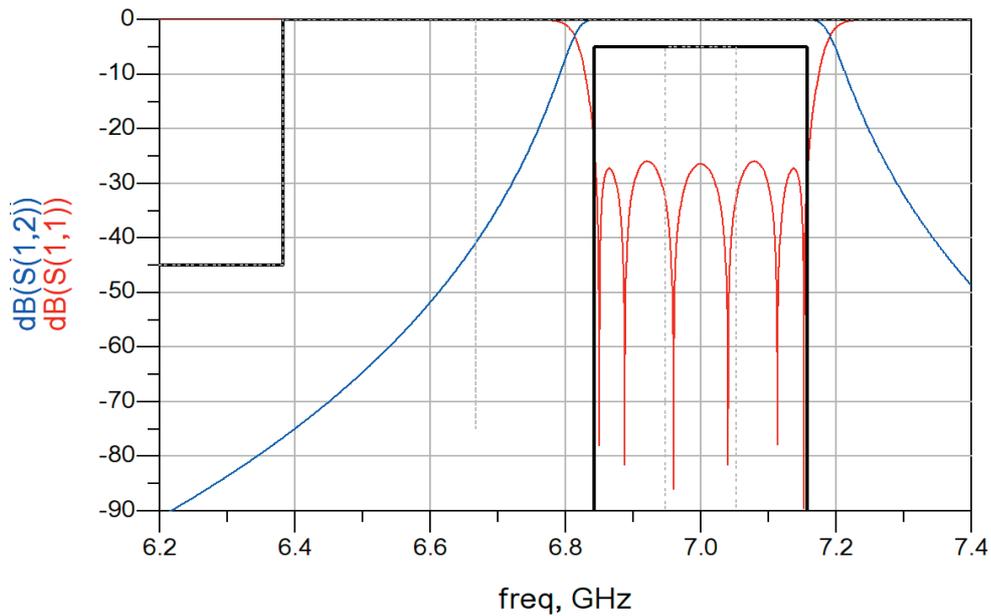


FIGURE 3.5 – Réponse en fréquence du filtre de référence.

### 3.3.3 Ajout des résonateurs en absorption et matrice de couplage

Si l'on respecte le principe schématisé par la Figure 3.2 qui est de multiplier les fonctions de transfert de deux résonateurs en absorption et du filtre de référence, il faudrait en pratique réaliser trois éléments filtrants, et les mettre bout à bout en les reliant par des tronçons de guide d'onde. Le principal objectif de cette étude étant de développer un dispositif compact, cette solution n'est évidemment pas satisfaisante. Plutôt que d'insérer des résonateurs en absorption à l'extérieur du filtre de référence, l'idée est

bien de les insérer dans ce dernier, en les implémentant sur les cavités d'accès. La Figure 3.6 montre la modélisation circuit de cette modification, avec l'ajout d'un résonateur en parallèle de chaque résonateur modélisant les cavités d'accès, et couplé à ces derniers par un inverseur d'impédance.

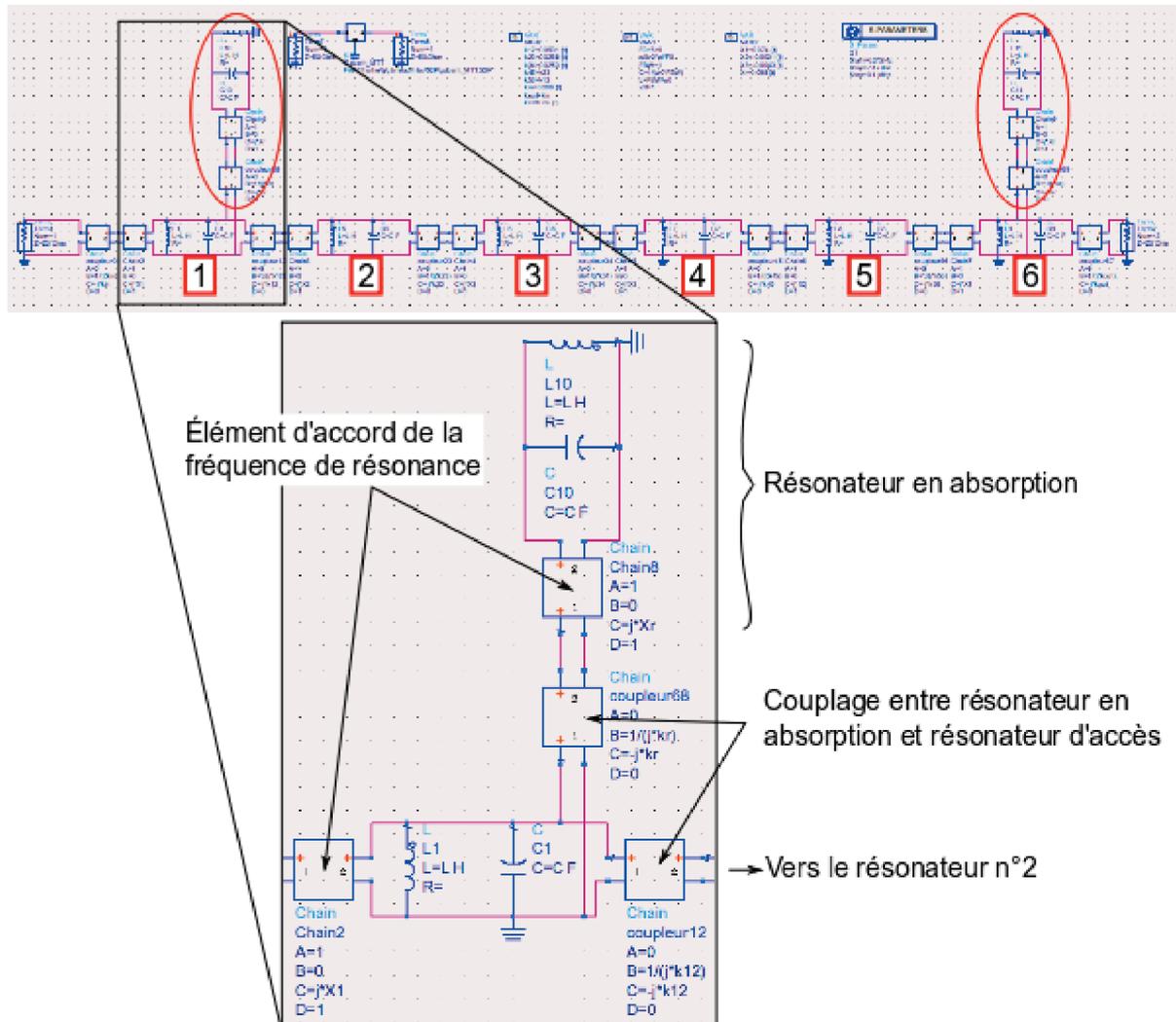
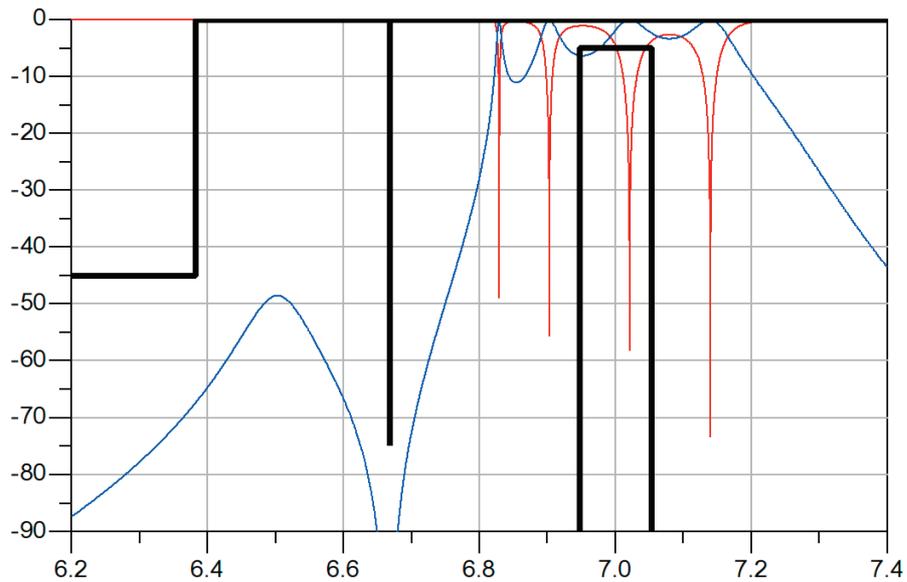
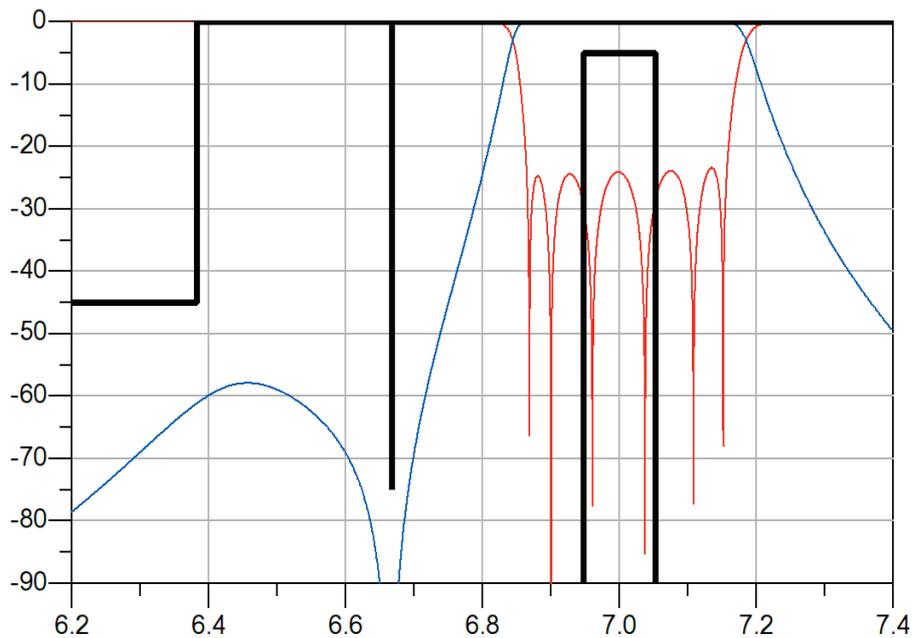


FIGURE 3.6 – Modèle circuit du filtre complet, avec ses résonateurs en absorption.

Le résonateur qui modélise les cavités en absorption est constitué du même couple  $LC$  que les autres résonateurs. Sa fréquence est ensuite ajustée à l'aide des éléments d'accords qui modélisent une réactance parallèle. Par ailleurs, chaque résonateur reçoit une réactance parallèle, afin de pouvoir réajuster leur fréquence de résonance après l'ajout des résonateurs en absorption. Sans autre réglage que celui de la fréquence de résonance des résonateurs en absorption, ajustée pour résonner à 6.6675 GHz, ce modèle circuit fournit la réponse en fréquence présentée à la Figure 3.7(a). Cette modification appliquée au filtre de référence, dégrade de façon importante la réponse de ce dernier, notamment dans la bande. L'outil *tuning* d'ADS va donc être mis à contribution pour réajuster les différents paramètres que sont les coefficients de couplage et les fréquences de résonance des résonateurs. Ces ajustements, peu coûteux en temps, conduisent à la réponse présentée Figure 3.7(b), satisfaisante vis à vis du gabarit du filtre complet.



(a)



(b)

FIGURE 3.7 – Réponse en fréquences du modèle circuit avant réglages (a) et après réglages (b).

Ces différents réglages vont permettre de déduire une matrice de couplage du filtre complet, en intégrant les résonateurs en absorption et les modifications qu'ils impliquent. Les valeurs des paramètres  $K$  des inverseurs d'impédance correspondent au coefficients de couplage, et les valeurs des paramètres  $X$  des réactances parallèles correspondent aux éléments diagonaux de la matrice. Nous obtenons ainsi la matrice de couplage dénormalisée présentée Figure 3.8.

	S	BSRC1	1	2	3	4	5	6	BSRC2	L
S	0	0	0.298	0	0	0	0	0	0	0
BSRC1	0	0.098	0.085	0	0	0	0	0	0	0
1	0.298	0.085	0.073	0.0516	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0.0516	-0.0034	0.0267	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0.0267	-0.0043	0.0251	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0.0251	-0.0043	0.0267	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0.0267	-0.0034	0.0516	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0.0516	0.073	0.085	0.298
BSRC2	0	0	0	0	0	0	0	0.085	0.098	0
L	0	0	0	0	0	0	0	0.298	0	0

FIGURE 3.8 – Matrice de couplage dénormalisée du filtre complet, intégrant les résonateurs en absorption.

Les indices S et L correspondent à la source et à la charge respectivement, autrement dit aux accès. BSRC1 et BSRC2 correspondent aux deux résonateurs en absorption (*Band-Stop Resonator Cavity*), et les indices allant de 1 à 6 correspondent aux 6 résonateurs en transmission. Remarquons que les éléments diagonaux correspondant aux résonateurs en absorption ont pour valeur 0.098. Cette valeur correspond à la valeur de la réactance parallèle à appliquer au résonateur du modèle circuit pour qu'il résonne à la fréquence de réjection, en sachant que sans cette réactance parallèle, il résonnerait à la fréquence centrale du filtre, c'est à dire à 7 GHz.

### 3.3.4 Topologie du filtre complet

La matrice de couplage présentée Figure 3.8 donne déjà quelques indications quant à la topologie du filtre. Celle-ci devra respecter le schéma présenté Figure 3.9. En gardant la logique d'un filtre de référence auquel sont ajoutés les résonateurs en absorption, nous allons reprendre la topologie du filtre d'ordre 6 présentée au deuxième chapitre, et y intégrer les cavités supplémentaires.

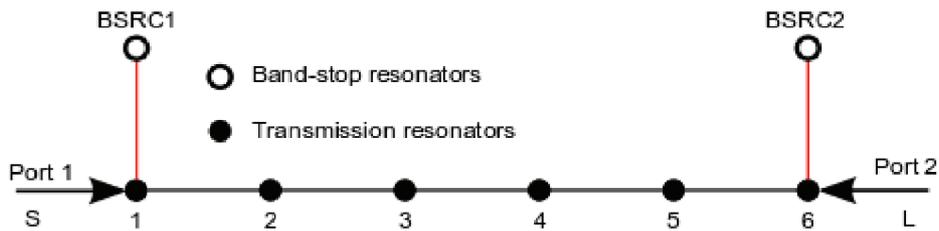


FIGURE 3.9 – Schéma "en nœuds" du filtre complet.

En reprenant la topologie de la Figure 3.10(a), on constate qu'il y a de la place non utilisée au dessus des cavités d'accès 1 et 6. Celle-ci est mise à profit pour justement accueillir les cavités en absorption, dont les dimensions sont proches de celles des autres cavités. Nous pouvons donc imaginer d'opter pour la topologie présentée à la Figure 3.10(b).

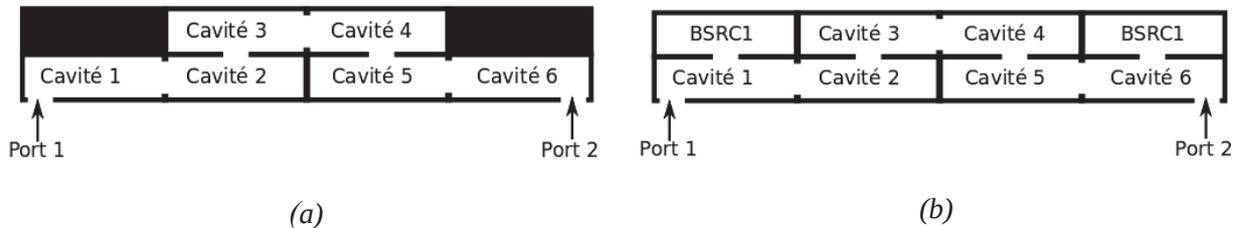


FIGURE 3.10 – Reprise de la topologie du filtre de référence d'ordre 6 (a) avec ajout des cavités en absorption (b).

Cependant, les cavités d'accès 1 et 6 se retrouvent à devoir supporter : le couplage horizontal avec la cavité suivante (2 ou 5), le couplage d'accès dont le motif gravé sur le plan métallique de la cavité couvre quasiment la moitié de sa surface, et en plus le couplage vertical vers la cavité en absorption. Le cumul de toutes ces fonctions, qui s'ajoutent à la fonction de cavité résonante risque fortement d'induire un certain nombre de phénomènes parasites qui viendront dégrader les performances du filtre, notamment la proximité importante entre le couplage d'accès et le couplage avec le résonateur en absorption. Pour éviter cela, nous avons choisi d'allonger la longueur des cavités d'accès afin qu'elles résonnent en mode  $TE_{102}$ . Nous obtenons ainsi la topologie présentée à la Figure 3.11.

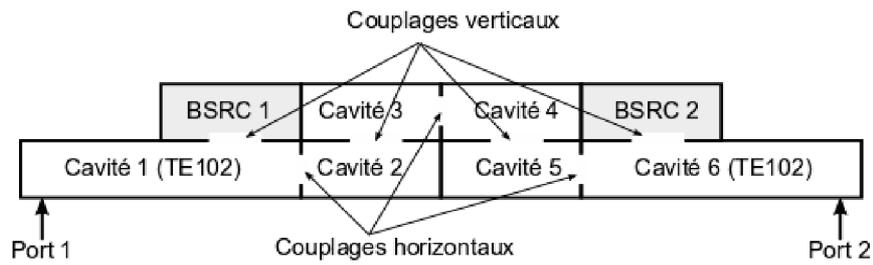


FIGURE 3.11 – Topologie adoptée pour le filtre à forte réjection localisée.

Nous constatons que les couplages d'accès ont été éloignés d'une longueur d'une cavité (soit d'une demi longueur d'onde) des couplages avec les résonateurs en absorption, pour éviter, ou tout au moins pour limiter les interactions entre eux.

Nous avons donc à définir les dimensions de cavités SIW résonant en mode  $TE_{101}$  et en mode  $TE_{102}$  à la fréquence de 7 GHz, ainsi que des cavités résonant en mode  $TE_{101}$  à la fréquence de 6.6675 GHz.

## 3.4 Dimensions du filtre

### 3.4.1 Dimensions des résonateurs

Étant donnée la topologie présentée à la section précédente, nous allons déterminer les dimensions de trois types de cavités :

- les cavités en transmission résonant à 7 GHz en mode  $TE_{101}$  (cavités 2, 3, 4 et 5) ;
- les cavités en transmission résonant à 7 GHz en mode  $TE_{102}$  (cavités d'accès 1 et 6) ;
- les cavités en absorption résonant à 6.6675 GHz en mode  $TE_{101}$ .

Ces cavités auront en commun leur largeur, afin de faciliter la réalisation et leur empilement. De cette largeur, de la fréquence de résonance et du mode de résonance, dépendra ensuite la longueur de chacune d'elles. L'équation 31 rappelle la relation fondamentale de la propagation guidée dans un guide d'onde rectangulaire.

$$\left(\frac{1}{\lambda_r}\right)^2 = \left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 \quad (31)$$

En mode de résonance  $TE_{m0p}$ ,  $\lambda_c = 2a/m$  et  $\lambda_g = 2l/p$ , avec  $a$  et  $l$ , pour largeur et longueur de cavité respectivement. Sachant que fréquence et longueur d'onde sont liées par l'équation 32, nous obtenons pour un mode  $TE_{m0p}$  l'équation 33.

$$f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \lambda} \quad (32)$$

$$l_{m0p} = \frac{p}{2} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sqrt{\epsilon_r} f_r}{c}\right)^2 - \left(\frac{m}{2a}\right)^2}} \quad (33)$$

$\epsilon_r$  est la permittivité relative du substrat,  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide et  $f_r$  la fréquence de résonance désirée. Le choix de la largeur se fera selon les mêmes critères que ceux exposés à la section 2.3. Celle-ci est fixée à 3.55 mm, ce qui implique les longueurs de cavités suivantes :

7 GHz en $TE_{101}$	7 GHz en $TE_{102}$	6.6675 GHz en $TE_{101}$
3.773 mm	7.545 mm	4.211 mm

La dernière dimension qui est la hauteur de la cavité est fixée par l'épaisseur du substrat et le nombre de couches LTCC. Nous utiliserons à nouveau 5 couches de substrat LTCC pour la réalisation d'une cavité, et par extension, d'un étage.

### 3.4.2 Dimensions des éléments de couplage

La topologie proposée Figure 3.11 implique trois sortes de couplage, comme pour le filtre développé au second chapitre. Nous retrouvons donc les couplages d'accès (cf. Section 2.5.1), les couplages horizontaux (cf. Section 2.5.2) et les couplages verticaux (cf. Section 2.5.3). Les dimensions des cavités ayant été modifiées par rapport à ce précédent filtre, du fait de la différence de fréquence de fonctionnement, les abaques de couplage qui ont été produits ne peuvent pas être réutilisés. Cependant, les scripts permettant de les générer sont tout à fait réutilisables pour en réaliser de nouveaux. Nous obtenons ainsi, et très rapidement, les abaques présentés Figure 3.12, Figure 3.13 et Figure 3.14.

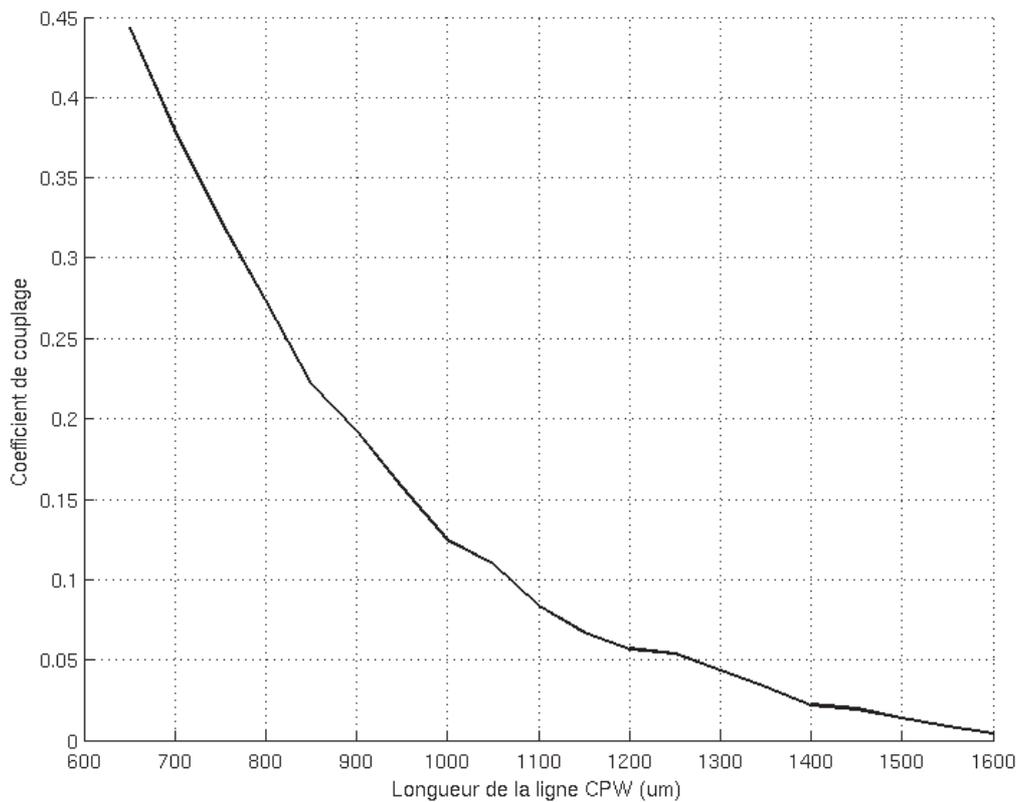


FIGURE 3.12 – Abaque de couplage d'accès.

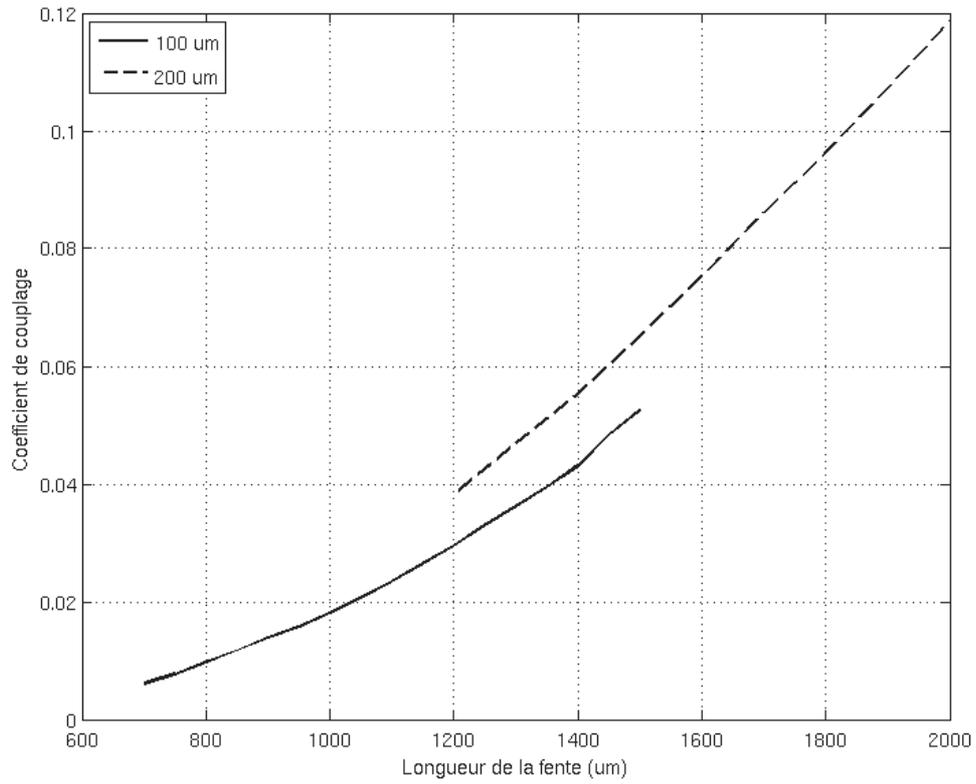


FIGURE 3.13 – Abaque de couplage vertical par fente de 100 et 200 μm de large.

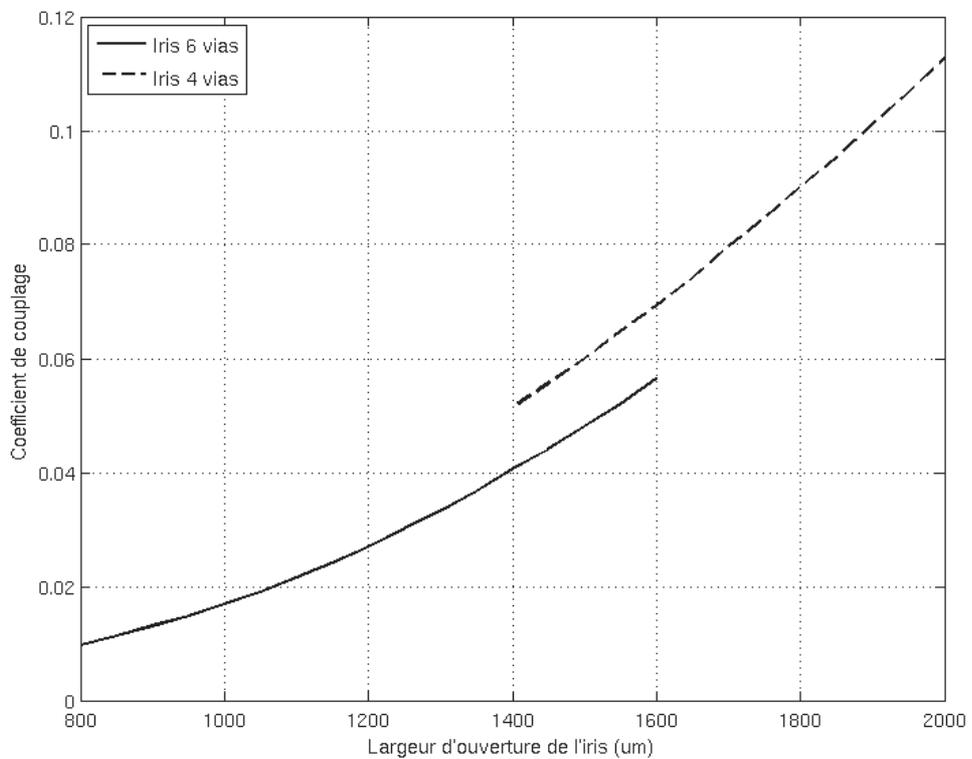


FIGURE 3.14 – Abaque de couplage horizontal par iris 4 et 6 vias.

Ces abaques permettent de déduire les dimensions à appliquer pour les éléments de couplages que sont les iris, les fentes de couplage et la longueur des lignes coplanaires des motifs d'accès. Le tableau ci-dessous rappelle les coefficients de couplage à appliquer, et leur correspondance en dimension physique :

Couplage	accès	1 – 2 & 5 – 6	2 – 3 & 4 – 5	3 – 4	accès – BSRC
Coefficient	0.298	0.0516	0.0267	0.0251	0.085
Élément	Ligne CPW	Iris 4 vias	Fente	Iris 6 vias	Fente
Dimension	775 $\mu\text{m}$	1400 $\mu\text{m}$	1100 $\mu\text{m}$	1150 $\mu\text{m}$	1650 $\mu\text{m}$

La principale nouveauté de ce filtre par rapport au précédent est l'ajout des cavités en absorption. Positionnées sur les cavités d'accès, elles seront couplées à ces dernières par des fentes, puisqu'il s'agit d'un couplage vertical. Mais contrairement aux autres couplages verticaux, où la fente était placée dans l'axe longitudinal du filtre, le long d'une paroi, elle sera placée selon l'axe transversal, approximativement au milieu des cavités d'accès. Cette position la place à nouveau dans un maximum de champ magnétique, autant pour la cavité en absorption que pour la cavité d'accès. En effet, puisque cette dernière résonne en mode  $\text{TE}_{102}$ , le champ magnétique est plus fort le long des parois et au centre. L'intérêt de cette position, en plus d'être sur un maximum de champs magnétique, est d'être à mi-chemin entre le couplage d'accès et l'iris. Nous éloignons ainsi au maximum les éléments de couplage pour limiter toutes interactions entre eux. Du point de vue de la cavité en absorption, cette fente se trouve le long d'une de ses parois.

Toutes les dimensions nécessaires à la réalisation du filtre ont été définies. L'étape suivante serait naturellement la conception du modèle 3D sous un logiciel de simulation électromagnétique, comme cela a été le cas dans le second chapitre (section 2.6). Mais la particularité de la forte réjection de 70 dBc à une fréquence très précise, comme cela est visible sur la réponse du modèle circuit présentée Figure 3.7(b), implique de porter une attention particulière à la sensibilité du filtre aux diverses dispersions qu'il pourrait subir.

## 3.5 Étude de dispersions

Ce filtre présente une bande passante plus large que la bande utile. Cette particularité le rend plus robuste aux variations de fréquence que peuvent induire certaines dispersions. Malheureusement, la forte réjection de 70 dBc à 6.6675 GHz qui doit son succès à la précision et à l'étroitesse de la bande rejetée par les cavités en absorption, est très vulnérable et peut être mise hors service à la moindre variation de fréquence. Cette section va tenter de fournir la liste des phénomènes pouvant impliquer une variation en fréquence de la réponse du filtre, ceci afin de pouvoir les anticiper et d'apporter des solutions pour assurer son bon fonctionnement.

### 3.5.1 Dispersions en température

L'une des principales contraintes pour une utilisation spatiale d'un dispositif est sa résistance aux fortes variations de température. Suivant les matériaux utilisés, leur réaction peut être différente tout comme les effets observés sur leurs caractéristiques physiques. Par exemple, avec une forte élévation de température, un matériau peut présenter une dilatation plus ou moins importante. Une variation de ses caractéristiques électriques telles que sa tangente de perte ou sa permittivité relative peut aussi être observée. Ces diverses variations peuvent avoir des impacts différents sur le comportement du filtre. Une augmentation de la permittivité relative du substrat va inévitablement impliquer un décalage vers les basses fréquences (cf. Équation 32 p.106). Par ailleurs, étant donné que le concept SIW utilise des modes de propagation et de résonance volumiques, une dilatation du matériaux impliquera une augmentation des dimensions, et par conséquent, un décalage vers les basses fréquences. Il est donc important de pouvoir évaluer l'impact que peut avoir une variation de température, pour pouvoir en tenir compte lors de la conception du dispositif et ainsi, prévenir ou limiter tout risque de dysfonctionnement lié à ce phénomène.

Une utilisation spatiale implique une résistance à des variations de température s'étalant de  $-150^{\circ}\text{C}$  à  $+120^{\circ}\text{C}$ . L'utilisation d'un contrôle thermique permettant de protéger les différents équipements du satellite réduit cette plage de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $+80^{\circ}\text{C}$ . Le fabricant du substrat, *Heraeus*, fournit quelques informations à ce sujet dans la documentation technique du substrat Heratape<sup>®</sup> CT765 [50], dont la Figure 3.15 présente un extrait. Deux catégories concernent la sensibilité en température : *Thermal Coefficient of Expansion* (TCE) et *Temperature Coefficient of Frequency* (TCF). Le premier donne le coefficient de dilatation du substrat en fonction de la température, qui est de 9.1 ppm/K. Le second semble donner une indication sur la variation de fréquence en fonction de la température, à hauteur de -12.9 ppm/K. Cependant, aucune information n'est fournie sur la méthode utilisée pour extraire cette valeur. Plutôt que de l'utiliser de façon brute, en l'appliquant directement au cas d'une cavité SIW, nous allons appliquer l'équation 34 afin de déduire la variation de permittivité relative en fonction de la température ( $TC_{\epsilon_r}$ ). Cette équation, empirique, ne permet pas non plus d'affirmer avec certitude que les résultats obtenus correspondent à la réalité, mais nous considérerons qu'ils sont justes.

$$TCF = -\left(\frac{1}{2} \cdot TC \varepsilon_r + TCE\right) \quad (34)$$

### Properties

Typical Fired Physical and Chemical Properties		Typical Fired Electrical Properties	
Color	grey	Dielectric Constant (1 MHz)*	65 ± 4.0
Thermal Coefficient of Expansion (25 – 300 °C)	9.1*10 <sup>-6</sup> /K	(2.5 GHz)**	68.7 ± 0.5
(25 – 600 °C)	10.5*10 <sup>-6</sup> /K	(100 GHz)	t.b.d.
Tape Shrinkage		Dissipation Factor (1 MHz)*	< 0.2 %
x,y	19.3 % ± 0.5	(2.5 GHz)**	< 0.2 %
z (unlaminated to fired)	28.9 % ± 4.0	(100 GHz)	t.b.d.
Fired Density	5.57 g/cm <sup>3</sup>	Temperature Coefficient of Frequency (-40 °C/80 °C) Tf	-12.9 ppm/K (600 MHz)

FIGURE 3.15 – Extrait de la documentation technique du substrat Heratape<sup>®</sup> CT765 [50].

De l'équation 34, nous déduisons une valeur du coefficient de variation de la permittivité relative du matériau en fonction de la température de 7.6 ppm/K. Le tableau suivant donne la valeur de la permittivité relative et de la dilatation pour différentes valeurs de température :

Température	-40°C	+20°C	+80°C
Permittivité relative	68.67	68.7	68.73
Dilatation	-0.055 %	0 %	0.055 %
Fréquence	7.005 GHz	7 GHz	6.995 GHz

La variation en fréquence a été obtenue en appliquant l'équation 35 déduite de l'équation 33, pour une cavité résonant à 7 GHz en mode TE<sub>101</sub> en faisant varier les dimensions  $l$  et  $a$  de ±0.055 % et la permittivité relative de ±0.03.

$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{1}{4a^2} + \frac{1}{4l^2}} \quad (35)$$

La variation de fréquence observable sur la plage -40°C/+80°C est donc de ±5 MHz à la fréquence centrale du filtre, soit 0.07 % de 7 GHz. Cette variation peut sembler préoccupante au regard de la précision de la fréquence rejetée de 6.6675 GHz. Cependant, elle est négligeable, d'une part dans la bande utile pour les raisons évoquées en début de cette section, et d'autre part, au regard de l'incertitude sur la valeur de la permittivité relative du substrat.

### 3.5.2 Dispersions technologiques sur la permittivité relative

Les caractéristiques physiques et électriques d'un matériau sont données avec une certaine précision. Suivant le lot de fabrication, les différents traitements subis, le stockage et bien d'autres causes potentielles d'une dégradation ou modification du matériau, les caractéristiques de ce dernier peuvent être plus ou moins altérées. C'est le cas notamment de la valeur de la permittivité relative, laquelle a un impact direct sur la fréquence. La tâche est d'autant plus compliquée que bien souvent l'opacité est totale quant aux méthodes utilisées pour obtenir les valeurs fournies. Nous devons donc nous contenter de ce qui est fourni par le fabricant. Nous retrouvons cette information dans l'extrait de la documentation technique du substrat Heratape® CT765 [50], présenté Figure 3.15. Concernant la valeur de la permittivité relative, deux informations sont disponibles : l'une donne une valeur de 65 relevée à une fréquence de 1 MHz ; l'autre donne une valeur de 68.7 à une fréquence de 2.5 GHz. La fréquence de fonctionnement de notre filtre étant 7 GHz, elle ne correspond à aucune de ces informations. Par défaut, nous devons donc nous contenter de la plus proche, qui est celle fournie à 2.5 GHz, soit une permittivité relative de 68.7. Cette valeur est fournie avec une précision de  $\pm 0.5$ , soit une permittivité relative située entre 68.2 et 69.2. Le tableau ci-dessous donne les correspondances en terme de fréquence de fonctionnement pour une cavité SIW résonant en mode  $TE_{101}$  :

Permittivité relative	68.2	68.7	69.2
Cavité à 7 GHz	7.026 GHz	7 GHz	6.975 GHz
Cavité à 6.6675 GHz	6.6919 GHz	6.6675 GHz	6.6434 GHz

Ainsi, en arrondissant au méga-hertz supérieur, cette incertitude sur la permittivité relative donne une plage de fréquence de résonance potentielle de 50 MHz pour la réjection de 70 dBc. Cette valeur est dix fois plus élevée que celle obtenue par la dispersion en température, et devra donc être anticipée.

### 3.5.3 Dispersions technologiques sur les dimensions

La réalisation d'un filtre se fait avec une précision qui diffère selon les technologies utilisées. Le LTCC offre une précision moyenne en comparaison des technologies planaires classiques. Au delà de cette comparaison, c'est l'aspect multicouche qui augmente le risque de dispersions puisqu'elles sont à considérer selon les trois axes. VTT Electronics nous a informé qu'une précision de  $\pm 5 \mu\text{m}$  était à prévoir sur les diverses dimensions que sont le diamètre des vias et les longueurs et largeurs des fentes ou des lignes. L'aspect multicouche implique de tenir compte d'un désalignement possible des couches. Dans le cas du LTCC fabriqué par VTT Electronics, celui-ci ne devrait pas dépasser les  $15 \mu\text{m}$  entre deux couches, successives ou non. Ainsi, le risque d'avoir un effet *tour de Pise* où un décalage selon une direction se répète d'une couche à l'autre, et ne devrait pas être constaté.

Sans faire l'objet d'une étude approfondie, nous pouvons d'ores et déjà négliger ces dispersions technologiques étant donné l'importance de l'incertitude calculée sur la permittivité relative. Les effets potentiels listés ci-après resteront négligeables :

- Incertitude de  $\pm 5 \mu\text{m}$  sur le diamètre des vias :
  - Modification légère des longueurs et largeurs des cavités, impliquant un décalage en fréquence de l'ordre de 0.1 %.
  - Modification légère des coefficients de couplage horizontaux par iris.
- Incertitude de  $\pm 5 \mu\text{m}$  sur les largeurs et longueurs des fentes :
  - Modification des couplages verticaux par fente et des couplages d'accès.

Les erreurs entraînant une modification d'un ou plusieurs couplages ne toucheront principalement que la réponse dans la bande passante, or celle-ci est robuste, de part sa largeur augmentée vis à vis de la bande utile. Quant au possible décalage en fréquence, celui-ci reste faible en comparaison de celui calculé dans le cas d'une dispersion sur la permittivité relative. Son impact serait surtout dommageable pour la forte réjection de 70 dBc.

Le dernier aspect, qui concerne le désalignement des couches, ne semble pas a priori avoir d'impact remarquable sur le comportement du filtre tant qu'il reste inférieur à  $15 \mu\text{m}$ . En effet, le seul risque majeur pouvant découler d'un désalignement de couches est d'avoir une interruption d'une ou plusieurs colonnes de vias, comme l'illustre la Figure 3.16.

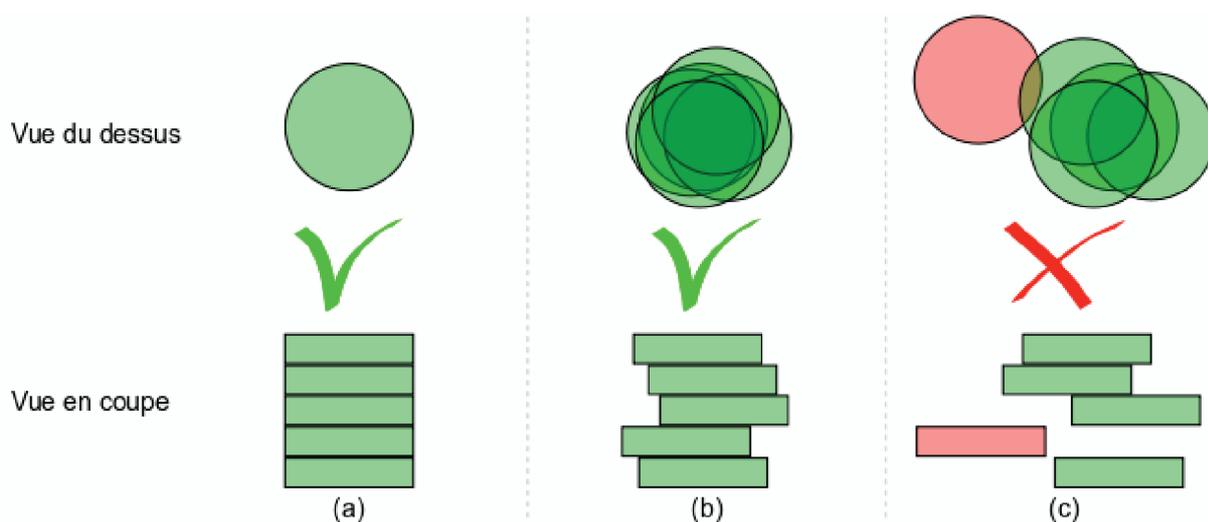


FIGURE 3.16 – Exemple de désalignement de vias d'une même colonne. Cas de vias parfaitement alignés (a), désalignés sans interruption de la colonne (b) et désalignés avec une interruption de la colonne (c).

Cette section a mis en évidence la vulnérabilité du filtre du point de vue de la forte réjection de 70 dBc par rapport aux différents risques de dispersion, qu'ils trouvent leur origine dans la fabrication du matériau, dans celle du filtre, ou dans son environnement d'utilisation. Nous avons montré que le substrat

utilisé, et a fortiori le dispositif lui-même, est relativement stable en température selon les données du fabricant. Cependant le risque de dispersion de la permittivité relative semble être un point, critique puisque l'incertitude à ce sujet peut impliquer un décalage de  $\pm 25$  MHz. La bande passante élargie par rapport à la bande utile ne devrait pas être impactée par une telle dispersion mais un dispositif d'ajustement de la fréquence de résonance des cavités en absorption après réalisation doit être implanté.

## 3.6 Réglages post-fabrication ou post-réglages

La section précédente a mis en évidence un besoin de réglage post-fabrication de la fréquence de résonance des cavités en absorption. L'incertitude sur la valeur de la permittivité relative du substrat est à l'origine de ce besoin. La plage de réglage à couvrir est de  $\pm 25$  MHz autour de la fréquence de résonance nominale des cavités en absorption, soit une dynamique de l'ordre de 50 MHz. Cette section tente de répondre à ce besoin en proposant deux dispositifs de réglages post-fabrication, appelés communément *post-réglages*.

### 3.6.1 Principe d'accord post-fabrication d'une cavité SIW

Dans le cas de filtres volumiques classiques, des éléments d'accord post-fabrication sont couramment utilisés. Ceux-ci se présentent la plupart du temps sous forme de vis, dont l'enfoncement va modifier les champs électriques et/ou magnétiques à l'intérieur des volumes [51]. Pour des applications planaires, plusieurs solutions existent, utilisant différentes technologies telles que les MEMS [52], l'ablation laser [53], la pose de bonding à l'extrémité de stub, etc. Pour le cas du SIW, une solution plus adaptée a été proposée par Abbas El Mostrah dans le cadre de ses travaux de thèse [54]. Elle consiste à graver des motifs sur l'un des plans métalliques de la cavité à régler, puis, à l'aide fils de bonding, de court-circuiter certains éléments de ces motifs afin perturber le champ électromagnétique au sein de la cavité, et ainsi d'en modifier la fréquence de résonance.

#### 3.6.1.1 Réglage vers les basse-fréquences

Il est possible de diminuer la fréquence de résonance d'une cavité SIW en gravant une ligne coplanaire sur l'un des plans métalliques, comme illustré Figure 3.17.

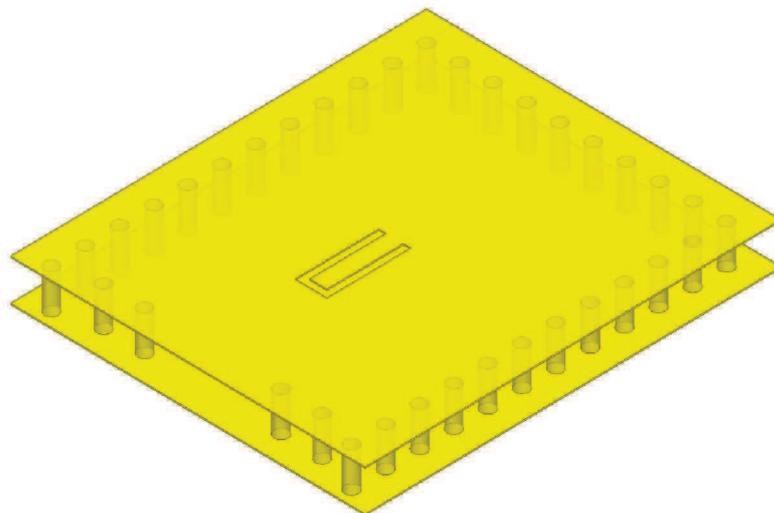


FIGURE 3.17 – Insertion d'une ligne coplanaire sur une cavité SIW.

L'amplitude du décalage vers les basses fréquences dépend évidemment des dimensions et de la position de cette ligne coplanaire. La Figure 3.19 montre l'évolution de la fréquence centrale d'une cavité simple, en fonction de la position du centre de la ligne coplanaire suivant l'axe  $Ox$ , comme illustré Figure 3.18, et pour plusieurs longueurs de ligne coplanaire.

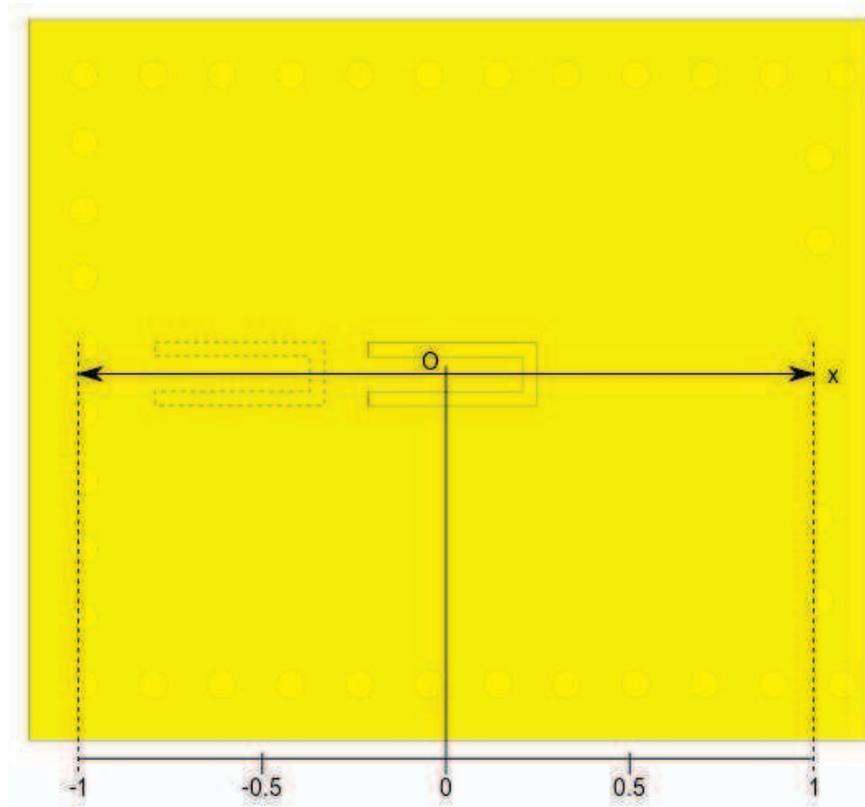


FIGURE 3.18 – Axe d'étude de positionnement de l'élément de post-réglage sur la cavité.

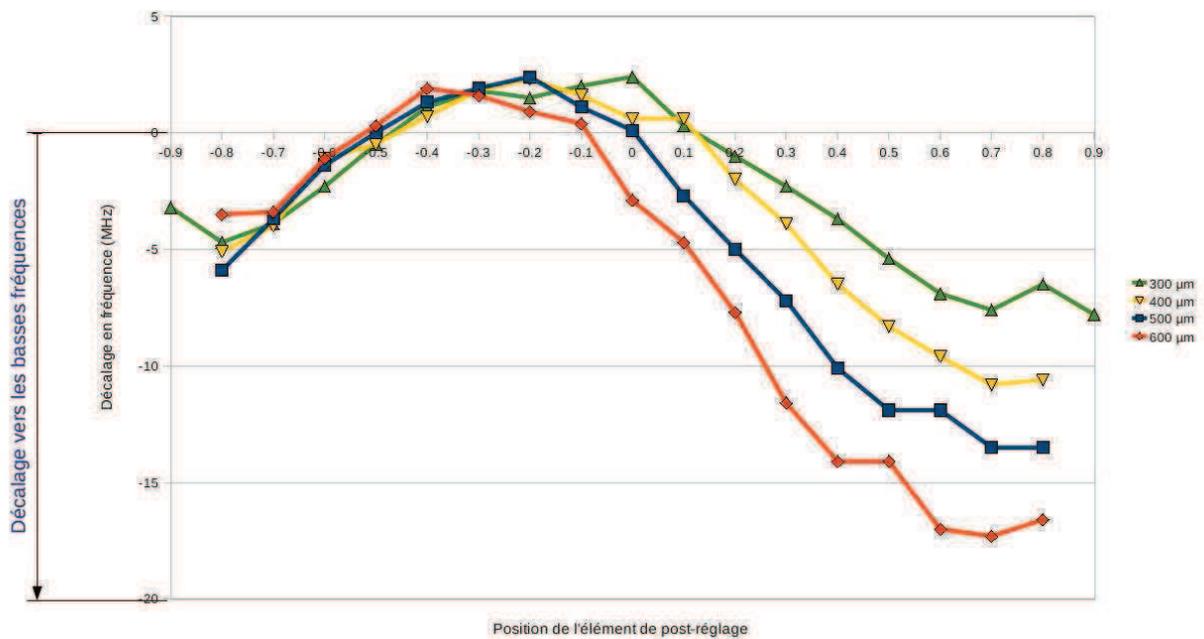


FIGURE 3.19 – Évolution du décalage de la fréquence de résonance de la cavité en fonction de la longueur et de la position de la ligne coplanaire.

Ces résultats montrent qu'il est préférable de positionner la ligne coplanaire dans la zone positive selon l'axe  $Ox$ . En pratique, l'extrémité en court-circuit de la ligne doit être plus proche du centre de la cavité que l'extrémité en circuit ouvert. Dans le cas contraire, où la ligne serait placée dans la partie négative de l'axe  $Ox$ , son comportement est beaucoup plus incertain.

Une autre constatation qui peut être faite est qu'à positionnement égal, plus la ligne est longue, plus le décalage en fréquence est important. Le premier réflexe serait alors de choisir un positionnement qui offre le plus grand décalage en fréquence pour la longueur de ligne la plus courte possible. Cependant l'objectif n'est pas seulement d'atteindre les extrêmes de la plage de réglage requise, mais aussi d'être capable de la couvrir au mieux dans son intégralité. Comme nous le verrons à la section 3.6.2, la ligne coplanaire sera ensuite découpée en une série de patch interconnectés par des fils de bonding. Ce moyen permettra entre autre de modifier progressivement la fréquence de résonance de la cavité au fur et à mesure des déconnexions de patchs. Ainsi, le nombre de patch aura un lien direct avec le nombre de pas de réglage. Or, si la plage de réglage dépend de la longueur de la ligne, le nombre de pas dépend du nombre de patch qu'il est technologiquement possible de découper dans la ligne. Ceci nous amène à la conclusion qu'il est préférable d'avoir la ligne la plus longue possible, et donc, de positionner l'extrémité en court-circuit de la ligne au centre de la cavité, comme sur la Figure 3.17. Le choix de la longueur de la ligne se fait ensuite selon le besoin en termes de plage de réglage.

### 3.6.1.2 Réglage vers les hautes fréquences

Nous venons de montrer qu'il est possible de diminuer la fréquence de résonance d'une cavité en y gravant une ligne coplanaire en surface. À présent, si l'on réduit, non-pas la longueur de la ligne, mais simplement la longueur du ruban central de celle-ci, nous pouvons observer un décalage vers les hautes fréquences de la fréquence de résonance de la cavité, comme le montre la Figure 3.20. Dans ce cas précis, la ligne est placée de façon à ce que l'extrémité en court-circuit reste au centre de la cavité.

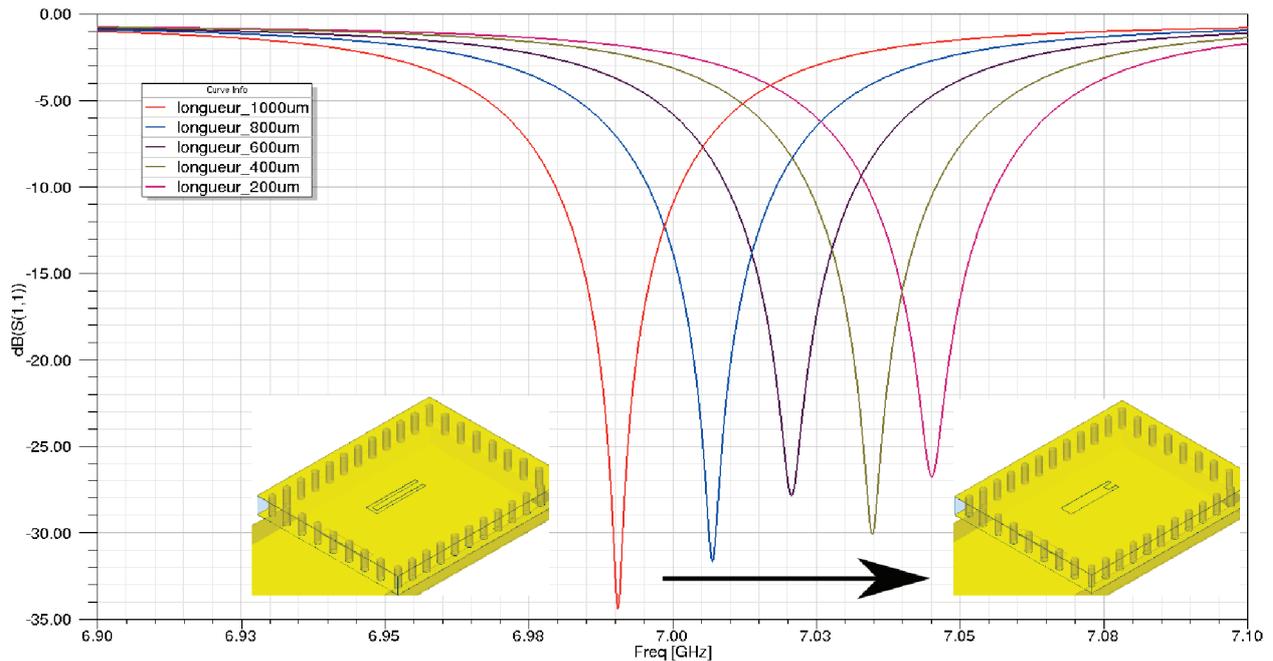


FIGURE 3.20 – Principe de réglage vers les hautes fréquence par la réduction du ruban central de la ligne coplanaire.

Plus généralement, le fait de créer une ouverture au centre de l'un des plans métalliques d'une cavité implique un décalage vers les hautes fréquences.

### 3.6.1.3 Report des accès

Une modification d'aspect pratique doit être faite dans la topologie du filtre pour permettre l'ajout de dispositifs de post-réglage sur les résonateurs en absorption. La topologie présentée à la section 3.3.4 implique de n'avoir accès qu'à un seul plan métallique des cavités en absorption en surface du filtre, l'autre étant noyé dans le substrat. La surface accessible est située à l'opposé de celle qui supporte les motifs d'accès. Afin d'anticiper sur la mise en boîtier du filtre, il est préférable de n'avoir des motifs que sur une seule et même face. Autrement dit, nous devons regrouper les motifs de post-réglage et les motifs d'accès sur une même face. Une solution consiste à reporter les motifs d'accès de l'autre côté du filtre, or pour les cavités d'accès, la face opposée à celle qui supporte les accès est elle aussi noyée dans le substrat. Nous devons donc effectuer un report supplémentaire à l'aide de vias métallisés, pour permettre l'excitation du

filtre sur sa face supérieur. La Figure 3.21 illustre cette transformation et donne la nouvelle topologie du filtre.

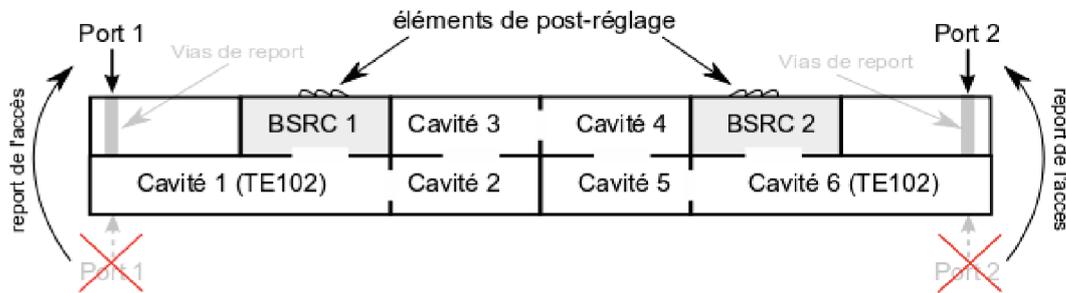


FIGURE 3.21 – Nouvelle topologie avec les éléments de post-réglage et le report des accès.

Cette modification implique de profond changement dans les couplages d'accès. La Figure 3.22 montre une vue 3D de l'un des nouveaux accès.

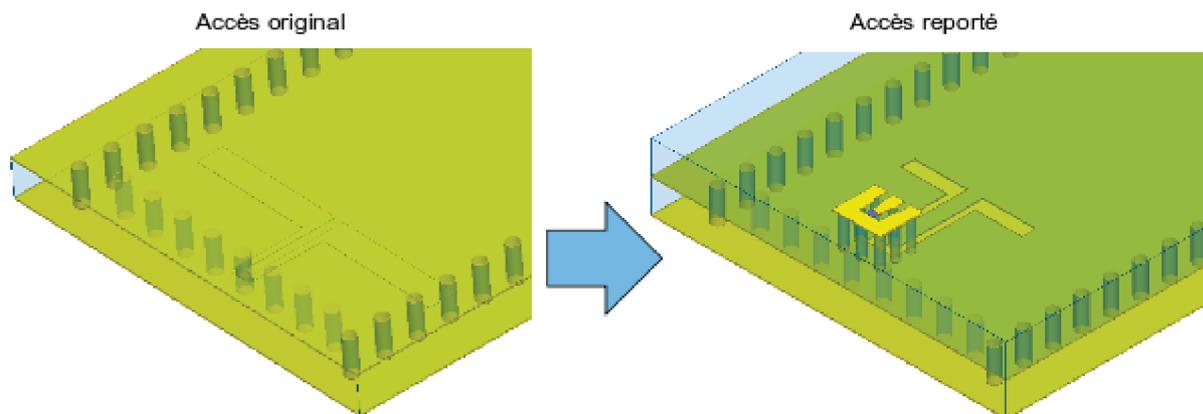


FIGURE 3.22 – Report des accès.

Le fait de reporter la ligne coplanaire en surface par des vias va impliquer de devoir réduire la partie coplanaire gravée sur le plan métallique. Nous devons donc recréer l'abaque de couplage d'accès, en considérant le nouveau modèle de couplage. Par ailleurs, étant donné l'absence de cavité dans cette zone du substrat, un motif métallique doit être créé en surface. Il doit respecter les règles de conception, l'écart des pointes de mesure et fournir le couplage adéquat. La Figure 3.23 donne les dimensions de ces nouveaux accès. Le report à travers l'étage de substrat supérieur se fait par des vias d'un diamètre de  $100\ \mu\text{m}$ . Ceux-ci ne peuvent pas se trouver directement au bord d'une fente, mais doivent respecter une distance de  $25\ \mu\text{m}$  de métal. Cette contrainte explique notamment la forme particulière du motif extérieur qui doit aussi permettre le bon contact des pointes.

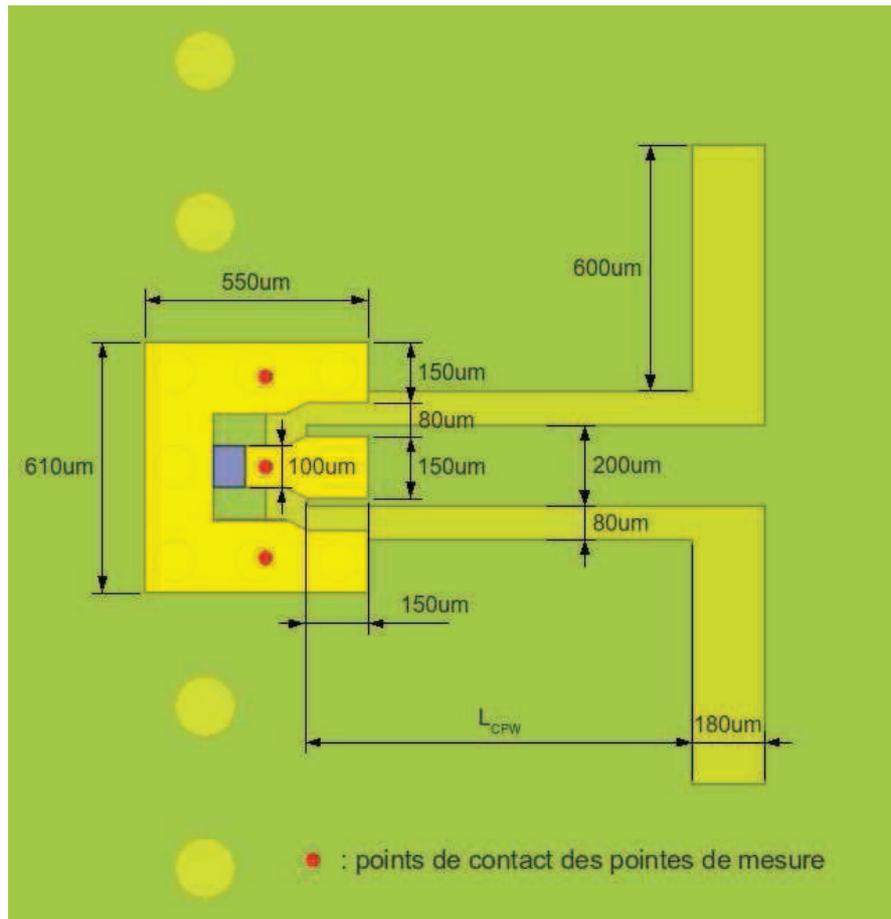


FIGURE 3.23 – Dimensions des accès reportés.

Les deux pointes extérieures correspondent à la masse, elles sont donc au même potentiel électrique et reliées au plan métallique inférieur par sept vias, dont on devine l'emplacement sur la Figure 3.23. La pointe centrale qui correspond au signal, est posée sur un ruban court dont la largeur augmente au niveau du vias qui assure son report. Cet agrandissement est nécessaire pour respecter la distance minimale entre le bord d'un via et le bord d'une fente ( $25\ \mu\text{m}$ ). Comme dans le cas du premier chapitre, nous choisissons d'utiliser la longueur de la ligne coplanaire, identifiée par la variable  $L_{CPW}$  sur la Figure 3.23, comme paramètre de réglage du couplage. L'abaque de couplage correspondant à ce nouvel accès est présenté Figure 3.24. On peut en déduire que pour obtenir un couplage d'accès de 0.298, comme spécifié à la section 3.4.2, la ligne devra avoir une longueur de  $155\ \mu\text{m}$ .

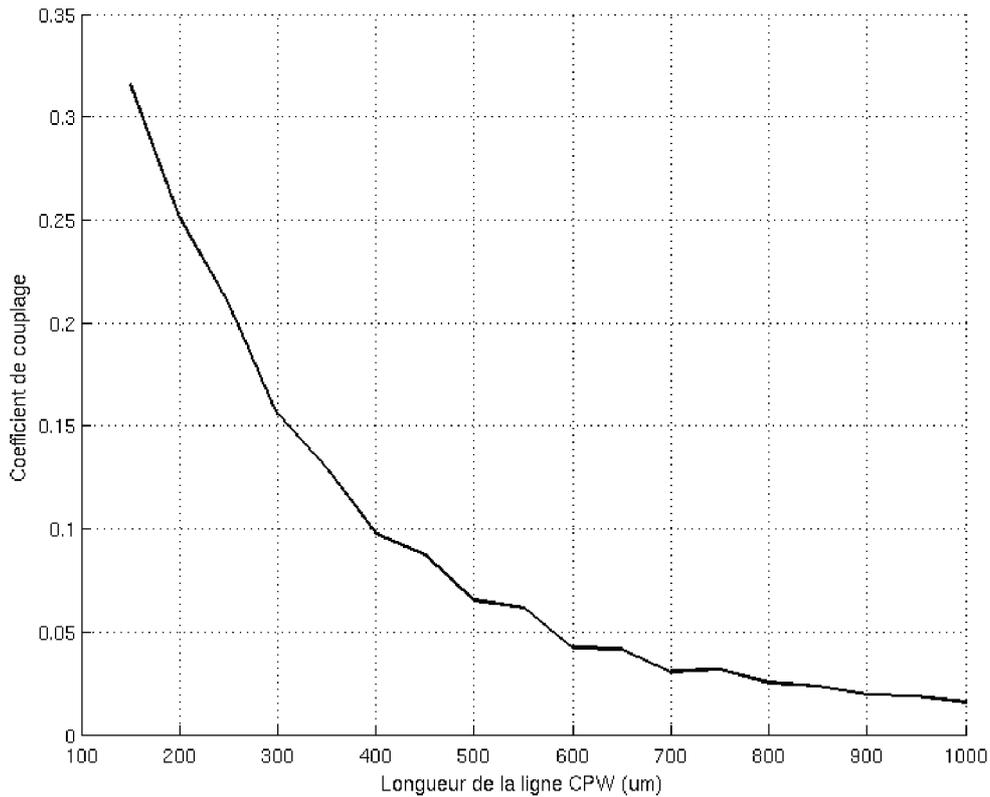


FIGURE 3.24 – Abaque de couplage correspondant au accès reportés.

### 3.6.2 Post-réglage monodirectionnel

Nous avons montré à la section 3.6.1.1 qu'il est possible de modifier la fréquence de résonance d'une cavité SIW, autant vers les hautes que vers les basses fréquences. Le besoin étant de pouvoir réaliser de tels ajustements après la fabrication du filtre, il n'est donc pas envisageable de réaliser une gravure à ce moment là. Il faut donc prévoir la gravure avant la fabrication, et offrir la possibilité de modifier celle-ci en surface, par le retrait de fils de bonding. L'idée de base est donc de graver une ligne coplanaire dont le ruban central n'est pas matérialisé par une ligne continue, mais par une succession de petits patches métalliques, reliés entre eux par des fils de bonding. Ils sont ensuite retirés un à un, après la fabrication du filtre, en fonction des résultats de mesure. La Figure 3.25 illustre cette idée, et montre, selon plusieurs configurations de câblages, différentes longueurs de ligne.

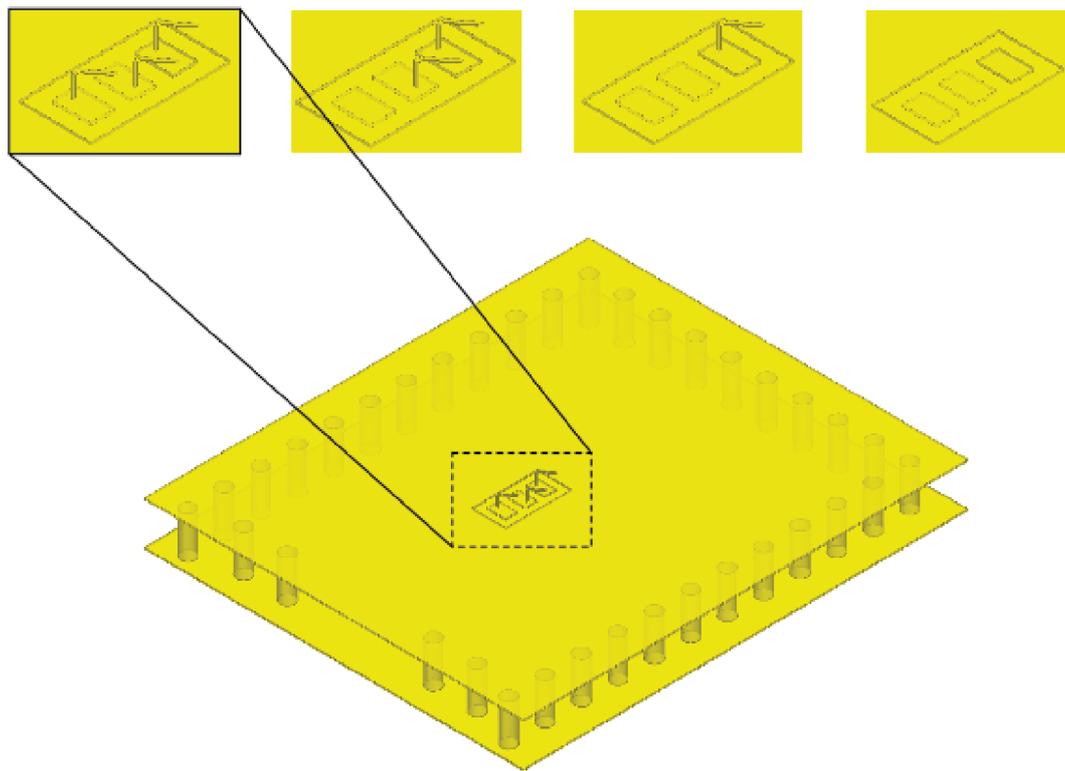


FIGURE 3.25 – Post-réglage monodirectionnel et ses différentes configurations.

Le choix des dimensions et du nombre de patches doit se faire en respectant les points suivants :

- Les règles de conception du fabricant (VTT Electronics) qui imposent une dimension minimale d'une ligne ou d'une fente.
- Les contraintes dues à la pose des fils de bonding imposant une dimension de métal minimale autour d'un point de soudure (pad). Celles-ci sont résumées en annexe A.1.
- Offrir une plage de fonctionnement correspondant au besoin, en l'occurrence 50 MHz.
- Optimiser le nombre de pas de réglage, donc le nombre de patches.

La conciliation de ces quatre contraintes conduit à faire le choix de positionner la ligne coplanaire de telle sorte que son extrémité en court-circuit soit située au centre de la cavité, comme cela a déjà été expliqué à la section 3.6.1.1. Ainsi, l'augmentation de la ligne impliquera l'éloignement de l'extrémité en circuit ouvert par rapport au centre de la cavité.

À partir de la simulation, et dans le respects des contraintes énumérées ci-dessus, les dimensions du dispositif de post-réglage monodirectionnel sont définies et résumées sur la Figure 3.26.

Lorsque tous les fils sont en place, comme on le montre à la Figure 3.26, la cavité résonne à la fréquence la plus basse, c'est à dire à l'extrémité basse de la plage de fréquence couverte par le dispositif de post-réglage. Étant donné que cette plage de fréquence va de -25 MHz à +25 MHz par rapport à la

fréquence nominale de 6.6675 GHz, soit de 6.6425 GHz à 6.6925 GHz, lorsque tous les fils sont en place, la cavité doit donc être réglée pour résonner à 6.6425 GHz. Pour le réglage du filtre, nous nous placerons donc dans ce cas extrême en point de départ. Les fils seront ensuite retirés progressivement pour venir positionner la résonance de la cavité à la fréquence voulue. La Figure 3.27 montre l'évolution de la fréquence de résonance d'une cavité en absorption équipée d'un dispositif de post-réglage monodirectionnel, dans chaque cas de réglage.

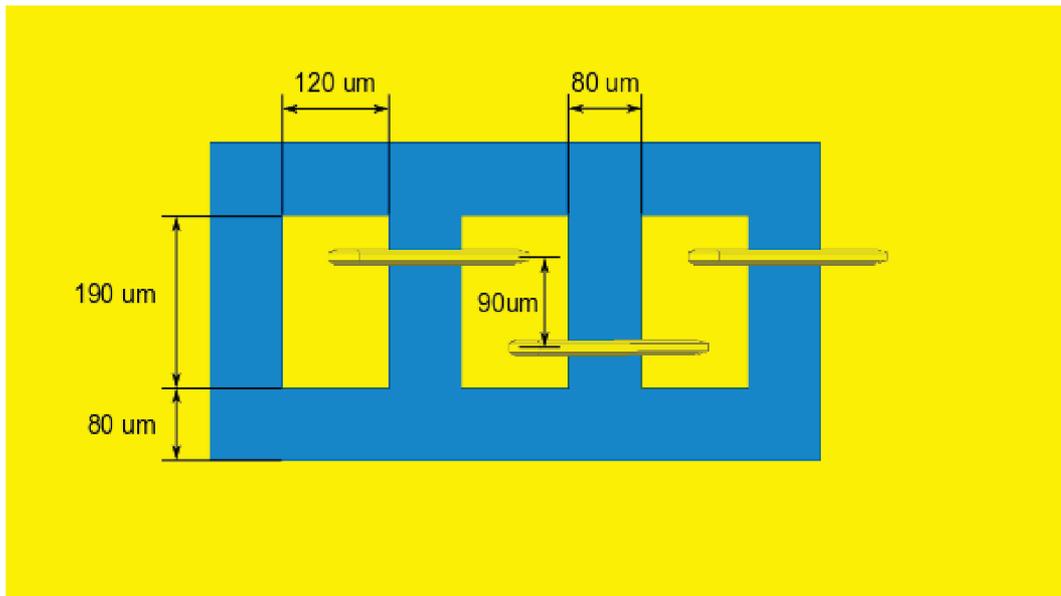


FIGURE 3.26 – Dimensions du dispositif de post-réglage monodirectionnel.

La bande couverte par ce dispositif de post-réglage est légèrement plus grande que la bande requise, puisqu'elle est de 54 MHz au lieu de 50 MHz. Le pas de réglage n'est pas constant mais les différentes positions de réglage sont assez bien réparties pour tenter de couvrir au mieux la plage de fréquences.

Ce dispositif de post-réglage semble répondre aux exigences fixées indirectement par l'étude des dispersions. Il présente cependant certains inconvénients :

- L'état de départ n'est pas prévu pour que la cavité résonne à la fréquence de 6.6675 GHz si aucune dispersion n'est constatée. Ceci découle du caractère monodirectionnel du post-réglage. Cela veut dire que dans le cas où aucune dispersion n'est observée, il est quand même nécessaire d'effectuer le post-réglage.
- Le nombre de pas de réglage est faible. Les contraintes technologiques de fabrication et de pose des fils ne permettent pas de réaliser un plus grand nombre de patch, et donc de pas de réglage.

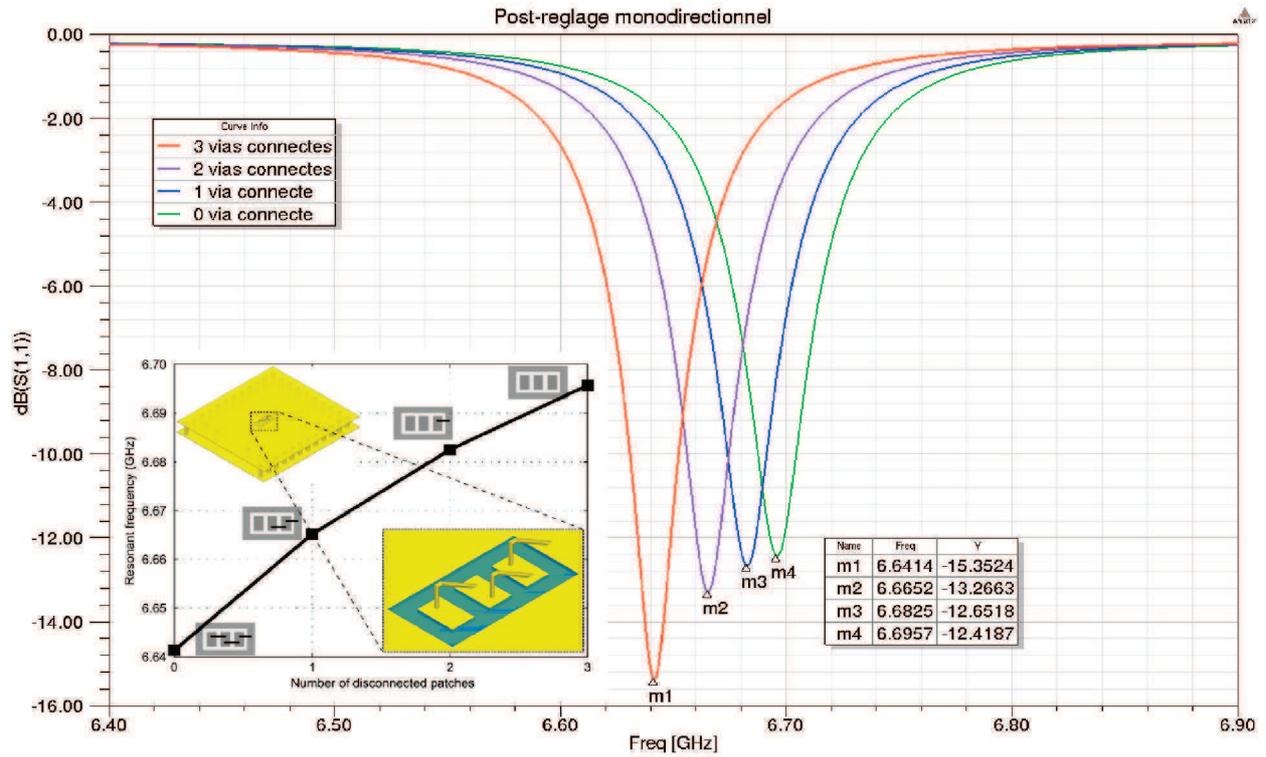


FIGURE 3.27 – Évolution de la fréquence de résonance dans chaque position du post-réglage.

Malgré ces inconvénients, ce type de dispositif a l'avantage de ne nécessiter qu'un faible nombre de fils de bonding, et reste simple d'utilisation.

### 3.6.3 Post-réglage bidirectionnel

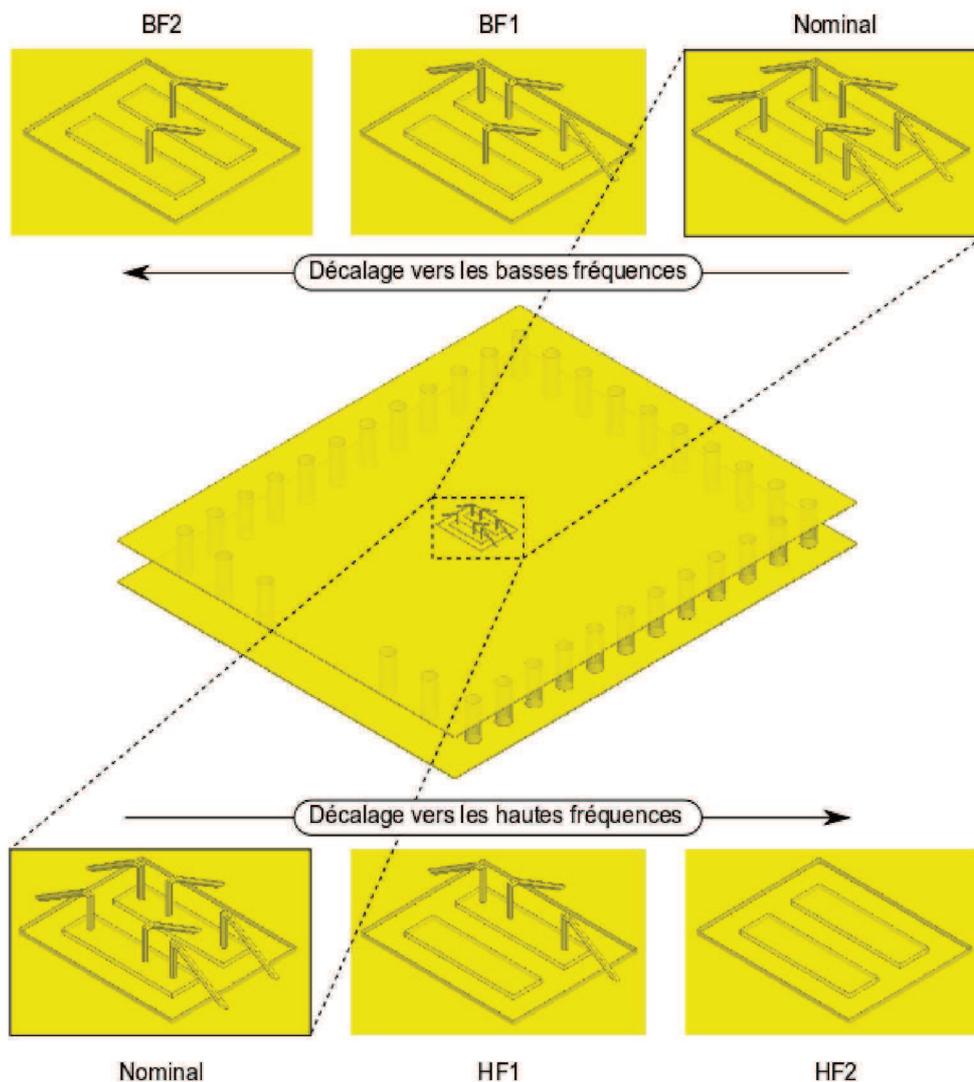


FIGURE 3.28 – Post-réglage bidirectionnel et ses différentes configurations.

Le principe de post-réglage monodirectionnel présenté à la section précédente, ne profite pas de la possibilité d'apporter un décalage vers les basses fréquences, comme exposé à la section 3.6.1.1. Comme son nom l'indique, il n'a la capacité de décaler la fréquence de résonance que dans une seule direction. Le principe de réglage vers les basses fréquences pourrait cependant être appliqué. Puisque pour un tel décalage, il faut augmenter la longueur de la ligne coplanaire, et ce par un simple retrait de fils de bonding, celle-ci doit être court-circuitée dans son état de base (tous les fils en place). La Figure 3.28 illustre cette idée. Les patchs sont élargis pour accueillir deux fils supplémentaires qui permettront de court-circuiter la ligne coplanaire latéralement.

En partant de ce que nous appelons l'état *nominal*, il est possible d'apporter un décalage soit vers les basses fréquences en augmentant la longueur de la ligne coplanaire, soit vers les hautes fréquences en déconnectant entièrement les patchs. Comme on peut le voir sur la Figure 3.28, l'augmentation de la ligne coplanaire se fait en retirant les fils de bonding latéraux qui, lorsqu'ils sont en place, court-circuitent la ligne.

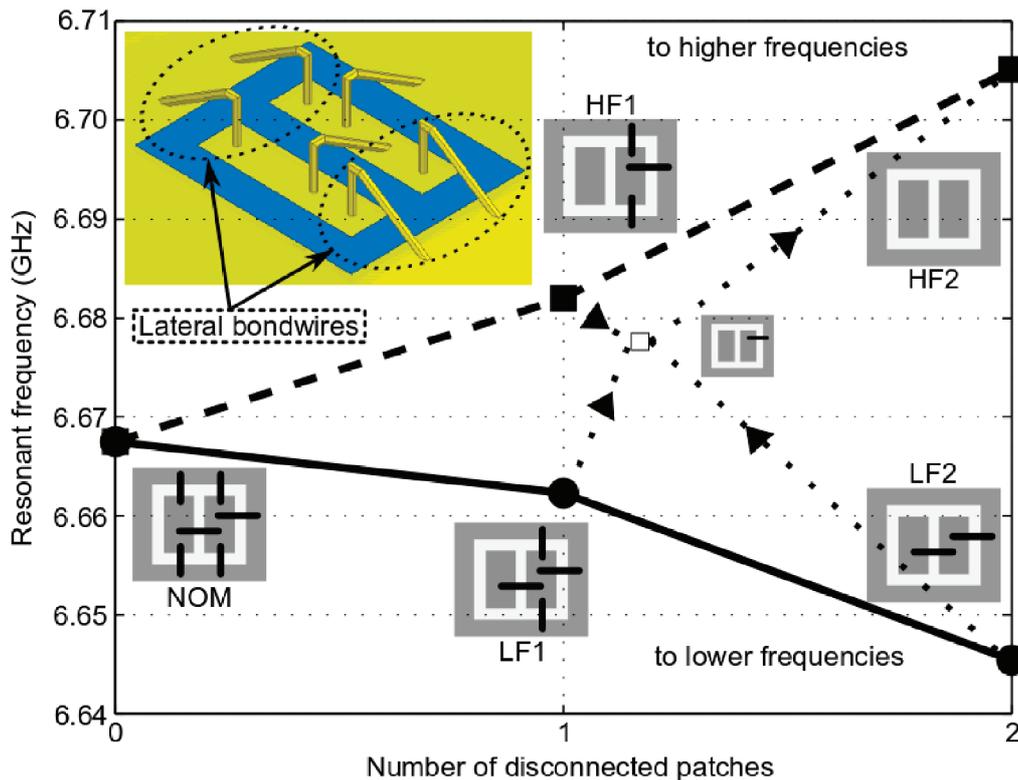


FIGURE 3.29 – Évolution de la fréquence de résonance d'une cavité suivant différentes positions de post-réglage bidirectionnel.

On peut remarquer sur la Figure 3.29 que dans l'état nominal, la fréquence de résonance de la cavité est à la fréquence de 6.6675 GHz. Ainsi, et contrairement au post-réglage monodirectionnel, si aucune dispersion n'est observée, aucun réglage n'est nécessaire. Par ailleurs, cette solution offre six états possibles dont un état intermédiaire (représenté en plus petit sur la figure), et couvre une bande de 60 MHz. Ainsi, pour une bande sensiblement plus grande, le post-réglage bidirectionnel apporte deux pas de réglages supplémentaires.

Comme pour le post-réglage monodirectionnel, les dimensions du post-réglage bidirectionnel résumées par la Figure 3.30, doivent respecter les mêmes contraintes.

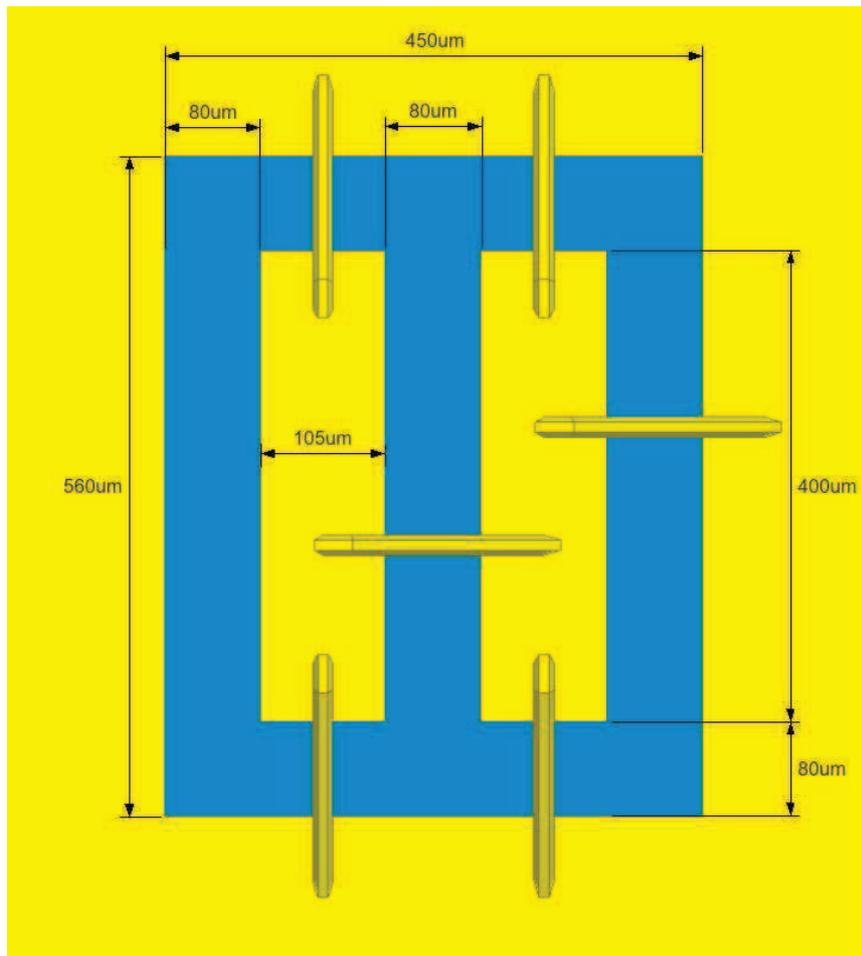


FIGURE 3.30 – Dimensions du dispositif de post-réglage bidirectionnel.

### 3.7 Simulations, fabrication et mesures

Dans les sections précédentes, les différentes étapes de la conception ont permis de définir les dimensions du filtre complet. Par anticipation, des dispositifs de post-réglages ont été développés pour assurer la réjection importante et précise de 70 dBc dans le cas de dispersions technologiques. Le filtre peut donc être réalisé virtuellement à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique tel que HFSS™. La Figure 3.31 montre une vue tridimensionnelle éclatée de la version du filtre équipé d'un post-réglage bidirectionnel sur les cavités en absorption. On y distingue les cavités d'accès dimensionnées pour résonner en mode  $TE_{102}$ , les quatre autres cavités en transmission résonant en mode  $TE_{101}$ , ainsi que les deux cavités en absorption surmontées des dispositifs de post-réglage. Le plan métallique intermédiaire supporte les fentes de couplage entre les cavités 2 et 3, 4 et 5 (orientées dans le sens de la longueur du filtre), ainsi qu'entre les cavités d'accès et les cavités en absorption (orientées dans le sens de la largeur du filtre). Les motifs de couplage d'accès ainsi que leur report en surface sont aussi visibles.

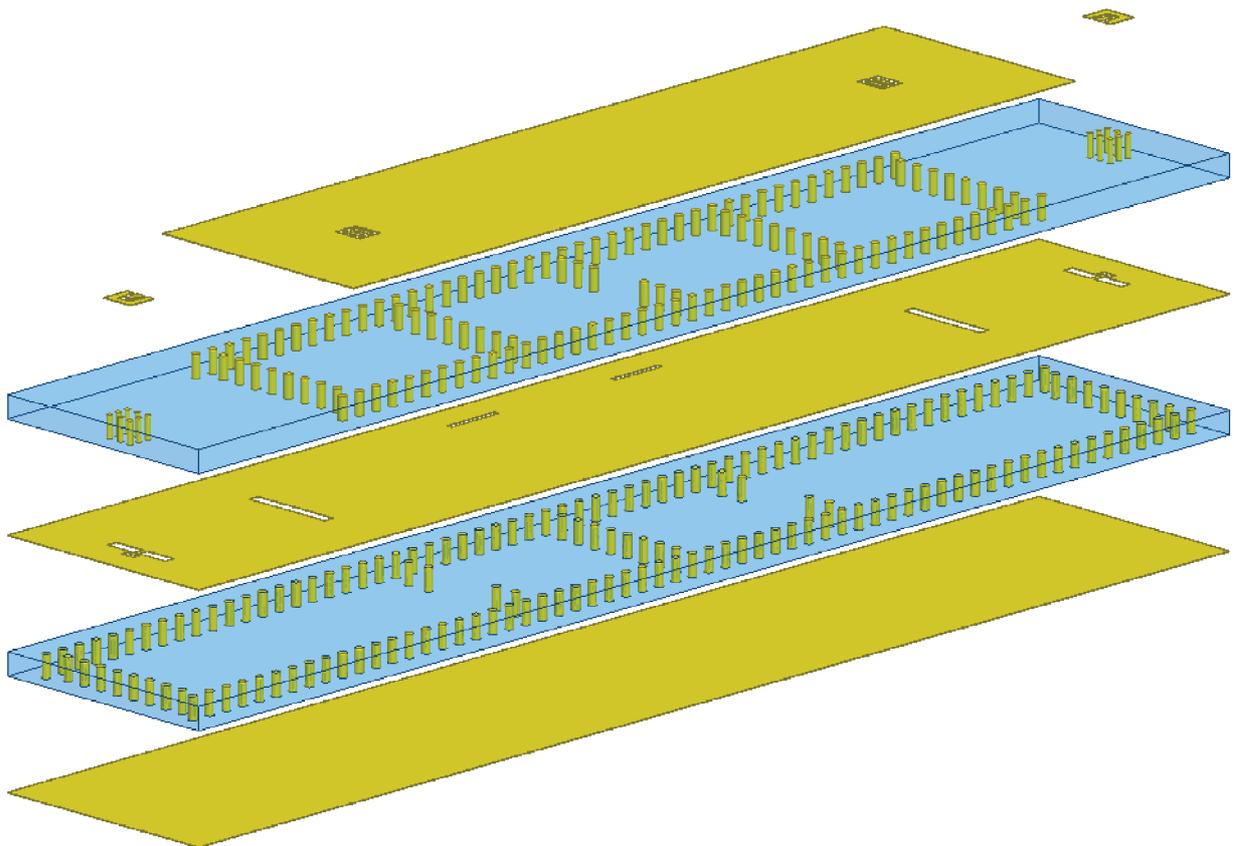


FIGURE 3.31 – Vue 3D éclatée du filtre avec post-réglage bidirectionnel.

En suivant la méthode de réglage décrite dans le deuxième chapitre (section 2.6.2), trois filtres ont été réalisés, simulés et fabriqués : un filtre sans post-réglage, un autre avec post-réglage monodirectionnel et un dernier avec post-réglage bidirectionnel.

### 3.7.1 Simulations

#### 3.7.1.1 Filtre sans post-réglage

Basées sur les calculs théoriques des sections précédentes, les dimensions de ce filtre ont été modifiées par des phases de réglages afin d'obtenir, en simulation, une réponse en fréquence jugée satisfaisante. Celle-ci est présentée à la Figure 3.32.

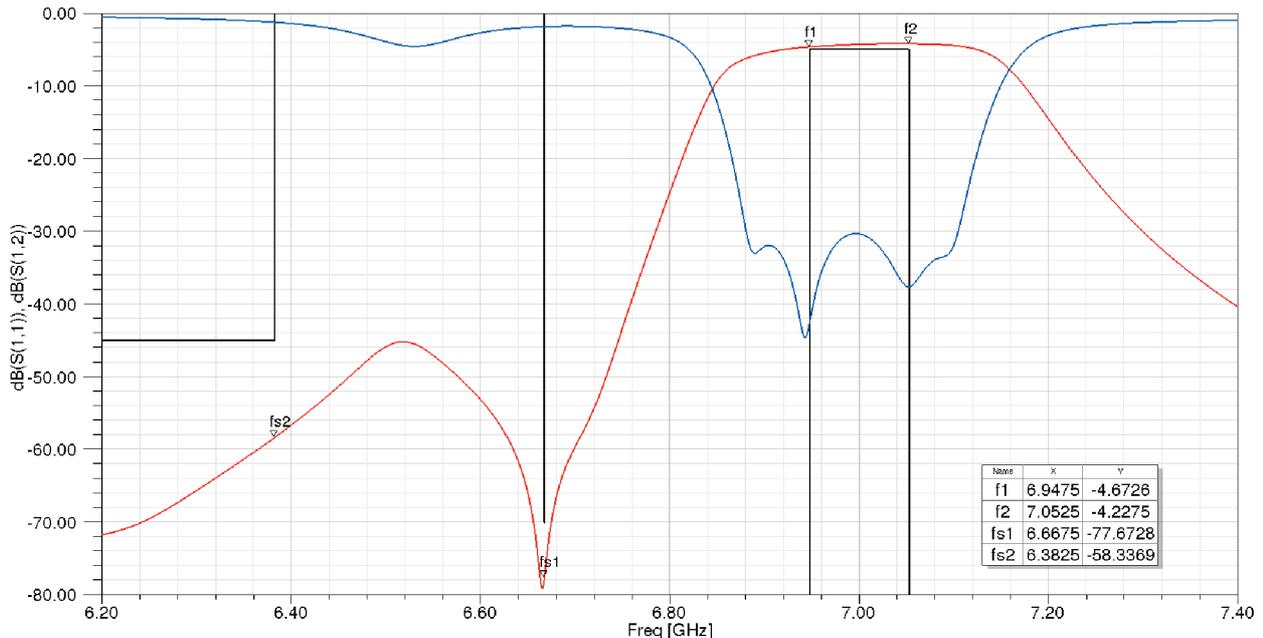


FIGURE 3.32 – Réponse en fréquence du filtre non-équipé de dispositif de post-réglage.

Les pertes d'insertion (pertes maximum dans la bande passante) s'élèvent à 4.67 dB, ce qui peut sembler élevé, d'autant plus que l'adaptation est à plus de 30 dB. Ces pertes sont à imputer majoritairement aux pertes dans le diélectrique ( $\tan\delta=1.73e-3$ ). La platitude dans la bande est de 0.45 dB. Ce bon résultat trouve en grande partie son origine dans le fait d'avoir une bande passante beaucoup plus large que la bande utile. Malgré cela, on peut noter que la présence de la forte réjection en bord de bande a tendance à tirer cette dernière vers le bas. Cette réjection quant à elle est parfaitement assurée puisqu'elle s'élève à plus de 73 dBc.

Sur cette réponse en fréquence obtenue par la simulation, nous pouvons remarquer à la fois la robustesse du filtre vis à vis des variations de fréquence au niveau de sa bande passante, et à la fois sa vulnérabilité vis à vis de la forte réjection. Ceci justifie pleinement l'utilité d'un dispositif de post-réglage pour assurer l'efficacité de cette réjection.

### 3.7.1.2 Filtre avec post-réglage monodirectionnel

Un dispositif de post-réglage monodirectionnel tel qu'il a été décrit à la section 3.6.2 est installé sur chaque résonateur en absorption, afin de pouvoir réajuster leur fréquence de résonance en cas de dérive de celle-ci. Comme son nom l'indique ce type de post-réglage ne peut apporter un décalage que dans un sens, en l'occurrence vers les hautes fréquences. Par conséquent, les réglages du filtre effectués sous le logiciel HFSS™ devront se faire avec tous les fils de bonding en place, et en considérant que la réjection doit se faire à l'extrême basse fréquence de la plage couverte par le dispositif. Autrement dit, les cavités en absorption doivent être réglées pour résonner à 6.6425 GHz avec tous les fils de bonding en place, soit 25 MHz de moins que la fréquence nominale de 6.6675 GHz. La Figure 3.33 montre la réponse en fréquence du filtre suivant les différents états du post-réglage.

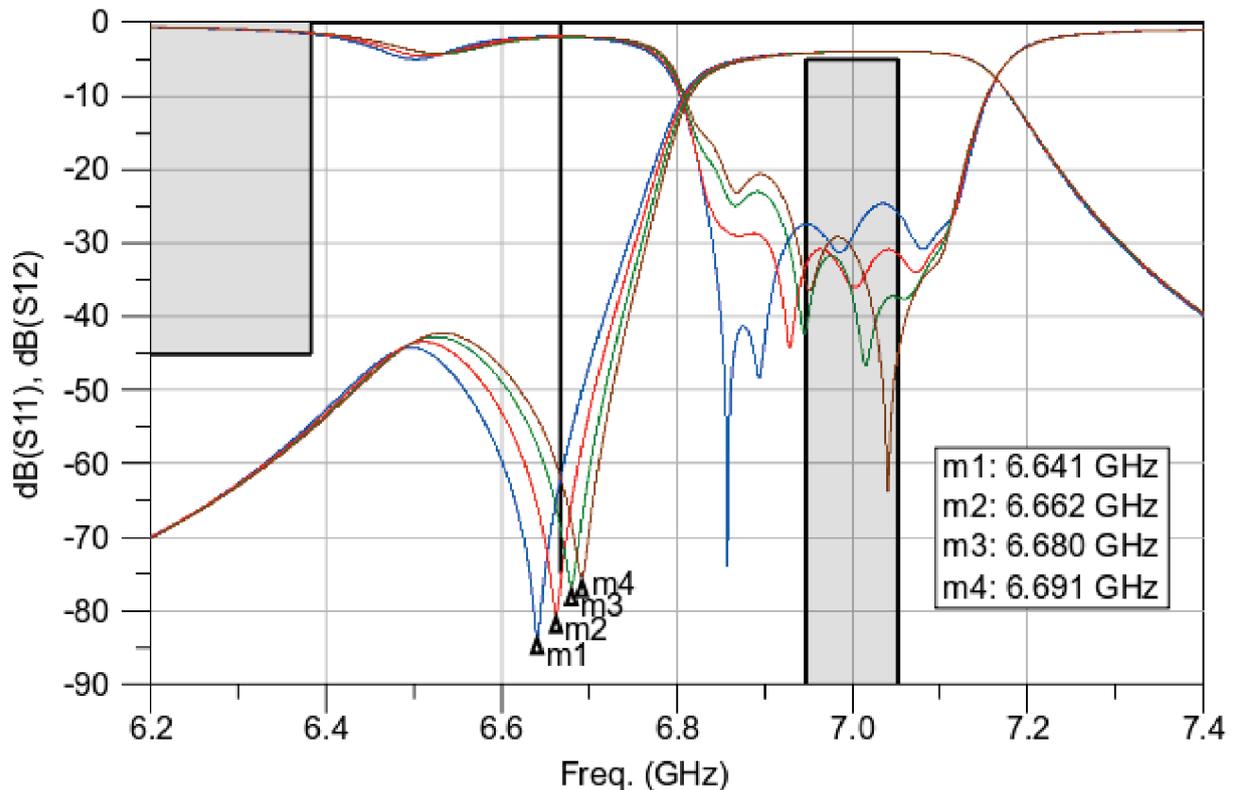


FIGURE 3.33 – Réponses en fréquences obtenues par simulations du filtre avec post-réglage monodirectionnel.

La bande de fréquences couverte par le dispositif de post-réglage est de 50 MHz, ce qui correspond au besoin. Mécaniquement, le fait d'approcher ou d'éloigner la réjection du bord de la bande passante va aussi modifier l'équilibre des pôles. Cependant, ces modifications ne sont pas pénalisantes, notamment pour la bande utile. Le tableau suivant donne la valeur des pertes d'insertions, de l'ondulation maximum dans la bande, ainsi que du niveau relevé au pic de réjection pour chaque état de post-réglage.

Fréquence de réjection	Niveau de réjection	Pertes d'insertion	Platitude max.
6.641 GHz	71.26 dBc	4.08 dB	0.22 dB
6.662 GHz	72.38 dBc	4.08 dB	0.24 dB
6.680 GHz	76.26 dBc	4.11 dB	0.26 dB
6.691 GHz	79.49 dBc	4.15 dB	0.29 dB

Paradoxalement, les performances du filtre équipé de post-réglage monodirectionnel sont meilleures que celles du filtre sans dispositif de post-réglage. Ces différences, très faibles, sont probablement dues à des différences de réglage du filtre global. En effet, l'ajout des éléments de post-réglage a nécessité de régler le filtre à nouveau dans cette configuration, considérée comme nominale.

Ces résultats de simulation sont cependant à considérer avec précautions. En conditions réelles, les dispositifs de post-réglages seraient à utiliser dans le cas d'un décalage en fréquence de toute la réponse du filtre. Ici, nous n'avons que la dynamique obtenue sans aucun décalage en fréquence dû à une quelconque dispersion. Ainsi, si aucun décalage en fréquence n'est observé, les dispositifs de post-réglage monodirectionnel devront être réglés en position où seul un patch est déconnecté, afin de caler la réjection à la fréquence de 6.662 GHz et ainsi, rejeter au mieux la fréquence de 6.6675 GHz (courbe en rouge sur la Figure 3.33). En reprenant les données étudiées à la section 3.5.2 sur la dispersion possible de la valeur de la permittivité relative du substrat, les Figure 3.34 et 3.35 montrent les deux cas extrêmes, avec l'état des éléments de post-réglage permettant d'y faire face, et d'assurer la réjection de 70 dBc.

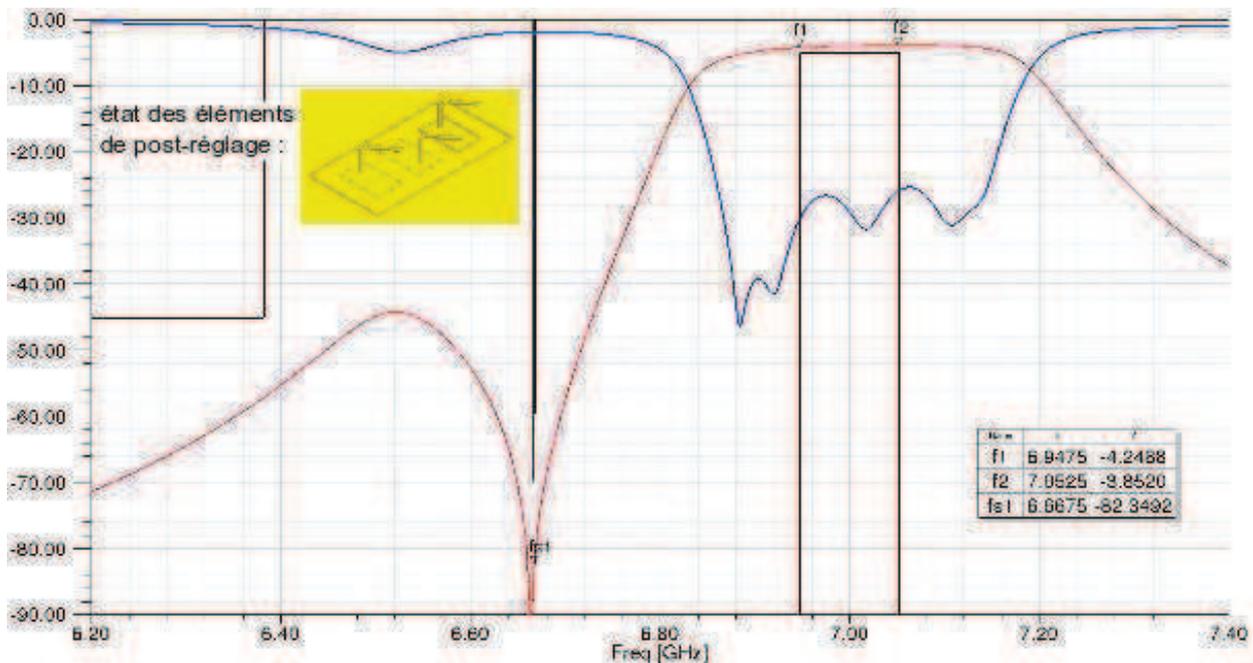


FIGURE 3.34 – Exemple d'un cas simulé de dérive en fréquence dû à une permittivité relative de 68.2 au lieu de 68.7, avec les éléments de post-réglage adaptés en conséquence.

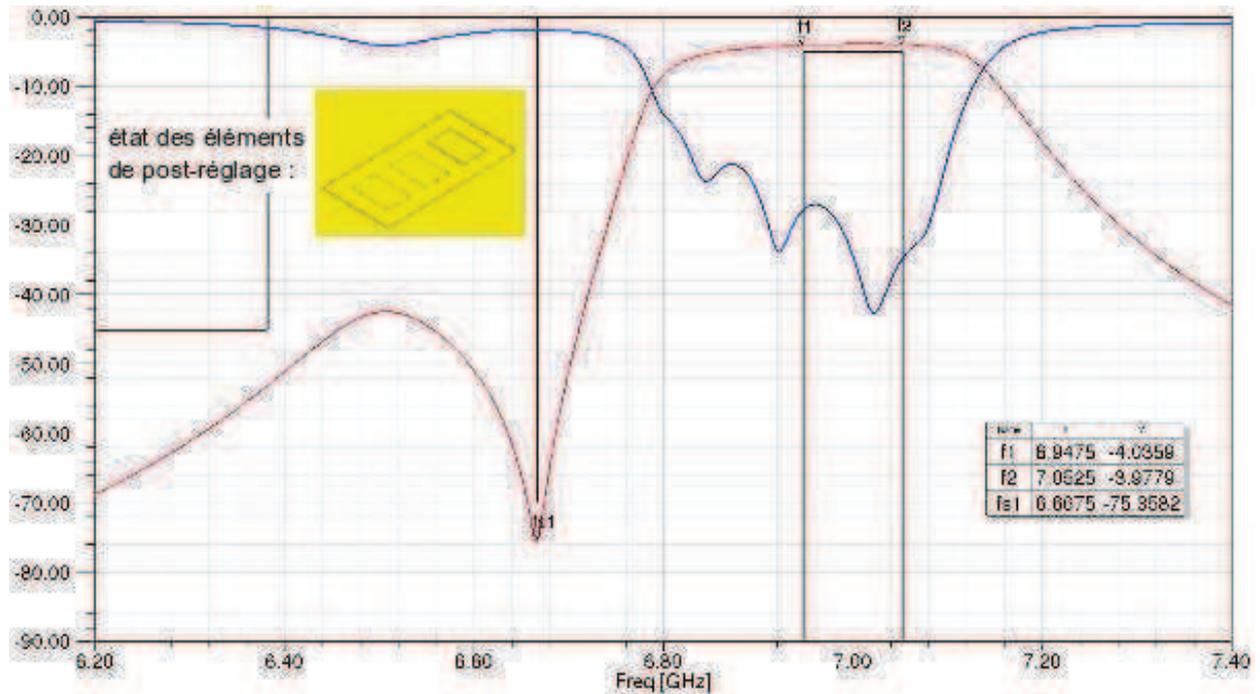


FIGURE 3.35 – Exemple d'un cas simulé de dérive en fréquence dû à une permittivité relative de 69.2 au lieu de 68.7, avec les éléments de post-réglage adaptés en conséquence.

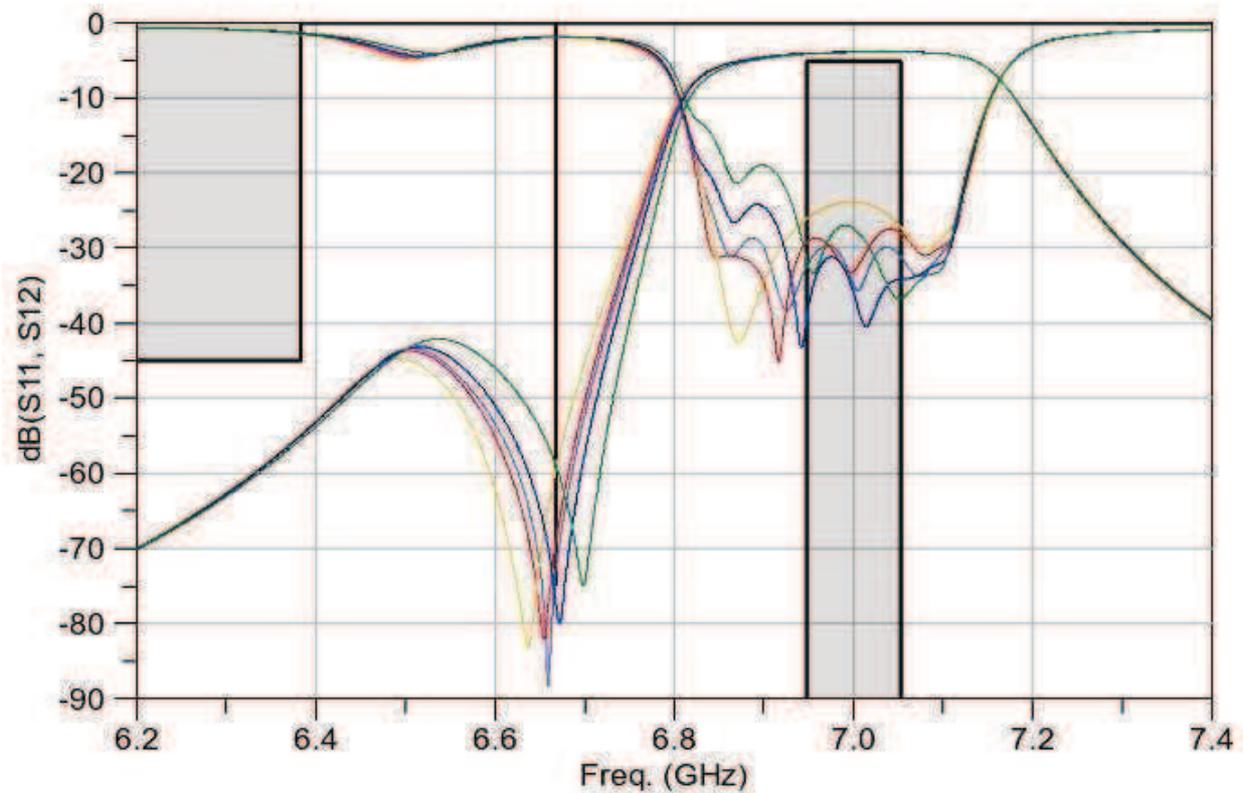


FIGURE 3.36 – Réponses en fréquences obtenues par simulations du filtre avec post-réglage bidirectionnel.

### 3.7.1.3 Filtre avec post-réglage bidirectionnel

De la même façon que dans la section précédente, un filtre est équipé de post-réglage bidirectionnel et réglé en conséquence. Les figures 3.36, 3.37 et 3.38 montrent la réponse de celui-ci en fonction des différents états de post-réglage.

La bande couverte est cette fois de 61 MHz, ce qui est supérieur au besoin de 22 %. Pour réduire cette plage, il faudrait réduire les dimensions des patches. Or ces dimensions sont déjà réduites au minimum, pour respecter les diverses contraintes. Il faudra donc s'en contenter. Par ailleurs, les pas de réglages sont irréguliers et certaines zones ne sont pas couvertes, entre les états *HF1* et *HF2* par exemple. Cependant là aussi, ces données sont à considérer avec précautions puisque les cas exposés ne correspondent pas à des cas réels. Les Figure 3.39 et 3.40 montrent deux cas simulés de dérive en fréquences dus à des valeurs de permittivité relative du substrat de 68.2 et 69.2, soit  $\pm 0.5$  de la valeur nominale à 68.7.

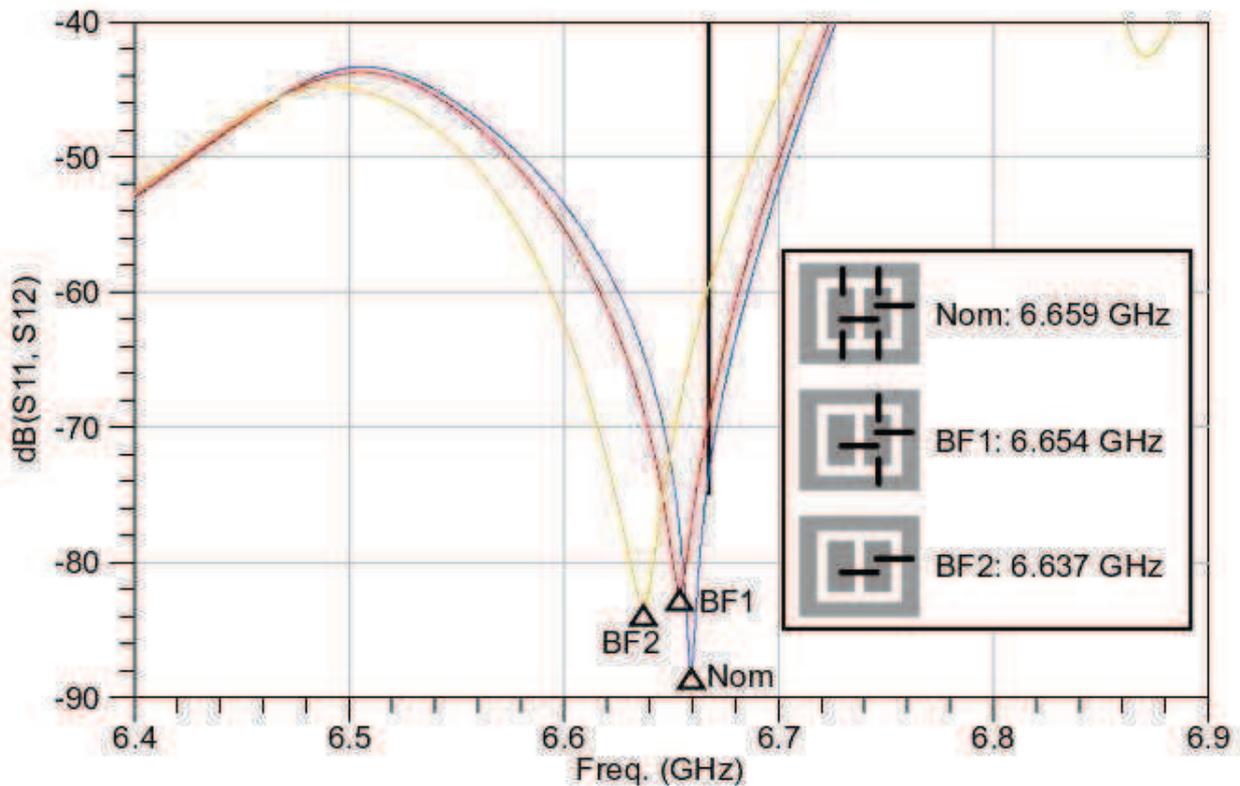


FIGURE 3.37 – Zoom sur la forte réjection – décalage vers les basses fréquences.

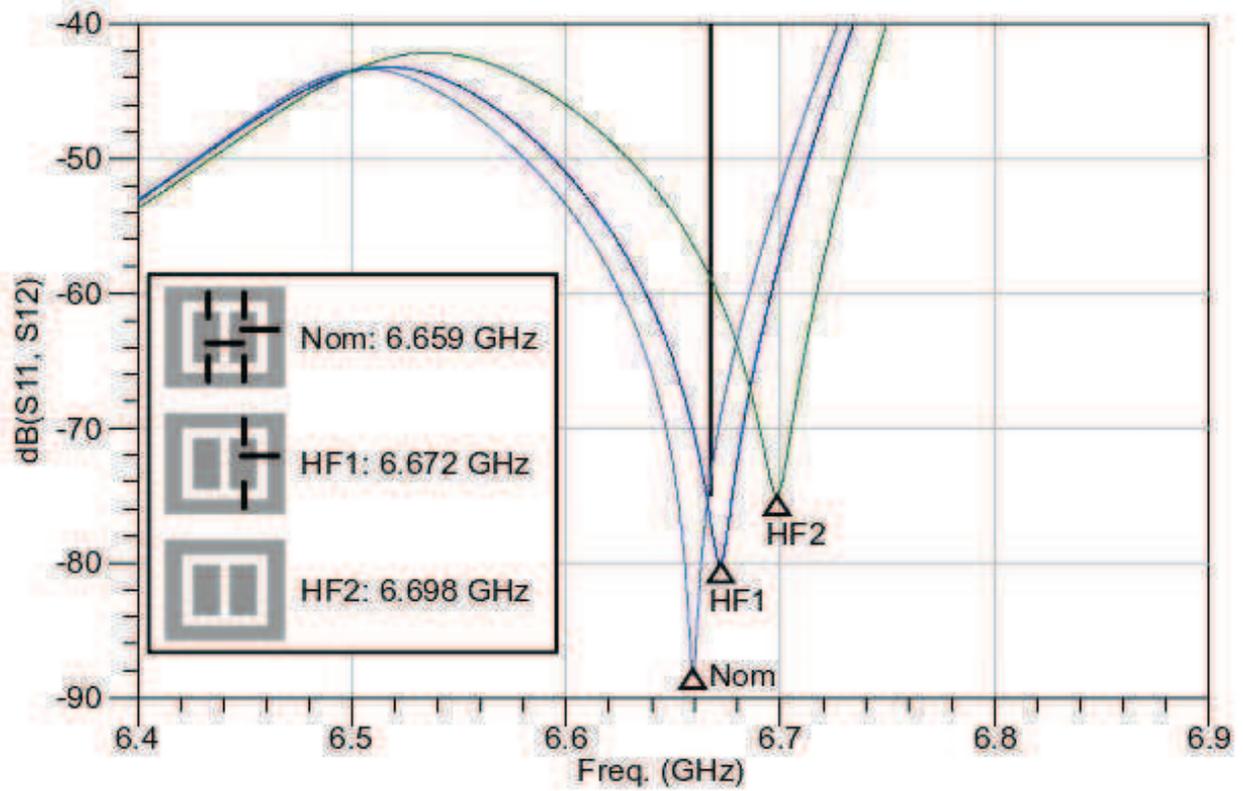


FIGURE 3.38 – Zoom sur la forte réjection – décalage vers les hautes fréquences.

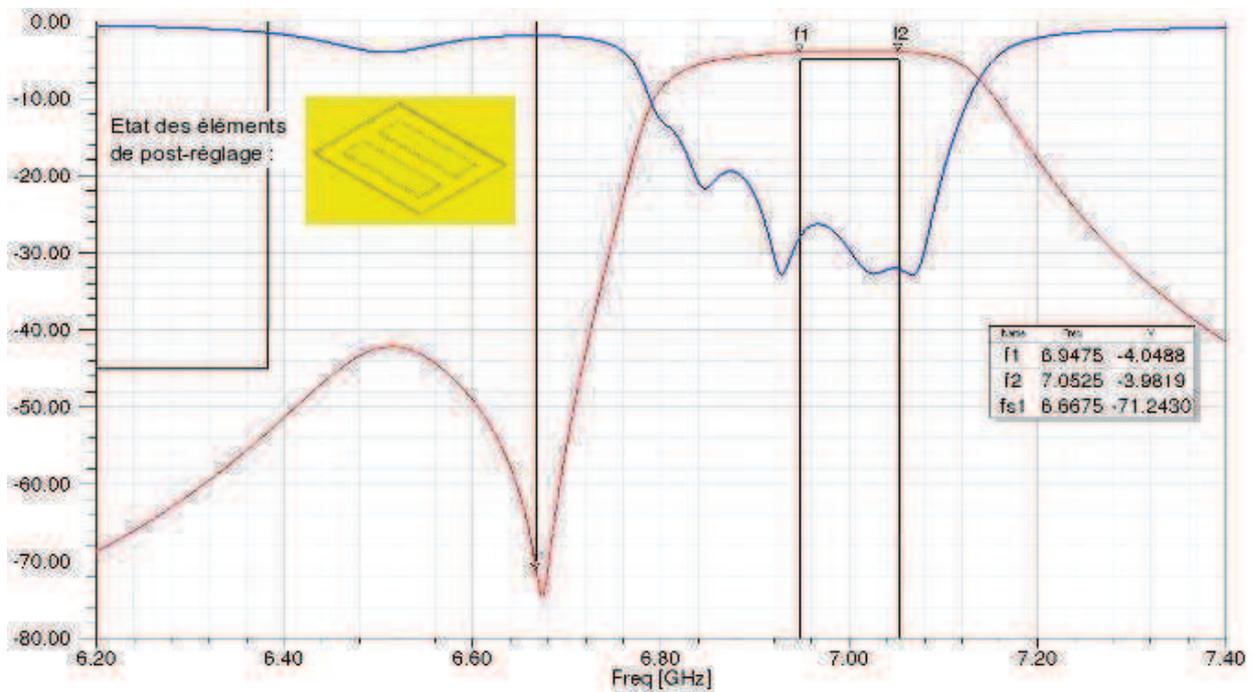


FIGURE 3.39 – Exemple d'un cas simulé de dérive en fréquence dû à une permittivité relative de 69.2 au lieu de 68.7, avec les éléments de post-réglage adaptés en conséquence.

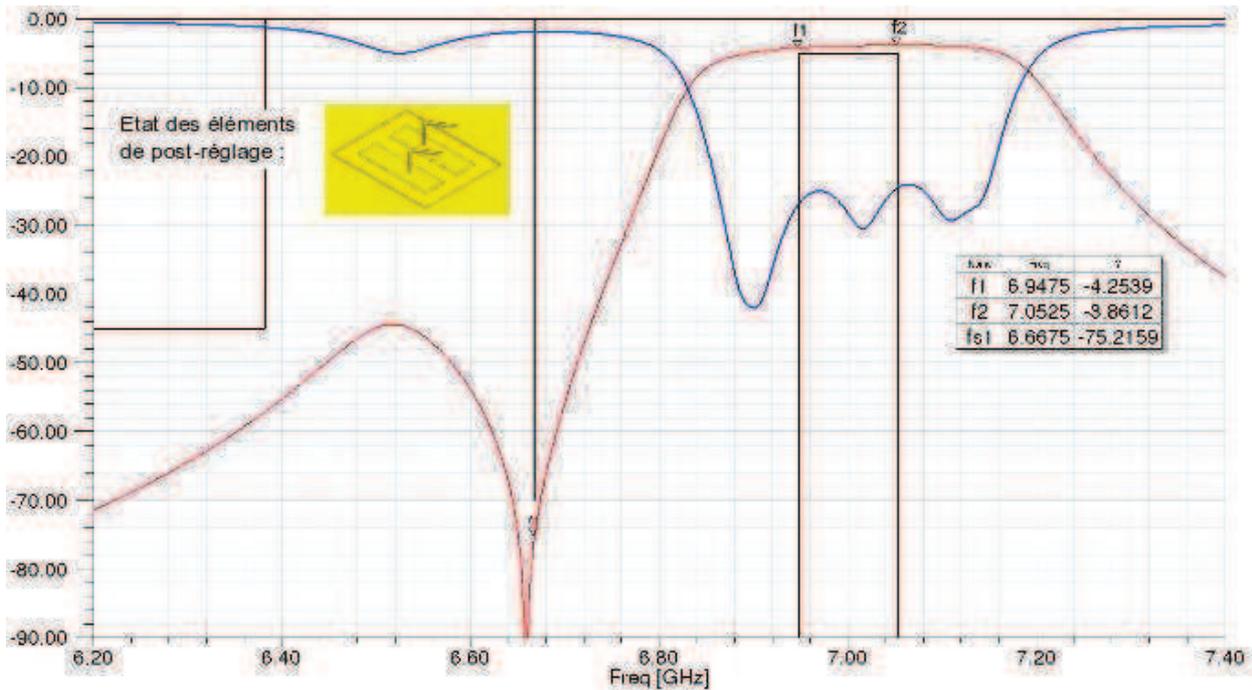


FIGURE 3.40 – Exemple d'un cas simulé de dérive en fréquence dû à une permittivité relative de 68.2 au lieu de 68.7, avec les éléments de post-réglage adaptés en conséquence.

### 3.7.2 Fabrication des filtres

Les règles de conception exposées au premier chapitre ont été prises en compte, avec certaines tolérances pour la conception de ces filtres. Pour la chaîne de fabrication LTCC de VTT Electronics, les dimensions des wafer sont 50x100 mm<sup>2</sup>. Parmi les filtres réalisés lors de ces trois années de thèse, seuls quatre ont été présentés dans ce document : le filtre simple développé au deuxième chapitre, et les trois versions du filtre à forte réjection présentés dans ce chapitre. Des motifs de test, permettant éventuellement d'apporter des informations sur les caractéristiques des matériaux, ou du procédé technologique, ont aussi été conçus et sont en partie présentés en annexe A.2. D'autres motifs ont été réalisés en suivant les méthodes de conception décrites dans cette thèse, mais n'apparaissent pas dans ce document du fait de leur caractère confidentiel. La totalité de ces motifs ont donc trouvé leur place sur un même wafer. Leur répartition s'est faite sur quatre colonnes et onze lignes, comme le montre le masque présenté à la Figure 3.41.

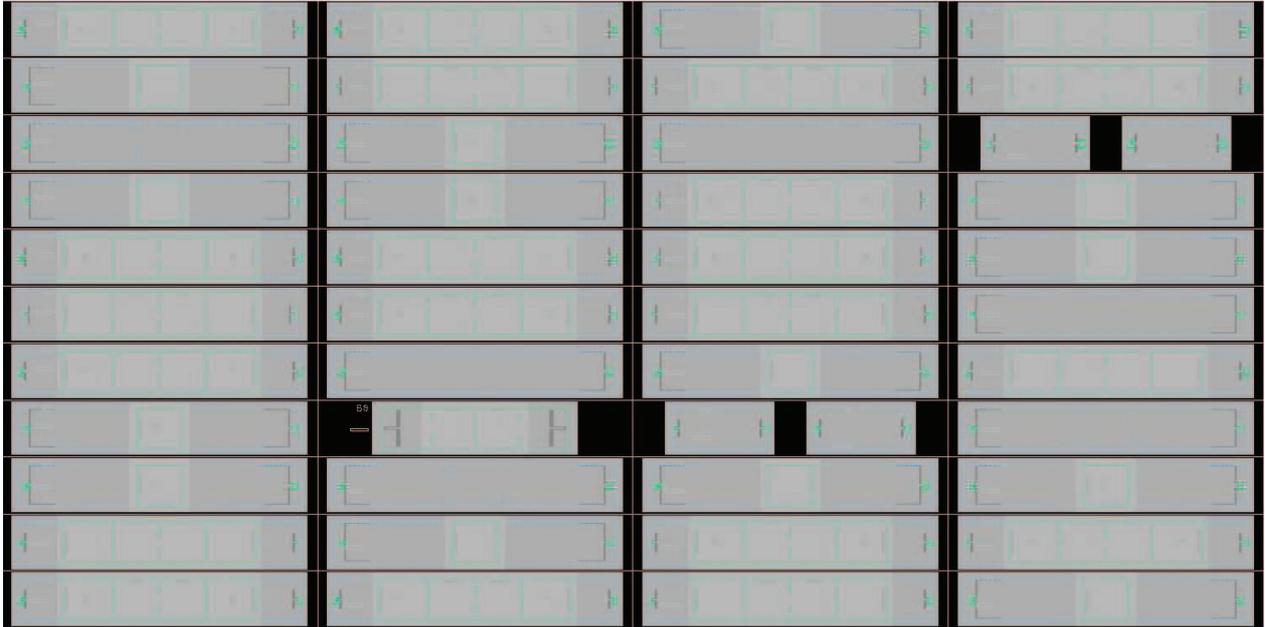


FIGURE 3.41 – Masque de réalisation (100x50 mm<sup>2</sup>).

Chaque *emplacement* fait 25 mm de long sur 4.54 mm de large, ce qui permet d'accueillir les motifs les plus grands en terme de surface. Les filtres décrits dans ce troisième chapitre ont des dimensions extérieures de 23.5x4.3 mm<sup>2</sup>. L'espace entre les lignes est d'environ 250  $\mu$ m et de 1.5 mm entre les colonnes. Cette répartition présente l'avantage majeur de faciliter la découpe du substrat après la fabrication pour séparer les motifs, tout en utilisant au mieux la surface disponible. La Figure 3.42 montre une photo des trois filtres développés dans ce chapitre. La comparaison avec la pièce d'un euro montre encore une fois la compacité des dispositifs et le grand intérêt de l'utilisation du LTCC et d'un substrat de haute permittivité.

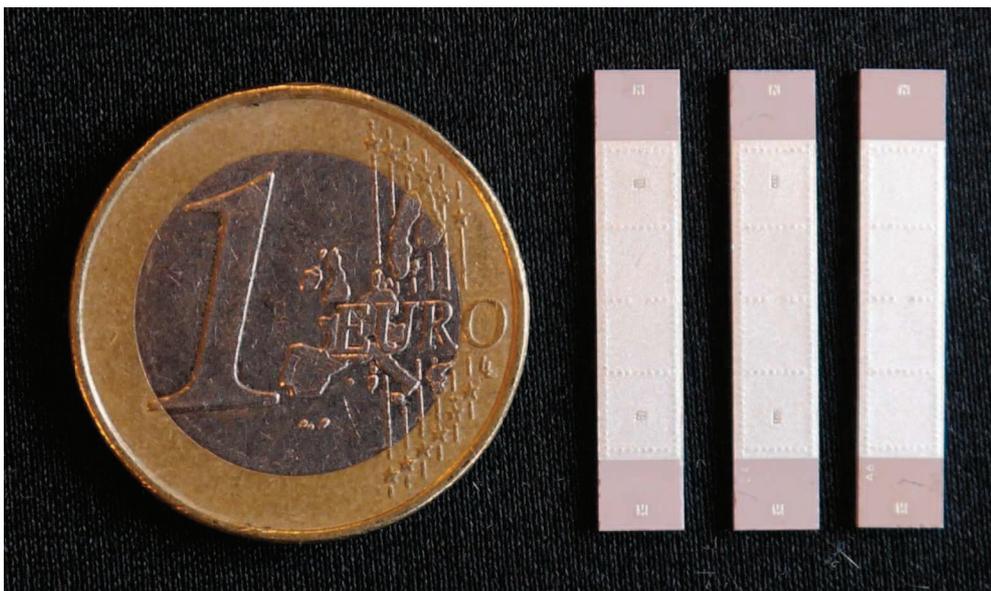


FIGURE 3.42 – Photographie des filtres. De gauche à droite : filtre avec post-réglage bidirectionnel, filtre avec post-réglage monodirectionnel et filtre sans post-réglage.

Des photos au microscope ont été prises afin de visualiser les câblages des dispositifs de post-réglage, réalisés par ThalesAleniaSpace. Celles-ci sont présentées figures 3.43 et 3.44.

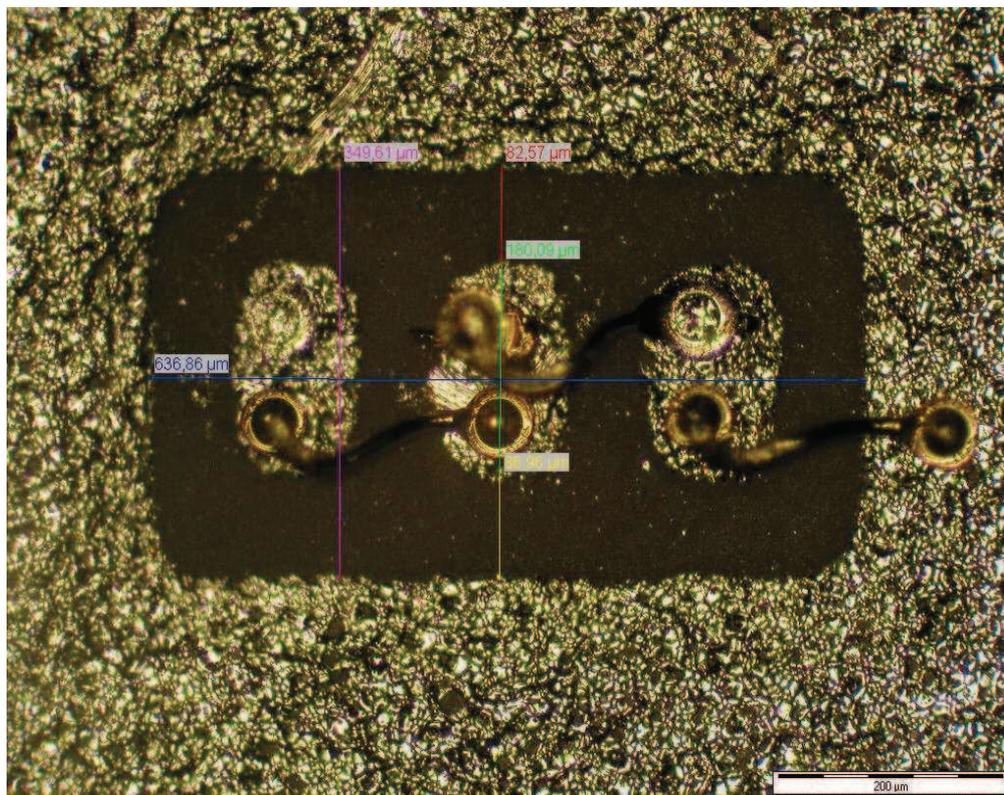


FIGURE 3.43 – Photographie d'un dispositif de post-réglage monodirectionnel câblé.

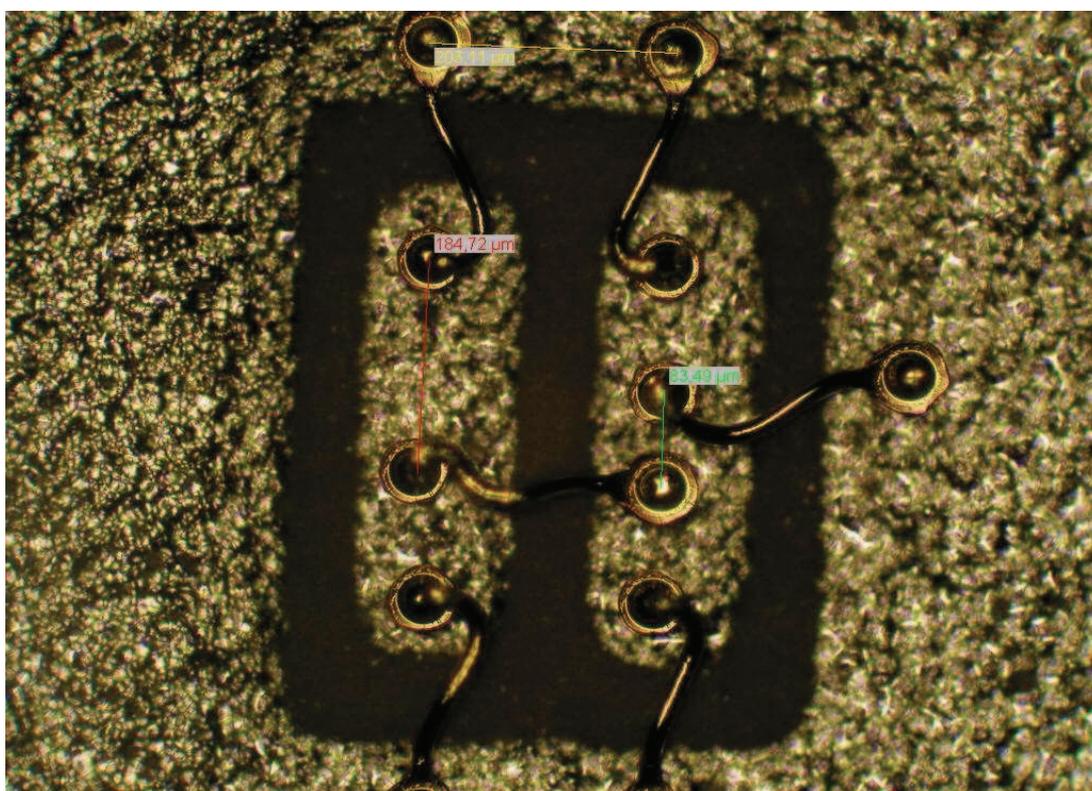


FIGURE 3.44 – Photographie d'un dispositif de post-réglage bidirectionnel câblé.

### 3.7.3 Mesures

#### 3.7.3.1 Mesures des filtres

Après réalisation, les filtres ont été mesurés en partie dans les locaux de ThalesAleniaSpace, et en totalité dans les locaux du Lab-STICC à l'UBO. La Figure 3.45 montre une photographie d'un filtre en place sur la station de mesure sous pointes au Lab-STICC.



FIGURE 3.45 – Mesure des filtres avec la station sous pointes du Lab-STICC à l'UBO.

Les figures 3.46, 3.47 et 3.48 présentent les réponses en fréquences mesurées des filtres sans post-réglage, avec post-réglage monodirectionnel et avec post-réglage bidirectionnel respectivement. Les courbes en pointillés sont les réponses correspondantes obtenues par la simulation.

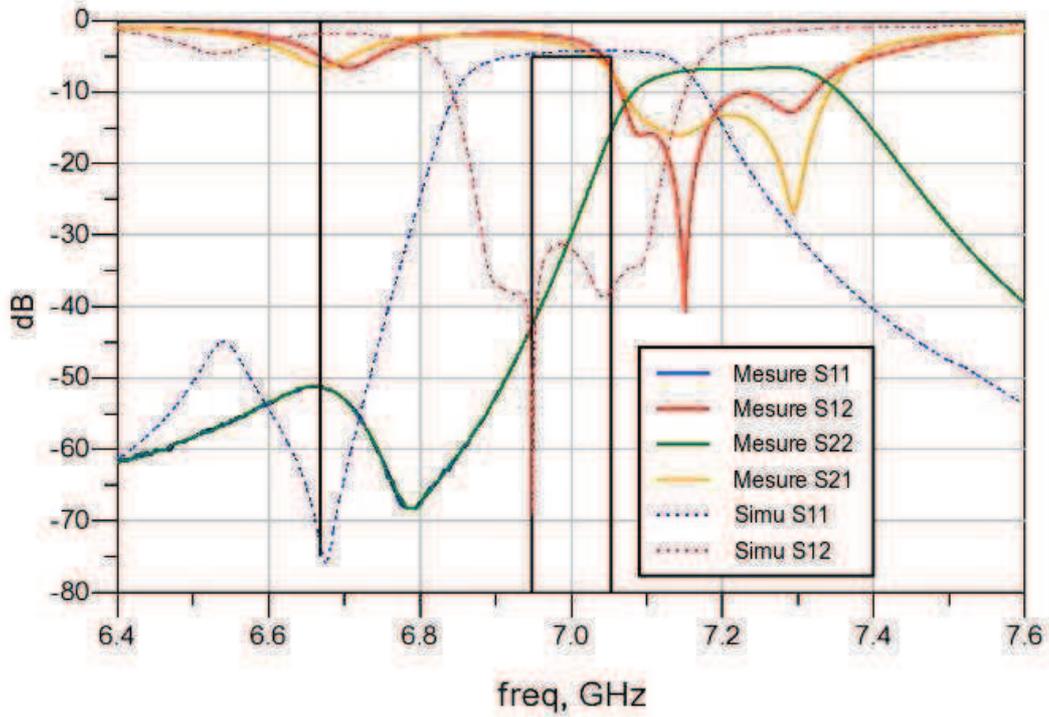


FIGURE 3.46 – Réponse en fréquences mesurée du filtre sans post-réglage.

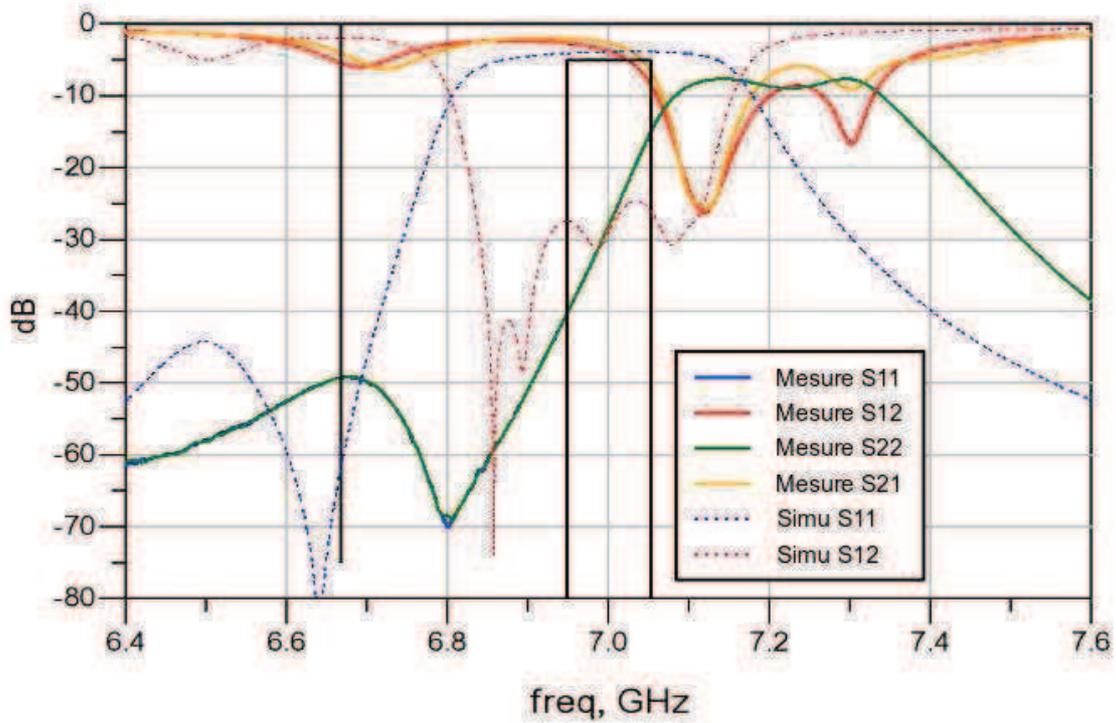


FIGURE 3.47 – Réponse en fréquences mesurée du filtre avec post-réglage monodirectionnel (câblé).

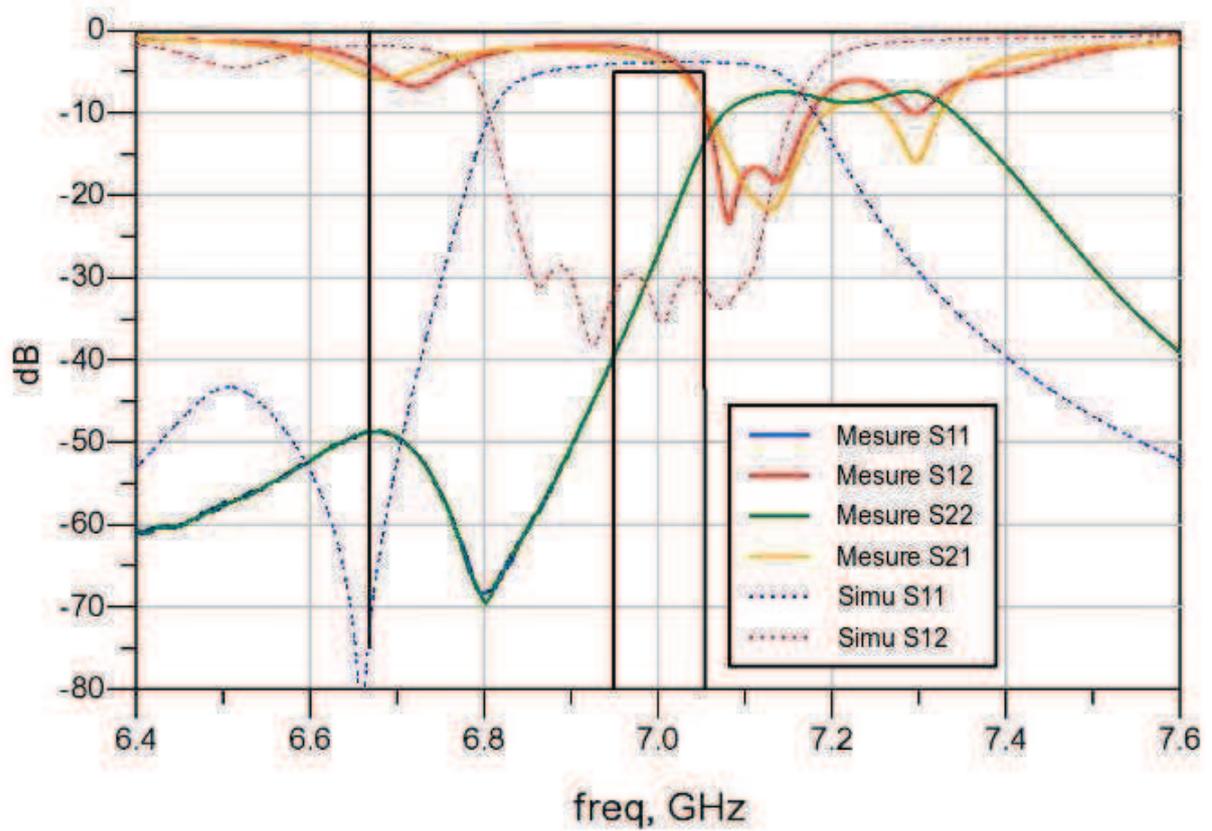


FIGURE 3.48 – Réponse en fréquences mesurée du filtre avec post-réglage bidirectionnel (câblé).

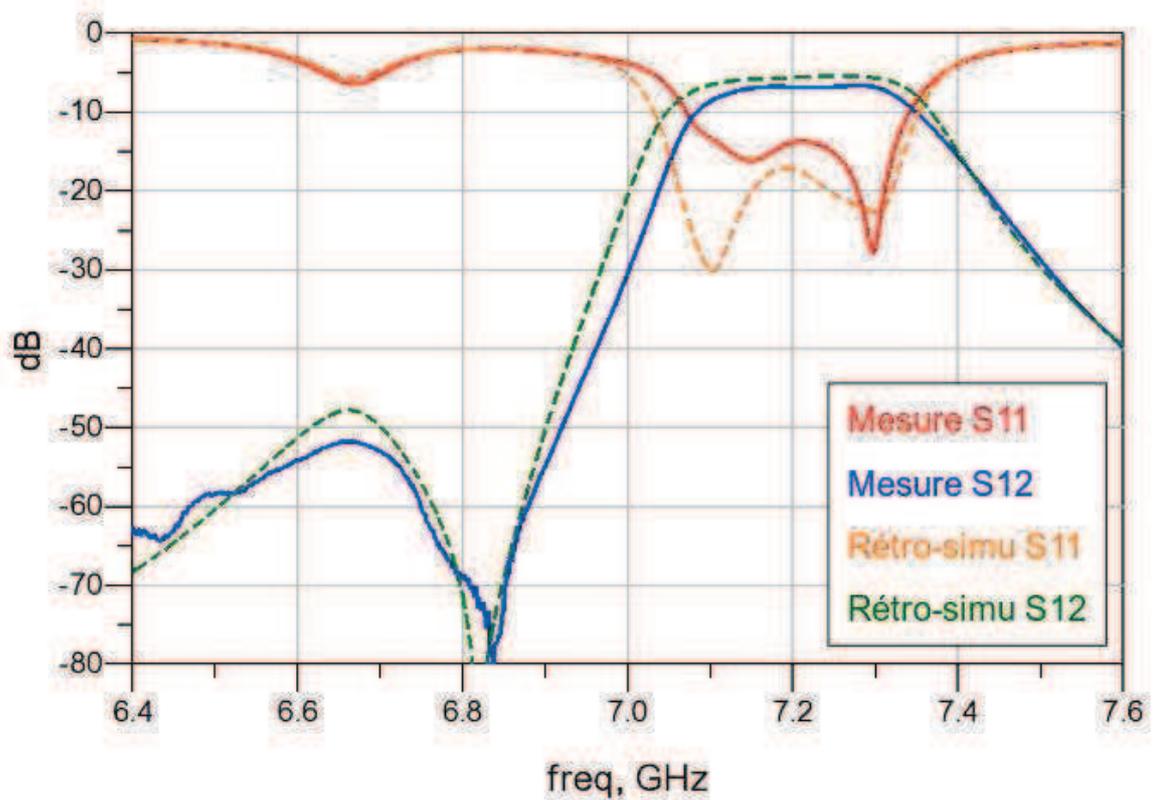


FIGURE 3.49 – Rétro-simulation du filtre sans post-réglage, reprenant les dispersions appliquées au deuxième chapitre.

L'important décalage en fréquence observé sur le filtre développé au deuxième chapitre est aussi présent pour ces trois filtres. Ce constat est cohérent puisque tous sont issus du même wafer. Les suppositions émises à la section 2.6.3 quant à l'origine de ce décalage sont donc les mêmes et s'appliquent au cas présent. La Figure 3.49 montre d'ailleurs la réponse en fréquence obtenue par la simulation du modèle du filtre sans post-réglage auquel ont été appliquées les mêmes dispersions *supposées* que dans le cas de la rétro-simulation du deuxième chapitre (section 2.6.3).

On peut cependant constater que les dégradations de la réponse observées dans la bande passante sont bien plus importantes que pour le premier filtre. L'adaptation semble particulièrement mauvaise, ce qui inévitablement augmente considérablement les pertes d'insertion. Les raisons de ces dégradations ne sont pas connues, mais un désalignement important des couches de substrat LTCC peut en être à l'origine. La Figure 3.50 montre une radiographie (rayons X) d'un motif du même wafer, où l'on distingue clairement un important désalignement, bien plus élevé que les 15  $\mu\text{m}$  maximaux annoncés par VTT Electronics. La continuité de certaines colonnes de vias ne semble d'ailleurs pas être assurée pour ce cas-ci. Ces dispersions technologiques importantes sont peut être dues à la présence de grandes surfaces métallisées comme celles des plans métalliques intermédiaires.

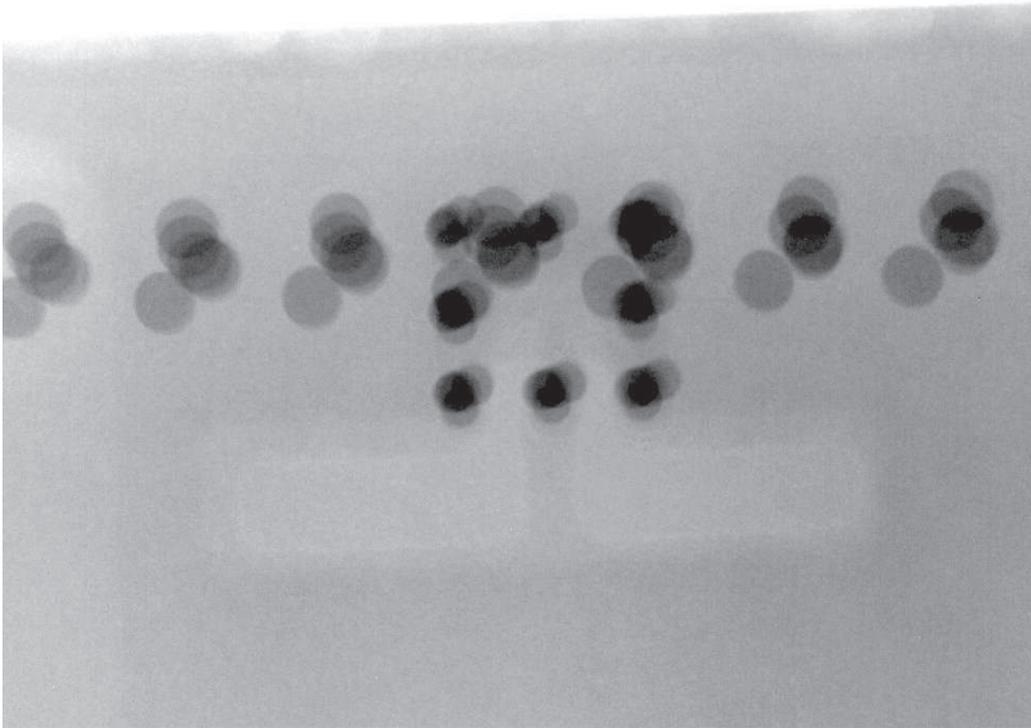


FIGURE 3.50 – Radiographie des accès d'un des motifs (vue du dessus).

### 3.7.3.2 Mesures des possibilités de post-réglage

Les deux filtres équipés de dispositifs de post-réglage ont été câblés par ThalesAleniaSpace. Des mesures ont été faites pour chaque configuration de ceux-ci, comme exposé aux sections 3.7.1.2 et 3.7.1.3. Les modifications des dispositifs se font par arrachage de fils de bonding, autrement dit par déconnexion. Ce type d'opération s'est avéré être extrêmement délicat à la main, en raison de la très petite taille des motifs de post-réglage et des fils. Ces derniers sont invisibles à l'œil nu, ce qui implique que toute manipulation ne peut se faire que sous microscope. L'autre difficulté réside dans la possibilité de trouver un outil suffisamment fin pour réaliser un arrachage ciblé, c'est à dire pour être capable de n'arracher qu'un seul fil, sans endommager les autres, très proches. Nous avons donc mis au point une méthode d'arrachage à l'aide d'un système mécanique manuel micrométrique de déplacement selon trois axes sur lequel est fixé une pointe très fine. La Figure 3.51 montre une photographie du montage réalisé au Lab-STICC. On y distingue le microscope et le système *trois axes micrométrique* sur la droite, et l'image renvoyée par le microscope du dispositif de post-réglage monodirectionnel sur l'écran à gauche. Notons que la pointe utilisée présente une largeur à son extrémité d'environ  $50\ \mu\text{m}$ , ce qui reste malgré tout élevé en comparaison des fils de  $17.5\ \mu\text{m}$  de diamètre, visibles sur l'image.



FIGURE 3.51 – Montage réalisé au Lab-STICC pour l'arrachage des fils de bonding.

Malgré les précautions, certaines soudures n'ont vraisemblablement pas résisté à l'arrachage des fils adjacents. Les résultats obtenus, présentés Figure 3.52 et 3.53 ne peuvent donc pas être satisfaisants.

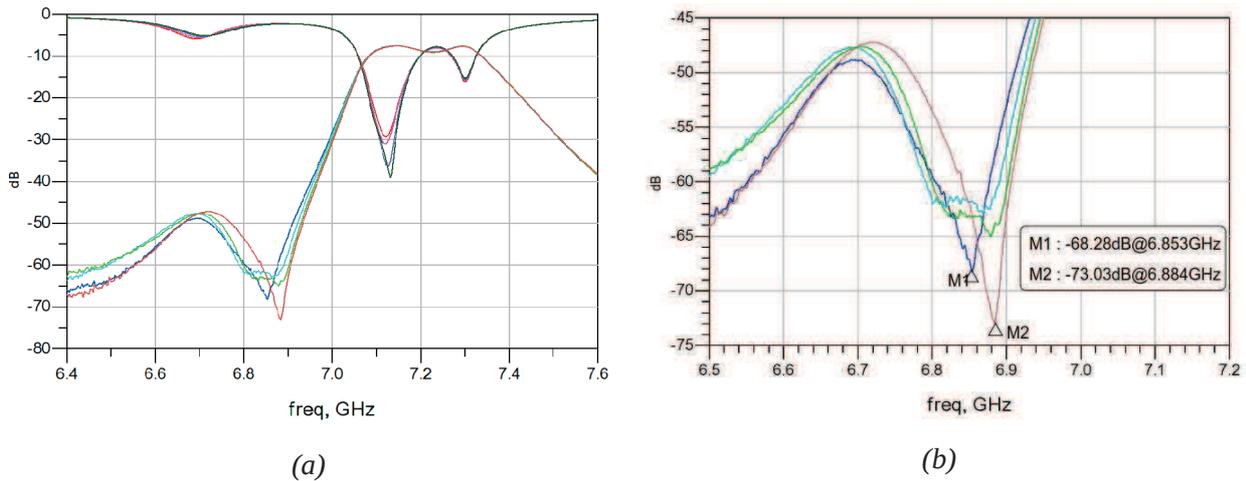


FIGURE 3.52 – Mesures du filtre à post-réglage monodirectionnel suivant différentes configurations de post-réglage (a), et zoom sur la forte réjection (b).

La bande couverte par le dispositif de post-réglage monodirectionnel est de 31 MHz, soit 38 % de ce qui était prévu. Hormis dans le cas des deux états extrêmes, la réjection ne se fait pas sur une fréquence précise, mais sur un bande de fréquence. Cela est dû à la rupture de soudures sur l'un des dispositif lors des manipulations, ce qui dissymétrise le filtre au niveau des cavités en absorption. On peut cependant constater qu'un décalage progressif est observé, ce qui montre le bon fonctionnement du principe de post-réglage monodirectionnel.

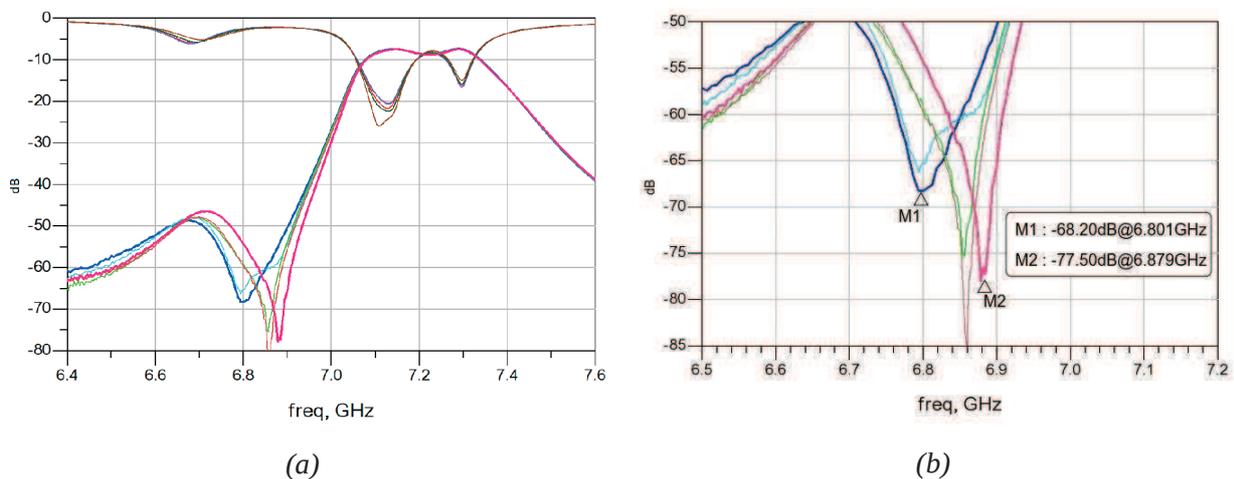


FIGURE 3.53 – Mesures du filtre à post-réglage bidirectionnel suivant différentes configurations de post-réglage (a), et zoom sur la forte réjection (b).

Concernant le post-réglage bidirectionnel, les ruptures involontaires des fils durant le transport ou la manipulation du filtre rendent les résultats de mesures difficilement exploitables. Il semblerait que la plage de fonctionnement du dispositif de post-réglage soit de 78 MHz, ce qui est plus élevé d'environ 28 % par rapport aux 61 MHz obtenus en simulation. Sans pour autant valider le principe du post-réglage

bidirectionnel, ces mesures montrent que ce dispositif de post-réglage agit bien sur la fréquence de résonance des cavités en absorption.

D'une façon plus générale, les valeurs obtenues lors des mesures pour différentes configurations de post-réglage sont à considérer avec prudence étant donné l'important décalage en fréquence global observé sur la réponse du filtre. Ce décalage, bien plus important que le décalage maximum anticipé par l'étude de dispersion, n'est d'ailleurs pas rattrapable pas les éléments de post-réglage.

### 3.8 Conclusion

L'étude conduite dans ce chapitre, à travers une application pratique, a montré une fois de plus le potentiel offert par l'association du concept SIW, de la technologie LTCC et de l'utilisation d'un substrat de haute permittivité relative. En réutilisant les outils de conception développés au second chapitre, nous les avons complétés pour permettre la réalisation d'un filtre ayant la particularité d'offrir une très forte réjection localisée et proche de la bande passante. Malgré la fréquence de fonctionnement relativement basse (7 GHz), l'utilisation de modes de résonance volumiques et l'ordre 6 auquel sont ajoutées deux cavités en absorption, le filtre présente une compacité très intéressante, avec, entre autres, une empreinte réduite grâce à l'utilisation de la technologie LTCC.

Ce filtre, pionnier dans cette association entre SIW, LTCC et haute permittivité, présente des résultats expérimentaux décevants et insuffisants pour le rendre utilisable. Certains défauts de fabrication importants et réhilitoires peuvent être considérés comme des *erreurs de jeunesse*, et des solutions pour les éviter pourraient certainement être trouvées. Il faudrait pour cela affiner les discussions entre le chimiste qui réalise les céramiques, le concepteur qui conçoit les filtres, le fondeur qui fabrique les circuits et l'équipementier qui réalise l'expression du besoin.

Les méthodes de post-réglage semblent pouvoir être efficaces, mais mériteraient probablement des améliorations, notamment lors des manipulations. Malgré l'utilisation d'outils précis, l'aspect micro-métrique de ces dispositifs nécessiterait une manipulation par des appareils précis, à commandes numériques. Ces méthodes de post-réglage sont intéressantes, mais il faut d'abord être capable de réaliser un filtre nominal un peu mieux centré sur l'objectif.

Nous sommes donc parvenus à démontrer la faisabilité d'un filtre extrêmement compact, capable de répondre à des spécifications dures. Mais des améliorations tout à fait surmontables sont encore à apporter, afin de pouvoir présenter ce type de filtre comme une alternative efficace aux technologies existantes.



## Bibliographie

- [50] Documentation technique, substrat LTCC Heratape<sup>®</sup> CT765, Heraeus (Allemagne).
- [51] A.E. Atia & A.E. Williams, "*Narrow-bandpass waveguide filters*", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.20, No.4, pp. 258 – 265, April 1972.
- [52] W.D. Yan & R.R. Mansour, "*Micromachined millimeter-wave ridge waveguide filter with embedded mems tuning elements*", Microwave Symposium Digest 2006. IEEE MTT-S International, pp. 1290 – 1293, June 2006.
- [53] S. Courrèges, C. Thibon, F.A. Houndonougbo, A. Crunteanu, V. Madrangeas, and M. Maignan, "*Tuning of superconducting filters with laser ablation technique*". IEEE Transaction on Applied Superconductivity, 19(5) :3715–3721, October 2009.
- [54] A. El Mostrah, "*Étude de filtres semi-volumiques pour les charges utiles flexibles des futures satellites de télécommunications*", Thèse de Doctorat en électronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, novembre 2011.



# **Conclusion générale et perspectives**



## Conclusion générale

Le thème général et l'objectif de ces travaux de thèse étaient de démontrer le potentiel offert par l'utilisation de la technologie LTCC pour la réalisation d'un filtre SIW. À cela s'est ajouté l'utilisation d'un substrat dont la permittivité relative est très élevée par rapport aux substrats classiquement utilisés. Cette démonstration s'est déroulée en deux grandes parties qui, après un rapide état de l'art, ont tenté de montrer par l'exemple que cette solution pouvait apparaître comme une alternative sérieuse aux solutions existantes. La démonstration de la faisabilité s'est faite dans un premier temps sur un exemple simple, sans difficulté particulière. Puis un cas concret et plus complexe a servi de fil conducteur pour proposer et développer une topologie innovante, potentiellement capable de répondre à des spécifications très dures. Cofinancés par la Région Bretagne et ThalesAleniaSpace, ces travaux ont été suivis de près par ce dernier. Des réunions régulières, la plupart du temps par téléconférence, ont permis de donner une touche industrielle à cette étude en apportant le point de vue de l'équipementier, par rapport à un besoin réel.

Le filtre développé au deuxième chapitre répondait à des spécifications simples, auxquelles auraient pu répondre la plupart des technologies classiques telles que le microruban. L'intérêt de cette étude était de montrer que la technologie LTCC pouvait être utilisée pour concevoir des filtres SIW. Les résultats expérimentaux se sont avérés insatisfaisants, en raison d'un décalage en fréquence d'environ 3 %. L'adaptation dans la bande passante et l'équilibre des pôles ont subi des dégradations dont l'origine semble liée à celle du décalage en fréquence. Les causes de ces défauts semblent avoir été identifiées, et y remédier ne devrait pas être une tâche insurmontable. Bien qu'insatisfaisants du point de vue des spécifications, les résultats obtenus mettent en lumière la compacité hors norme qu'il est possible d'atteindre. Ce filtre montre qu'une fois les *erreurs de jeunesse* corrigées, il sera possible de concevoir des dispositifs aux performances égales, voire légèrement supérieures à celles des dispositifs existants, mais dont l'encombrement sera considérablement réduit. Comme cela a été dit dans la conclusion du troisième chapitre, une meilleure connaissance des caractéristiques finales des filtres réalisés est nécessaire, tant sur les aspects dimensionnels que sur les aspects matériaux. Il faut qu'à ce niveau un véritable dialogue puisse s'installer entre tous les acteurs de la chaîne, le point central étant certainement l'anticipation des caractéristiques électriques des matériaux après la fabrication.

Dans le troisième chapitre, nous avons voulu montrer qu'il est possible de faire mieux qu'un simple gain en encombrement. En répondant à des spécifications dures, pour lesquelles les solutions existantes nécessiteraient des réglages extrêmement complexes ou un ordre très élevé, nous avons montré que la technologie LTCC offre la liberté de concevoir des filtres SIW aux topologies innovantes et non conventionnelles. Avec une difficulté ciblée, cet exemple s'avère simple mais laisse entrevoir les possibilités de complexification de la topologie. Cette possibilité d'assembler les éléments librement selon les trois dimensions est, avec la compacité, le grand intérêt de cette technologie. Malheureusement, les trois

filtres développés dans ce chapitre souffrent des mêmes dispersions que celui de l'exemple du deuxième chapitre, avec des dégradations plus accentuées encore. Là aussi, les spécifications ne sont donc pas respectées, mais la compacité, la faisabilité et le potentiel offerts restent intacts. Parallèlement, une étude sur une technique permettant de régler la fréquence de résonance d'une cavité SIW a été conduite. Deux dispositifs sensiblement différents ont été développés. Suivant une méthode simple, basée sur l'arrachage de fils de bonding, les simulations ont montré qu'il était possible d'ajuster la fréquence de résonance d'une cavité de façon définitive, et ce, après la fabrication du filtre. La dynamique et le pas de réglage souhaités sont des paramètres ajustables, dans les limites des contraintes technologiques. Il est donc possible, suivant le besoin, d'assurer le bon fonctionnement d'un filtre malgré d'éventuelles dispersions tant que celles-ci sont anticipées. L'importante dérive en fréquences subie par les filtres développés dans ce troisième chapitre ne pouvait pas être anticipée. C'est pourquoi ces dispositifs de post-réglage s'avèrent inefficaces dans ce cas précis. De plus, la taille extrêmement réduite de ces dispositifs nécessite l'utilisation d'outils adaptés que nous n'avons pas à disposition. Malgré les précautions prises, leur endommagement lors des manipulations n'a pas permis d'obtenir des résultats de mesures satisfaisants et démonstratifs. Il est donc difficile de véritablement conclure sur ces seuls résultats.

Cette étude, considérée dans son intégralité, montre qu'un filtre SIW à topologie complexe et innovante est tout à fait réalisable en technologie LTCC. Le potentiel d'intégration dans les trois dimensions, et la très forte réduction de taille apportée par l'utilisation d'un substrat de très haute permittivité, donnent à cette technologie un atout non négligeable pour s'imposer comme une alternative sérieuses aux solutions existantes. Les techniques de post-réglage offrent par ailleurs la possibilité d'améliorer le rendement de production en tolérant une marge d'erreur plus importante. Les résultats obtenus impliquent, certes, de devoir améliorer le procédé de fabrication. Une communication accrue entre concepteurs et fabricants devrait permettre de s'affranchir d'un certain nombre d'erreurs.

Ces exemples ne montrent qu'une partie du potentiel de la technologie LTCC. Elle ouvre de nouvelles perspectives pour la conception de filtres en permettant des topologies innovantes.

## Perspectives

Pour aller plus loin dans l'utilisation du SIW en technologie LTCC, et pour profiter pleinement de la possibilité de concevoir des filtres dans les trois dimensions, il serait possible d'imaginer un filtre dont les cavités seraient repliées et imbriquées les unes dans les autres. Cela offrirait une réduction supplémentaire de l'empreinte du dispositif, et éventuellement de nouveaux couplages.

Le principe de repliement de cavité n'est pas nouveau. Il a notamment déjà été présenté pour des cavités SIW en LTCC dans [55] et [56]. Cela permet de réduire pratiquement de moitié l'empreinte du résonateur, pour une fréquence de résonance identique. Le coefficient de qualité propre de la cavité n'est que faiblement impacté par cette modification puisque dans le cas présenté à la Figure 1, celui de la cavité normale est de 232 contre 216 pour la cavité repliée. Ces valeurs ont été obtenues par simulations.

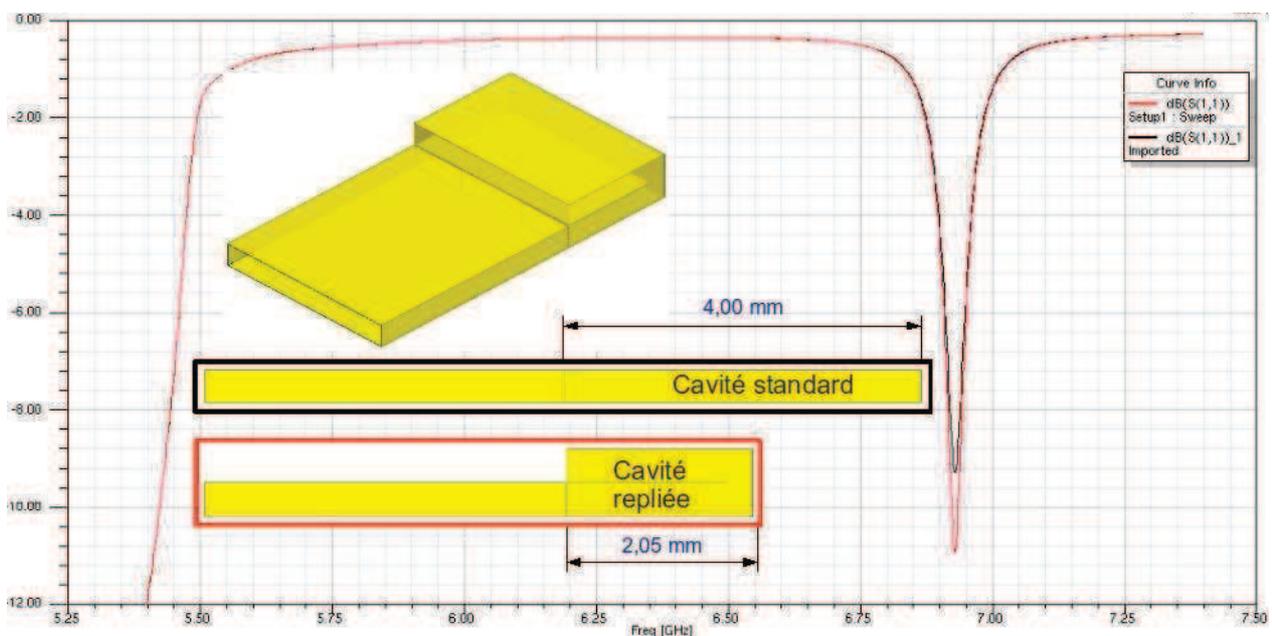


FIGURE 1 – Comparaison entre une cavité simple et une cavité repliée.

Il serait alors possible de concevoir des filtres à cavités repliées, comme celui d'ordre 3 présenté à la Figure 2. Deux des trois cavités sont repliées, ce qui permet d'obtenir une empreinte équivalente à celle d'une seule cavité tout en conservant une symétrie horizontale. Bien entendu, ce modèle présenté ne tient pas compte de l'aspect SIW et de ses rangées de via. Il s'agit simplement de se faire une idée de ce qu'il serait possible de concevoir.

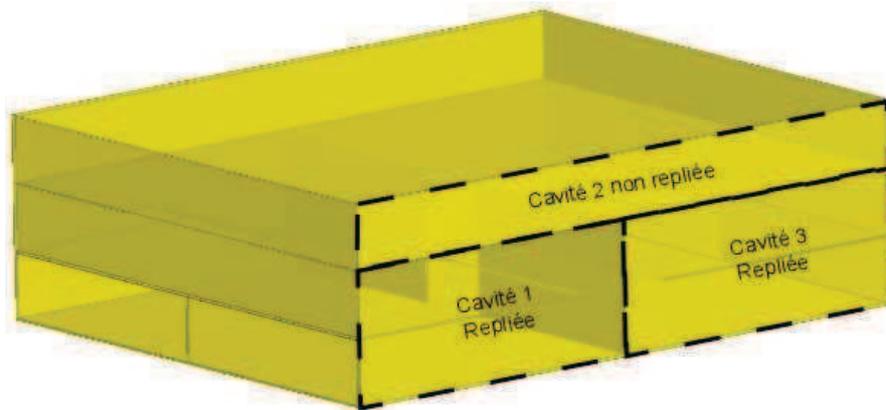


FIGURE 2 – Exemple de topologie utilisant des cavités repliées.

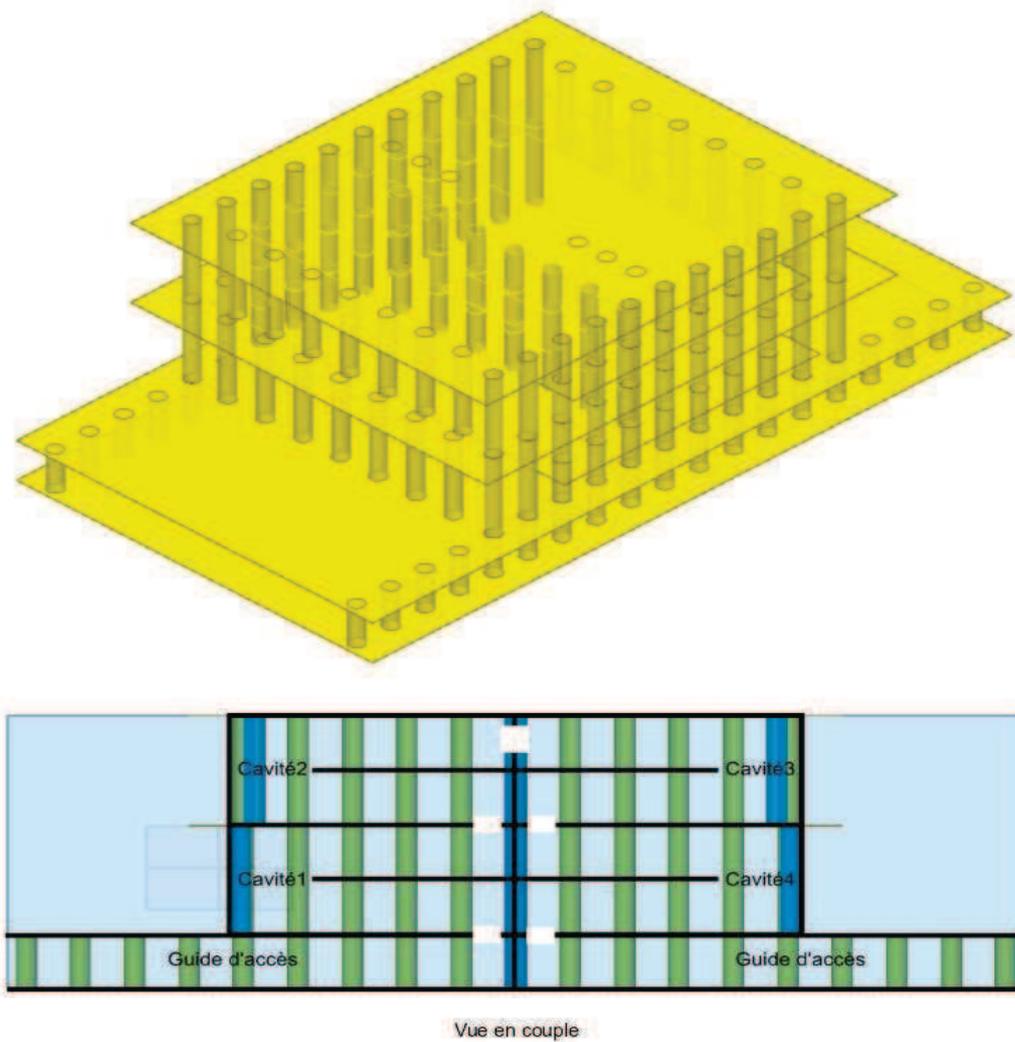


FIGURE 3 – Exemple d'un filtre d'ordre 4 utilisant des cavités repliées.

La Figure 3 montre le modèle d'un filtre d'ordre 4, excité par des guides d'onde SIW. Cet exemple est intéressant, d'une part parce qu'il n'utilise que des cavités repliées, et d'autre part parce qu'il montre

qu'ainsi, il est possible d'avoir accès au centre de la cavité, situé au niveau de la zone de repliement. Il pourrait être envisageable de venir perturber la résonance de la cavité à cet endroit, au moyen de ligne et de vias et ainsi, de réaliser des dispositifs de post-réglages. Le repliement de cavité peut donc aussi se montrer intéressant pour envisager de concevoir des filtre dont toutes les cavités seraient réglables après la fabrication.

Pour aller encore plus loin, il serait possible d'imbriquer les cavités les unes dans les autres pour profiter éventuellement de couplages originaux. La Figure 4 illustre ce principe d'imbrication.

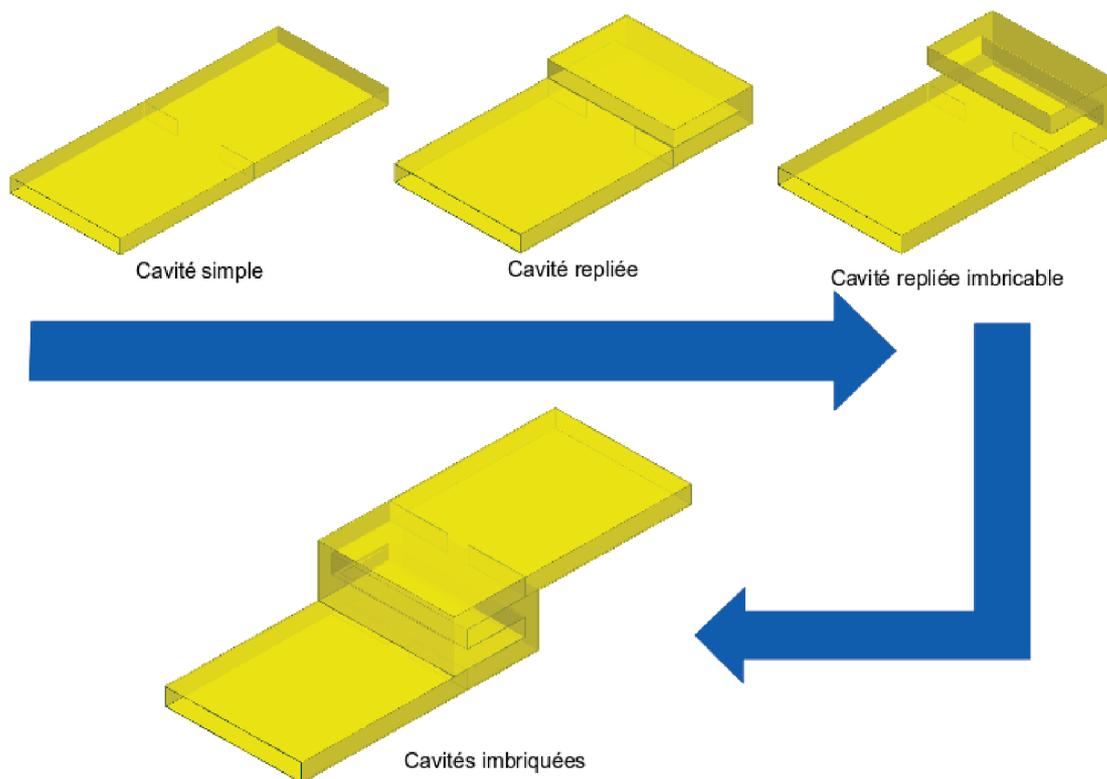
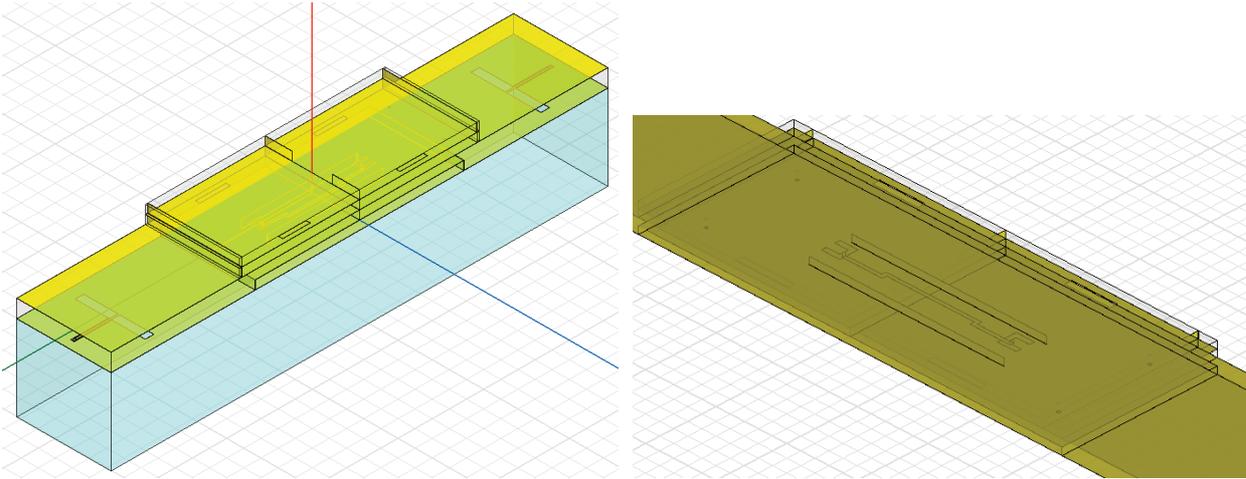


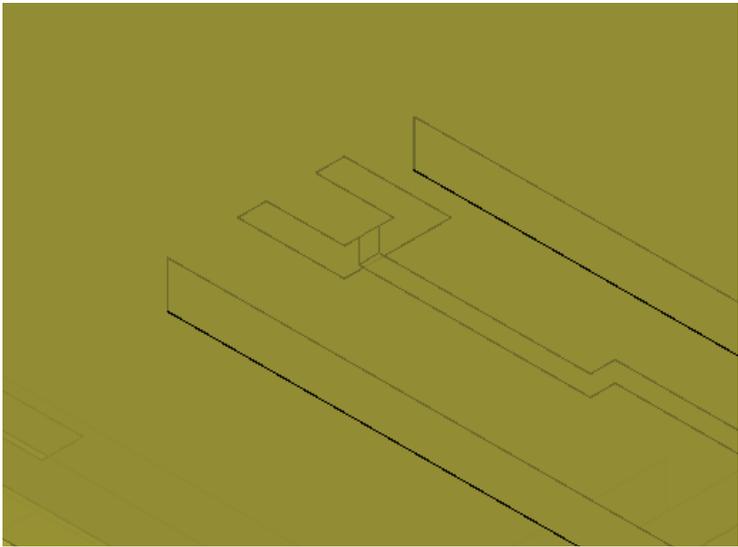
FIGURE 4 – Principe d'imbrication de cavité.

Toujours dans le but de profiter de la liberté de conception offerte par la technologie LTCC, des essais portant sur un filtre d'ordre 6 avec un couplage indirect, entre les cavités 1 et 6, ont été faits. L'exemple présenté aux figures 5 et 6 est un filtre rétro-couplé travaillant à la fréquence de 2 GHz. Les zéros de transmission apportés par le rétro-couplage sont clairement visibles, et facilement réalisables, grâce à l'aspect multicouches de la technologie LTCC.



(a)

(b)



(c)

FIGURE 5 – Vue 3D du dessus (a) et du dessous (b) d'un filtre d'ordre 6 avec rétro-couplage, avec zoom sur l'élément de rétro-couplage (c).

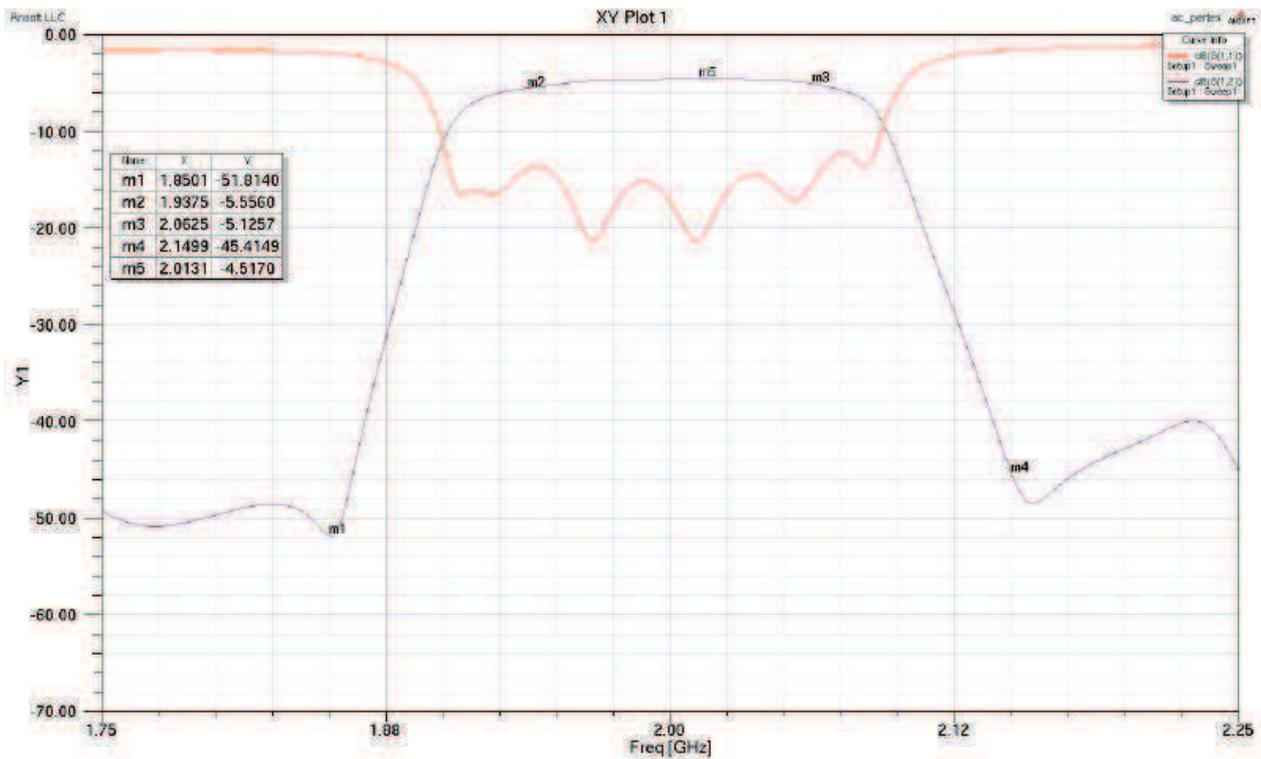


FIGURE 6 – Réponse en fréquence d'un filtre d'ordre 6 avec rétro-couplage centré à 2 GHz.

Cet exemple n'a malheureusement pas pu aboutir à une réalisation et l'étude a été mise de côté au profit des filtres présentés dans les chapitres 2 et 3. De plus, bien que centré à 2 GHz, cet exemple montre que la réjection est moins forte qu'avec la solution des cavités en absorption. Il aurait d'ailleurs été plus délicat d'effectuer un post-réglage dans ce cas-ci. Cependant, ces solutions, de rétro-couplage comme de repliement de cavités, montrent qu'il est possible de profiter plus encore de la technologie LTCC. La précision et les progrès de fabrication ne feront qu'augmenter l'intérêt que cette technologie présente pour le domaine du filtrage hyperfréquence. Le LTCC offre la possibilité de construire des filtres volumiques presque librement, et avec l'importante miniaturisation, ce sont probablement les principaux critères permettant d'affirmer qu'il s'agit d'une technologie d'avenir dans le domaine du filtrage hyperfréquence.



## Bibliographie

- [55] Ting-Yi Huang, Tze-Min Shen, Bo-Jiun Chen, Hung-Yi Chien, Ruey-Beei Wu, "*Design of miniaturized vertically stacked SIW filters in LTCC*," Microwave Conference, 2009. EuMC 2009.
- [56] Hung-Yi Chien, Tze-Min Shen, Ting-Yi Huang, Wei-Hsin Wang, Ruey-Beei Wu, "*Miniaturized Bandpass Filters With Double-Folded Substrate Integrated Waveguide Resonators in LTCC*," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , vol.57, no.7, pp.1774-1782, July 2009.



## Liste des travaux

- Communication poster aux 17<sup>èmes</sup> Journées Nationales des Microondes à Brest, du 18 au 20 mai 2011 : J. Garreau, B. Potelon, E. Rius, J.-F. Favennec, C. Quendo, C. Caille, C. Frinault, J.-C. Azzara et L. Bortoli, "*Étude d'un filtre volumique SIW en technologie LTCC sur un substrat de forte permittivité en bande X*".
- Communication orale au IEEE-MTT International Microwave Symposium 2012 à Montréal au Québec (Canada), du 17 au 22 juin 2012 : J. Garreau, B. Potelon, E. Rius, J.-F. Favennec, C. Quendo, C. Caille, H. Leblonc, J.-C. Azzara et L. Raynaud, "*Ultra-compact X-band SIW filter in LTCC technology using high permittivity substrate for a space application*".



# Annexes



## A.1 Fils de bonding

Les fils de bonding exploités dans cette étude et posés par ThalesAleniaSpace ont un diamètre de  $17.5\ \mu\text{m}$ . La méthode utilisée est appelée *ball bonding*. On trouve au point de départ du fil, le *bump*, et au point d'arrivée, le *stitch*, comme illustré à la Figure 1.1.

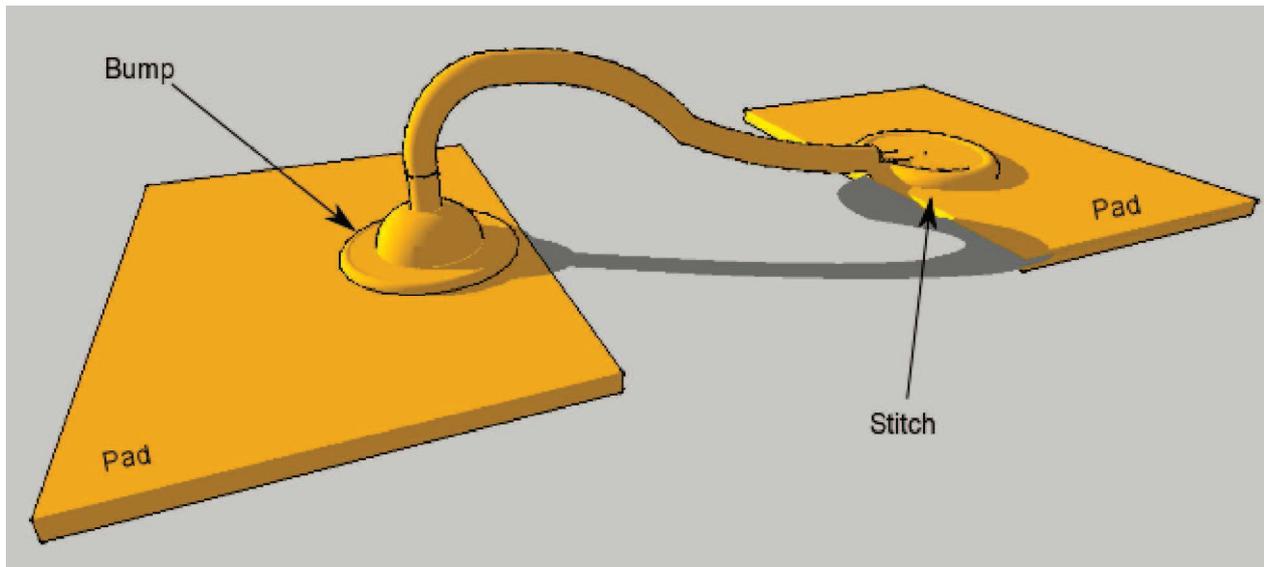


FIGURE 1.1 – Modélisation 3D d'une liaison par fil de bonding suivant la méthode du ball bonding.

La Figure 1.2 résume les dimensions à respecter pour permettre la pose de fils de bonding en or de  $17.5\ \mu\text{m}$  de diamètre. Les longueurs minimale et maximale d'un fil sont  $120\ \mu\text{m}$  et  $1.75\ \text{mm}$  respectivement. Les points d'ancrage (*pad*) doivent être en or ou en argent, et présenter une épaisseur de plus de  $5\ \mu\text{m}$ . Le recul de l'outil doit être anticipé.

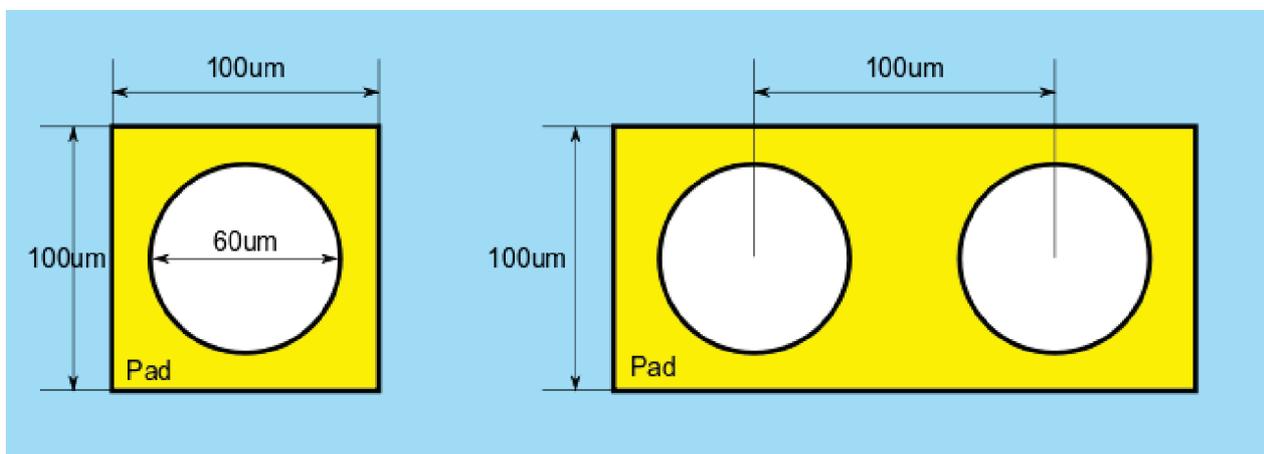


FIGURE 1.2 – Dimensions à respecter pour la conception d'un pad.



## A.2 Motifs de tests

La dimension du wafer est de 50x100 mm<sup>2</sup>. En découpant celui-ci en onze lignes et quatre colonnes, quarante-quatre emplacements sont ainsi disponibles, avec pour dimensions 4.545x25 mm<sup>2</sup>. Cet espace disponible permet, en plus des filtres développés dans ces travaux, de placer un certain nombre de motifs de test afin d'obtenir éventuellement des informations sur les caractéristiques du matériaux. La liste des motifs de test réalisés est donnée ci-dessous :

- Guide SIW - dupliqué trois fois.
- Cavité seule en mode TE<sub>101</sub> en transmission couplée horizontalement - dupliqué trois fois.
- Cavité seule en mode TE<sub>101</sub> en transmission couplée verticalement - dupliqué trois fois.
- Cavité seule en mode TE<sub>101</sub> en absorption couplée verticalement sans dispositif de post-réglage - dupliqué six fois.
- Cavité seule en mode TE<sub>101</sub> en absorption couplée verticalement avec dispositif de post-réglage bidirectionnel - dupliqué trois fois.
- Cavité seule en mode TE<sub>101</sub> en absorption couplée verticalement avec dispositif de post-réglage monodirectionnel - dupliqué trois fois.
- Cavité seule en mode TE<sub>102</sub> en transmission couplée horizontalement - dupliqué quatre fois.

Tous ces motifs ont des ports d'accès du même type que ceux des filtres développés au troisième chapitre. Le fait de les dupliquer permet de les répartir sur le wafer afin de pouvoir comparer les réponses de motifs identiques à des localisations différentes. Cependant, seuls deux motifs ont été mesurés, sur un seul exemplaire de chaque. Il s'agit des cavités seules en mode TE<sub>101</sub> en transmission couplées horizontalement et verticalement. Leurs réponses en fréquence mesurée et simulée sont présentées figures 2.1 et 2.2. Naturellement, on y observe les mêmes types de dispersions que dans le cas des filtres.

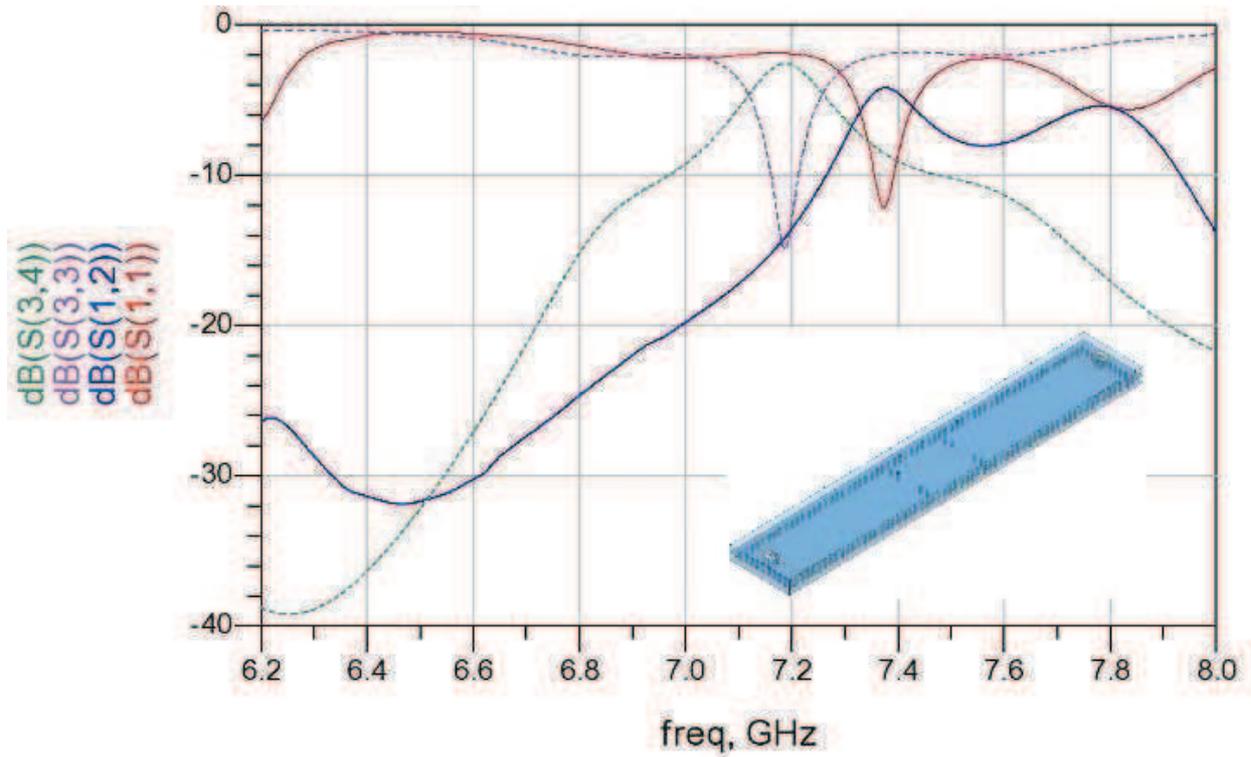


FIGURE 2.1 – Comparaison mesure/simulation pour la cavité seule en mode  $TE_{101}$  en transmission couplée horizontalement.

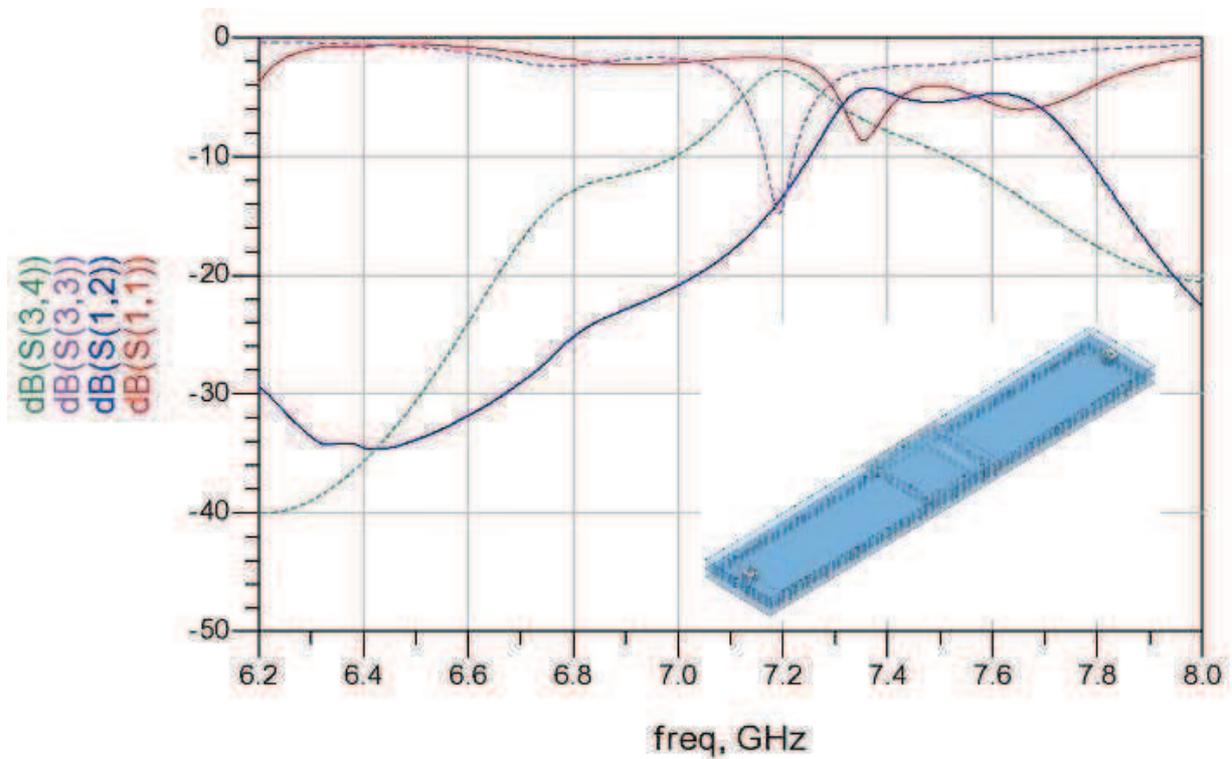


FIGURE 2.2 – Comparaison mesure/simulation pour la cavité seule en mode  $TE_{101}$  en transmission couplée verticalement.