



HAL
open science

Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires-volumiques

Benjamin Potelon

► **To cite this version:**

Benjamin Potelon. Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires-volumiques. Matière Condensée [cond-mat]. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2007. Français. NNT : . tel-00524837

HAL Id: tel-00524837

<https://theses.hal.science/tel-00524837>

Submitted on 8 Oct 2010

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.

THÈSE

présentée à

l'Université de Bretagne Occidentale

U.F.R. Sciences et Techniques

pour l'obtention du

DOCTORAT EN ÉLECTRONIQUE

par

Benjamin POTELON

Etude et Conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires - Volumiques

Soutenue le 6 décembre 2007 devant la Commission d'Examen composée de

Rapporteurs :

Serge VERDEYME, *Professeur à l'Université de Limoges, XLIM-UMR CNRS 6172*

Robert PLANA, *Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, LAAS-UPR CNRS 8001*

Examineurs :

Georges KOSSIAVAS, *Professeur à L'université de Nice Sophia-Antipolis, LEAT-UMR CNRS 6071*

Gaétan PRIGENT, *Maître de Conférences à l'ENSEEIH, LAME-EA CNRS 4141*

Eric RIUS, *Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO), LEST-UMR CNRS 6165*

Christian PERSON, *Professeur à l'ENST Bretagne, LEST-UMR CNRS 6165*

Cédric QUENDO, *Ingénieur de Recherche à l'UBO, LEST-UMR CNRS 6165*

Jean-François FAVENNEC, *Maître de Conférences à L'ENIB, LEST-UMR CNRS 6165*

Invités :

Didier KAMINSKY, *Ingénieur à THALES AIRBORNE SYSTEMS, Brest*

Luc LAPIERRE, *Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), Toulouse*



*Recherches effectuées au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de
Télécommunications (LEST-UMR CNRS 6165)*

UBO : 6 avenue Le Gorgeu –CS 93837- 29238 BREST Cedex 3

ENSTBr : Technopole Brest-Iroise –CS 83818- 29238 BREST Cedex 3

à la mémoire de mes Grands-parents...



Si j'ai vu si loin, c'est que j'étais monté sur les épaules de géants.

Isaac Newton

Remerciements

Je voudrais vivement remercier M. **Georges Kossiavas**, Professeur à L'Université de Nice-Sophia Antipolis, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury et pour son soutien dans la recherche et l'accomplissement de mon stage de DEA.

J'exprime ma profonde gratitude envers M. **Robert Plana**, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de rapporter ce travail.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à M. **Serge Verdeyme**, Professeur à l'Université de Limoges et directeur adjoint de l'institut de recherche XLIM (UMR CNRS 6172) pour l'honneur qu'il m'a fait en rapportant ce travail ainsi que pour les discussions scientifiques que nous avons eu et qui m'ont beaucoup apporté.

J'aimerais témoigner de ma reconnaissance envers MM. **Gaëtan Prigent**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH), **Didier Kaminsky**, Ingénieur à Thales Airborn Systems, et **Luc Lapierre**, Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales, pour leur participation au jury.

En outre, je désire exprimer ma profonde gratitude envers l'équipe qui a assuré l'encadrement et la direction de mes travaux, et ce dans une ambiance amicale, détendue et stimulante :

Merci à M. **Christian Person**, Professeur à l'ENST Bretagne pour son dynamisme, son efficacité et ses judicieuses remarques.

Merci à M. **Eric Rius**, Professeur à l'UBO, pour m'avoir permis de mener à bien cette thèse. Sa bonne humeur, ses encouragements, sa compétence et son investissement ont été de précieux atouts dans ce travail.

Merci à M. **Jean-François Favennec**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB) que j'ai d'abord connu comme enseignant lorsque j'étais étudiant à l'ENIB. Sa pédagogie et son enthousiasme communicatif ont suscité chez moi l'envie d'en savoir plus et de réaliser cette thèse.

Merci à M. **Cédric Quendo**, Ingénieur de Recherche à l'UBO, pour les nombreuses discussions que nous avons pu avoir mais aussi pour ses conseils avisés, sa rigueur scientifique et sa disponibilité.

Ce travail a également été collectif puisqu'il s'inscrit dans le cadre d'une équipe ; de tels résultats n'auraient pu être obtenus sans les collaborations de **Erwan Fourn**, **Yann Clavet**, **Alexandre Manchec**, **Juan-Carlos Bohórquez Reyes**, qu'ils en soient ici remerciés. Je n'oublierais évidemment pas d'avoir une pensée pour ceux qui suivront, **Adonis Bikiny**, **Nolwenn Caillet**, **Faramalala Ralarioely**, **Stéphane Cadiou**... Bonne chance et bon courage !

Je souhaite par ailleurs remercier les membres du LEST qui m'ont aidé, directement ou indirectement : **Yves Queré**, **Marc Le Roy**, **Paul Laurent**, **Gérard Tanné**, **Thierry Le Gougec**, **André Pérennec**, **Noham Martin**, **Denis Le Berre**, **Patrick Queffelec**, **Alexis Chevalier**, **Philippe Talbot**, **Jean-Luc Mattei**, **Fabrice Huret**, **Pascale Bréhonnet**, **Noel Tanguy**, **Pierre-Marie Martin**, **Koffi Yao**, **Yvonne Le Goff**, **Bernadette Grisart**, **Alain Escabasse**, **Thérèse Hauray**... ainsi que l'ensemble des doctorants : **Vincent Laur**, **Mihaï Telescu**, **Serge De Blasi**, **Mélanie Marazin**, **Blaise Ravelo**, **Jeff Bernigaud**, **Julien Kerouedan**, **Wilfried N'Dong**, **Vincent Castel**, **Yves Constant Mombo Boussougou**, **Lingyan Zhang**, **Yann Burdin**.

Pour son aide, sa compréhension et son soutien dans les moments difficiles, je tiens à remercier **Anne-Sophie**.

Enfin, j'ai une pensée pour **ma famille** que je souhaite ici remercier.

SOMMAIRE

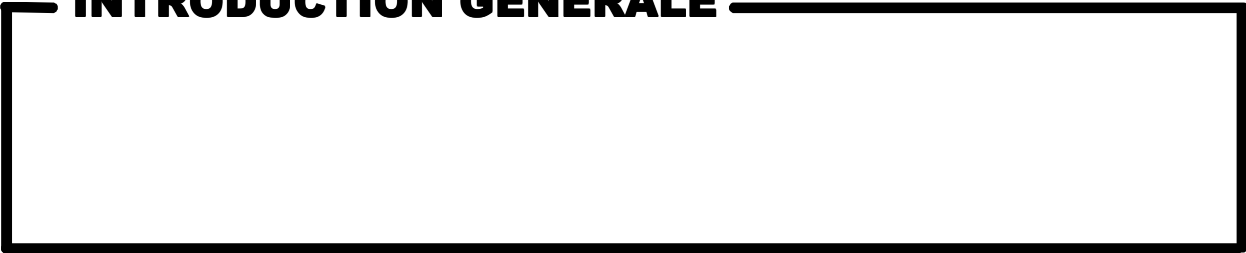
SOMMAIRE	3
INTRODUCTION GÉNÉRALE	7
BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION	12
CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART DU FILTRAGE MICRO-ONDE	13
I.1 Caractérisation des résonateurs	15
I.1.1 Les pertes d'insertion	15
I.1.2 Le coefficient de qualité en charge	16
I.1.3 Le coefficient de qualité à vide	17
I.2 Méthode de conception et fabrication de filtres planaires	19
I.2.1 Fabrication	19
I.2.2 Outils de développement	20
I.2.3 La technologie coplanaire	23
I.2.4 La technologie triplaque	24
I.2.5 La technologie microruban	25
I.2.5.a Filtre à stubs	26
I.2.5.b Filtre à lignes couplées	26
I.2.5.c Filtre DBR	27
I.2.5.d Conclusion	29
I.2.6 Les autres technologies planaires	30
I.2.6.a La technologie multicouche	30
I.2.6.b La technologie <i>LTCC</i>	31
I.2.6.c La technologie membrane	33
I.2.6.d La technologie <i>HTS</i>	34
I.2.7 Conclusion	34
I.3 Méthode de conception et fabrication de filtres volumiques	35
I.3.1 Principe de fonctionnement	35
I.3.2 Cavités métalliques	37
I.3.3 Résonateurs diélectriques	38
I.3.4 Outils et méthodes de développement	39
I.3.5 Conclusion	42
I.4 Les filtres hybrides	43
I.4.1 Filtres hybrides à partir de la technologie microruban	44
I.4.2 Filtres hybrides en technologie <i>LTCC</i>	45
I.5 Conclusion	47
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I	48

CHAPITRE II : ÉTUDE D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE RÉSONATEUR : LA SICC	55
II.1 Présentation des <i>SICC</i>	57
II.1.1 Principe de fonctionnement	57
II.1.2 Analyse du système d'excitation	59
II.1.3 La réalisation technologique	61
II.1.4 Résultat de mesures	63
II.2 Réalisation de filtres à couplages magnétiques	64
II.2.1 Etude et caractérisation du couplage	64
II.2.2 Filtres d'ordre 2	66
II.2.3 Filtres d'ordre 3	68
II.3 Réalisation de filtres à couplages magnétiques et électriques	75
II.3.1 Principe du couplage électrique	76
II.3.2 Réalisation de filtres	78
II.4 Conclusion	85
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II	87

CHAPITRE III : ÉTUDE D'UN NOUVEAU RÉSONATEUR COMPOSITE : LE <i>HPWR</i>	89
III.1 Principe de fonctionnement du <i>HPWR</i>	91
III.2 Synthèse du <i>HPWR</i>	96
III.2.1 Synthèse théorique d'un résonateur	96
III.2.2 Extraction et contrôle des paramètres d'inductance et de capacité de la cavité	100
III.2.3 Synthèse d'un filtre composé de <i>HPWR</i>	106
III.3 Réalisation et mesures	107
III.3.1 Synthèse et réalisation d'un <i>HPWR</i>	108
III.3.2 Synthèse et réalisation d'un filtre d'ordre 2 à base de <i>HPWR</i>	112
III.3.3 Synthèse d'un filtre <i>HPWR</i> d'ordre 3	118
III.4 Conclusion et perspectives	121
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	129
CONCLUSION GÉNÉRALE	133
BIBLIOGRAPHIE DE LA CONCLUSION	137
LISTE DES TRAVAUX	139

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Que ce soit à l'aide de signaux sonores, visuels ou maintenant électromagnétiques, l'homme a toujours cherché à vaincre les distances en mettant en place des communications rapides. Le premier réseau de communication vit le jour peu de temps après la révolution française, il s'agissait à l'époque d'un télégraphe optique. Depuis, les techniques de communication ont bien évolué pour arriver aux autoroutes de l'information que nous connaissons tous. En chemin, de nombreuses inventions et découvertes permirent des avancées significatives, citons, entre autres, l'écossais James Clerk Maxwell (1831-1879), qui, grâce à la mise en équation des champs électromagnétiques posa les bases des télécommunications radiofréquences [i.1-i.2]. Aujourd'hui, près de 140 ans après cet événement, les exemples de transmissions par ondes électromagnétiques sont innombrables. Cet essor technologique spectaculaire, associé à une demande croissante du grand public implique une utilisation massive du spectre électromagnétique [i.3]. Les bandes de fréquences disponibles deviennent alors des ressources précieuses, notamment en ce qui concerne la gamme hyperfréquence centimétrique.

Pour exploiter et respecter au mieux les bandes de fréquences allouées, les systèmes d'émission / réception en général et les extrémités radio en particulier sont soumis à des spécifications drastiques. Ces exigences sont essentiellement reportées vers les filtres en raison de leur fonction intrinsèque de sélection des fréquences.

Par ailleurs, le positionnement critique des filtres dans le synoptique des systèmes d'émission / réception (Fig. i-1) implique des contraintes draconiennes en termes de pertes et de compatibilité [i.4]. Les pertes doivent être aussi faibles que possible afin de ne pas noyer le signal transmis dans le bruit. La compatibilité concerne la possibilité de connecter et d'insérer le filtre au sein d'un système en ayant des incidences économiques, électriques et mécaniques faibles.

De plus, la miniaturisation, dictée par les contraintes de mobilité, impose d'avoir des circuits compacts et légers. De surcroît, ils doivent être facilement

reproductibles et bon marché. Cette dernière contrainte concerne non seulement les coûts de fabrication et de réglage mais aussi tous les coûts de développement amont, c'est-à-dire les coûts liés à la conception. Il faut donc veiller à choisir des solutions de filtrage qui ne soient pas trop difficiles à concevoir.

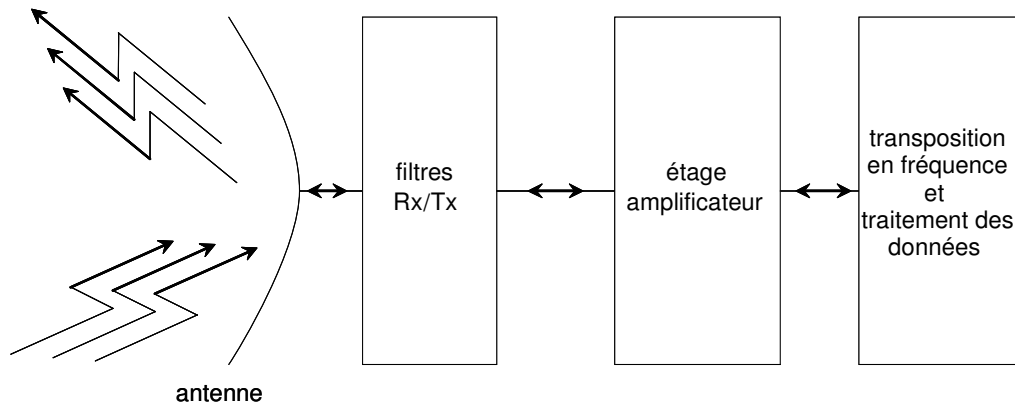


Figure i-1 : synoptique d'un système de télécommunication

Le travail présenté s'inscrit dans ce cadre, et vise à étudier de nouvelles topologies de filtres répondant à l'ensemble de ces spécifications.

Ce manuscrit est divisé en trois parties organisées de la façon suivante :

Au cours du premier chapitre, nous commençons par introduire les paramètres permettant de juger objectivement les performances électriques d'un circuit. Cette première partie est ensuite consacrée à la description des techniques de réalisation de filtres hyperfréquences, c'est-à-dire les technologies planaire, volumique et hybride, cette dernière étant le fruit d'une association entre procédés technologiques plans et techniques de conception volumique. Le but de ces technologies hybrides est d'améliorer les performances électriques par rapport aux technologies plans tout en gardant un procédé de fabrication planaire.

La deuxième partie est consacrée à l'amélioration de filtres hybrides existants. Au cours de ce chapitre, nous concentrons nos efforts sur deux points, la flexibilité de conception, ce qui nous amène à introduire une nouvelle forme de résonateur, et la

nécessité de coupler l'énergie électromagnétique d'un résonateur à un autre, ce qui nous conduit à présenter une nouvelle topologie de couplage inter-résonateur. Ces améliorations rendent plus aisée la conception de fonctions de filtrage présentant des zéros de transmission.

La troisième partie de ce travail est centrée sur un nouveau type de résonateur, dit composite planaire/volumique. Une conception facilitée ainsi que de bonnes performances électriques sont les principaux atouts de cette nouvelle topologie. La synthèse d'un filtre d'ordre n basé sur ce nouveau résonateur est présentée. La démarche complète de conception d'un filtre d'ordre 2 ainsi que la réalisation et la mesure du circuit sont détaillées de façon à illustrer la facilité de conception. Les performances de cette topologie sont mises en lumière grâce à la réalisation d'un filtre d'ordre 3. Ensuite, nous discutons des points forts et des inconvénients de cette topologie. Enfin, les perspectives de ce travail sont aussi étudiées dans cette partie.

En conclusion, après avoir effectué un bilan de l'ensemble de cette étude, des axes complémentaires de recherche sont proposés.

Bibliographie de l'introduction

[i.1] J. D. Jackson

“Électrodynamique classique”

Dunod, 2001

[i.2] O. Darrigol

“Electrodynamics from Ampère to Einstein”

Oxford University Press, 2000

[i.3] site Internet de l'Agence Nationale des Fréquences

<http://www.anfr.fr>

[i.4] I. C. Hunter

“Theory and Design of Microwave Filters”

The Institution of Electrical Engineers, 2000

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART DU FILTRAGE MICRO-ONDE

*Les contraintes électriques communes à tous les filtres sont : être sélectif et apporter peu de pertes. Afin de pouvoir comparer les différentes solutions entre elles, il semble nécessaire de définir des critères d'évaluation universels. Aussi, nous allons dans un premier temps présenter différents paramètres nous permettant de caractériser les performances électriques d'un résonateur : **coefficient de qualité** et **pertes d'insertion**.*

*Une fois ces paramètres définis, nous décrivons les différentes étapes de la conception d'un filtre. Nous nous intéressons ici aux **technologies planaires** et **volumiques** qui sont les plus couramment utilisées. Ce sera pour nous l'occasion de présenter les modèles, les méthodes de conception et les outils utilisés, ainsi que les grandes lignes du processus de fabrication de ces technologies. Les avantages et inconvénients de chacune de ces technologies seront détaillés.*

*Dans le but de profiter des avantages de chacune de ces technologies classiques, une nouvelle **technologie hybride**, appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW), a été récemment introduite. C'est une "association" des deux technologies précédemment décrites. Nous décrivons la méthode de réalisation ainsi que les modèles et outils utilisés dans le cas des filtres SIW.*

Enfin, la conclusion nous permettra de faire un rapide bilan des problèmes rencontrés lors de la conception de filtres hyperfréquences.

CHAPITRE I : ÉTAT DE L'ART DU FILTRAGE MICRO-ONDE

I.1 Caractérisation des résonateurs

Un filtre est un élément ou une fonction dont l'objectif est de sélectionner une ou plusieurs bandes de fréquences parmi le spectre électromagnétique et d'en éliminer d'autres. Dans le cas présent, nous nous intéressons uniquement à des filtres mono-bande, c'est-à-dire sélectionnant un ensemble de fréquences adjacentes. Pour réaliser une fonction de filtrage passe-bande, plusieurs résonateurs sont reliés entre eux à l'aide de couplages. Souvent, les résonateurs d'un filtre mono-bande fonctionnent à la même fréquence. Bien que cela ne soit pas une obligation, ces résonateurs sont généralement de nature identique. Les performances du filtre dépendent essentiellement de celles des résonateurs. Aussi, nous allons présenter les paramètres permettant de mesurer les performances d'un résonateur à partir de sa réponse électrique.

I.1.1 Les pertes d'insertion

Les pertes d'insertion sont définies comme le niveau de pertes mesuré à la résonance sur la réponse électrique en transmission, ce qui correspond à l'atténuation du paramètre $|S_{21}|$ à la fréquence centrale (Fig. I-1).

Les pertes d'insertion sont le plus souvent exprimées en dB, cependant, il arrive parfois qu'elles soient annoncées ou utilisées en valeur naturelle.

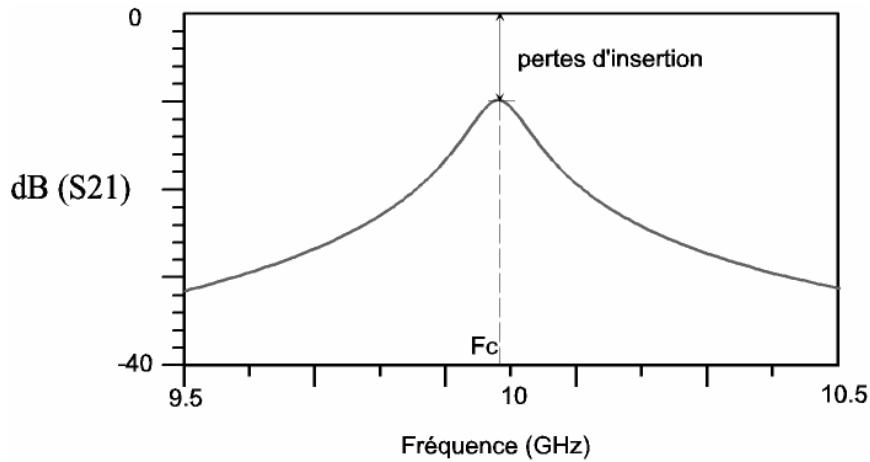


Figure I-1 : observation des pertes d'insertion à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur

L'intérêt de ce paramètre est de représenter l'ensemble des pertes rencontrées dans l'élément considéré ainsi que dans les dispositifs de couplage du résonateur avec l'extérieur (pertes par rayonnement, ohmiques, diélectriques).

L'adaptation à la fréquence centrale doit être bonne (inférieure à -15 dB) pour que l'atténuation à F_c corresponde à des pertes d'insertion et non à une désadaptation.

I.1.2 Le coefficient de qualité en charge

Le coefficient de qualité en charge, défini à la fréquence de résonance, est un indice sans dimension permettant de quantifier la sélectivité d'un résonateur. Plus ce coefficient est important, meilleure sera la sélectivité. Il est calculé à partir de la réponse électrique en transmission $|S_{21}|$ comme suit

$$Q_{ch} = \frac{F_c}{F_2 - F_1} \quad \text{E I-1}$$

où les fréquences F_1 et F_2 correspondent à la bande passante prise à -3 dB et F_c est la fréquence de résonance, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le niveau de pertes est minimal (Fig. I-2).

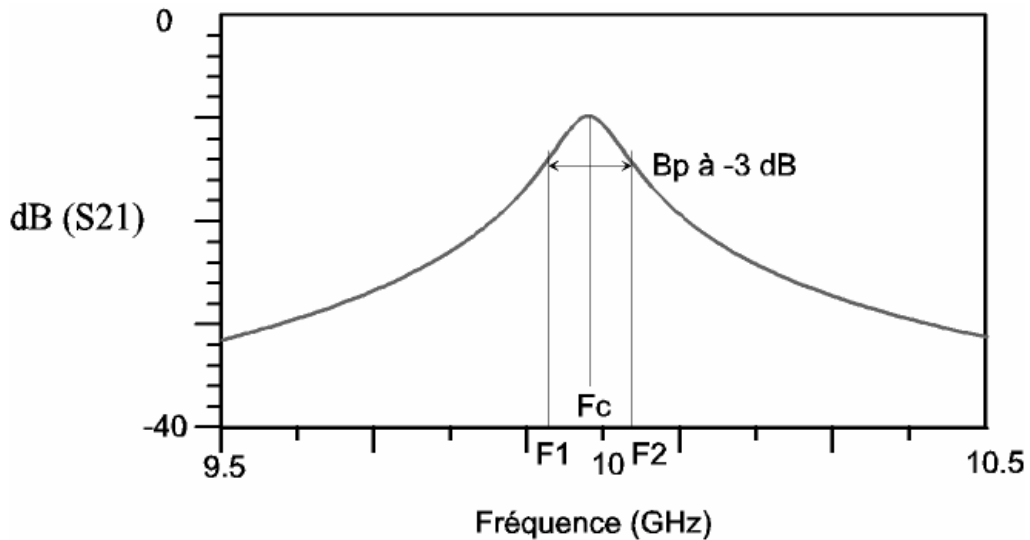


Figure I-2 : calcul du coefficient de qualité en charge à partir de la réponse électrique en transmission d'un résonateur

Remarque : dans le calcul du coefficient de qualité en charge, le niveau de pertes n'intervient pas.

Le calcul du coefficient de qualité en charge permet seulement de juger de la sélectivité d'un résonateur et de son dispositif d'alimentation. Cependant, il n'est pas suffisant pour juger les performances globales intrinsèques du résonateur car il ne prend pas en compte le niveau de pertes. Pour avoir un seul et unique indice qui permet de juger les performances électriques intrinsèques d'un résonateur, nous utilisons la notion de coefficient de qualité à vide.

I.1.3 Le coefficient de qualité à vide

Le coefficient de qualité à vide est une grandeur sans dimension qui résume les performances électriques intrinsèques d'un résonateur. Typiquement, plus Q_v est élevé, plus les pertes d'insertions seront faibles et/ou meilleur sera le niveau de réjection. Le facteur de qualité est défini de la manière suivante [1.1]:

$$Q_v = \omega_c \frac{\text{Energie moyenne stockée}}{\text{Energie dissipée par période}}$$

E I-2

où ω_c est la pulsation de fonctionnement. L'exploitation de cette expression théorique est difficile, aussi, nous allons utiliser une méthode permettant d'obtenir le coefficient de qualité à vide à partir du niveau des pertes d'insertion (I.2.1) et du coefficient de qualité en charge (E I-2).

Pour cela, intéressons-nous à la manière dont un résonateur est alimenté,

$$\frac{1}{Q_{ch}} = \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_v} \quad \text{E I-3}$$

où Q_v est le coefficient de qualité à vide et Q_{ch} est le coefficient de qualité en charge. Q_{ext} est le coefficient de qualité externe, il modélise les pertes liées au système d'excitation du résonateur. Ce coefficient de qualité externe peut-être scindé en deux coefficients de surtension, l'un lié aux pertes en entrée Q_{extE} et l'autre aux pertes en sortie Q_{extS} . Ce coefficient de qualité externe peut aussi être exprimé comme :

$$Q_{ext} = \frac{Q_{ch}}{|S_{21}(f_c)|} \quad \text{E I-4}$$

avec $|S_{21}|$ correspondant aux pertes d'insertion exprimées en valeur naturelle. D'après cette expression et en s'aidant de l'équation E I-3, il vient :

$$Q_v = \frac{Q_{ch}}{1 - |S_{21}(f_c)|} \quad \text{E I-5}$$

Ce coefficient de qualité à vide modélise bien les performances d'un résonateur car il tient compte non seulement de la sélectivité mais aussi des pertes d'insertion.

Cependant, cet outil comporte un inconvénient : son calcul est basé sur la largeur de bande passante à -3 dB, ce qui ne permet pas de différencier le cas d'un filtre dont la réponse électrique présente de très fortes réjections à -10 dB d'un filtre dont les réjections à -10 dB sont faibles. En outre, la sélectivité calculée est une sélectivité globale sur l'ensemble de la bande passante, ce qui ne prend pas en compte le cas de filtres dont la réponse électrique est non-symétrique, c'est-à-dire qui présentent une forte réjection d'un seul côté de la bande passante. Pour pallier ce problème, il est possible de déterminer des coefficients de qualité pour la "demi" bande passante basse et pour la "demi" bande passante haute, celles-ci étant situées de part et d'autre de la fréquence centrale [I.2].

Nous allons maintenant pouvoir utiliser ce coefficient de qualité à vide pour comparer les différents résonateurs auxquels nous allons nous intéresser. Comme nous l'avons précisé, un filtre est constitué de plusieurs résonateurs et les performances de ce filtre dépendent directement des performances des résonateurs qui le composent. Nous venons de présenter la méthode qui permet de calculer le coefficient de qualité à vide à partir de la réponse d'un résonateur seul, mais il est parfois intéressant d'extraire le coefficient de qualité à vide d'un résonateur à partir de la réponse électrique d'un filtre composé de n résonateurs identiques. Dans ce cas, nous utiliserons l'expression suivante [1.1] :

$$Q_v = \frac{4.343 \times n}{IL \times w} \quad \text{E I-6}$$

où n est l'ordre du filtre, IL représente les pertes d'insertion exprimées en dB et w est la bande passante relative mesurée du filtre. Il existe des restrictions quant à l'utilisation de cette expression. Ainsi, il faut que les pertes d'insertion IL du filtre soient inférieures à n dB pour avoir une bonne précision dans le calcul de Q_v [1.3].

Les performances électriques étant maintenant comparables, nous allons présenter les différentes technologies utilisées pour la réalisation de filtres. Par la suite, chaque fois que nous parlerons de coefficient ou de facteur de qualité, nous ferons référence au coefficient de qualité à vide tel qu'il vient d'être présenté.

I.2 Méthodes de conception et fabrication de filtres planaires

Les technologies planaires consistent à utiliser un substrat qui se présente sous la forme d'une plaque de diélectrique. Des fines couches métalliques sont déposées sur l'une ou les deux faces du substrat.

I.2.1 Fabrication

La plaque de substrat mesure en général quelques centaines de micromètres d'épaisseur. C'est un diélectrique qui peut être de nature organique (tissus de verre,

de carbone ou de kevlar imprégnés de résines à base de téflon ou de fluor) ou de nature inorganique cristalline (céramique de type Alumine par exemple).

Les critères de choix du substrat sont principalement les caractéristiques électriques du diélectrique (tangente de perte et permittivité), les caractéristiques thermiques et mécaniques (conductivité thermique, coefficient de dilatation thermique), la technologie de fabrication utilisée (procédé de dépôt des couches métalliques) et bien sûr le coût.

Les couches de métallisation sont en général composées de conducteurs de type cuivre, or ou argent. Elles sont déposées par laminage/pressage à chaud, sérigraphie ou électrolyse, et sont ensuite délimitées par différents procédés de gravure ou d'usinage surfaciques. On trouve différentes techniques de dépôts, en couches minces et couches épaisses.

La technique couche mince permet d'obtenir une très bonne précision de gravure ainsi qu'une bonne reproductibilité mais elle est assez coûteuse. Le procédé couche épaisse permet d'obtenir des circuits fiables, reproductibles mais la précision de gravure est moyenne.

La notion de coût est bien entendu à relativiser selon le nombre de pièces à réaliser, les enjeux sont différents selon qu'il s'agit de petite, moyenne ou grande série.

La réalisation de trous métallisés est possible avec l'ensemble des techniques présentées ci-dessus, le perçage s'effectuant au moyen d'un foret pour les trous dans les matériaux organiques ou grâce à un Laser pour les céramiques. La métallisation de ces trous sera obtenue par électrolyse ou par remplissage de ces trous avec une pâte métallique conductrice.

I.2.2 Outils de développement

L'ensemble de ces techniques de fabrication permet de réaliser des circuits dont le point commun est d'être planaires au même titre qu'une carte électronique classique d'usage courant. La plupart des circuits réalisés sur des substrats planaires (microruban, coplanaire, triplaque) ont la particularité d'utiliser des modes de propagation Transverse Electro-Magnétique (*TEM*) ou quasi *TEM*. Cette particularité

permet d'utiliser des modèles de lignes de transmission [I.4]. Il est possible d'utiliser les notions de courant et de tension et nous pouvons définir des impédances, conductances et inductances linéiques. Ces grandeurs sont couramment utilisées et leur manipulation est relativement aisée. Aussi, l'utilisation de technologies planaires permet d'employer des modèles simples. Ceux-ci sont faciles à utiliser mais la description des phénomènes physiques est plus ou moins exacte. Ainsi, en technologie microruban, les modèles sont précis et décrivent bien les phénomènes rencontrés alors que pour les technologies coplanaire et triplaqué, les modèles sont moins aboutis. L'utilisation d'un logiciel tels que Advanced Design System[®] proposé par Agilent Technologies [I.5-I.6] permet une synthèse rapide des circuits. En effet, dans ce logiciel, de nombreux modèles sont disponibles non seulement pour les lignes de transmission mais aussi pour les discontinuités (croix, tés...). L'utilisation de ceux-ci est intéressante pour deux raisons. D'une part ils sont paramétrables, et d'autre part, les temps de calculs associés sont faibles. Les pertes peuvent également être prises en compte dans ces modèles. A partir de ces briques de base, il est possible de modéliser quasiment toutes les structures réalisables en technologie planaire.

Ainsi, l'avantage indéniable des logiciels de simulation circuit réside dans le faible temps de calcul, quelques secondes à quelques minutes, et ce, quelque soit la complexité de la structure. Par ailleurs, la bibliothèque de modèles microrubans, bien fournie, facilite grandement la conception pour cette technologie.

Malheureusement, le comportement des circuits ne peut pas toujours être représenté par des éléments simples tant les phénomènes électromagnétiques sont complexes et difficiles à représenter avec des briques discrétisées (couplages involontaires, modes parasites, fortes discontinuités...). Notons que ces phénomènes parasites sont de plus en plus présents au fur et à mesure que la fréquence de travail augmente. Autrement dit, la simulation circuit d'une structure simple s'avère généralement proche de la mesure pour une fréquence de quelques Gigahertz mais dès que la fréquence est supérieure à 10 GHz, les modèles proposés ne retranscrivent pas l'intégralité des phénomènes observés et il existe une importante différence entre la simulation circuit et la réalité. Ces différences s'accroissent dès lors qu'il s'agit de spécifications tendues pour lesquelles une grande précision est

demandée. C'est par exemple le cas pour des filtres à bandes étroites. Aussi, pour de telles structures, il est nécessaire d'avoir une phase d'optimisation électromagnétique.

Les circuits planaires sont simulés à l'aide d'outils d'analyse électromagnétique qui font appel à différentes méthodes numériques de résolution des équations de Maxwell. Dans le cas des circuits purement planaires, les logiciels utilisés sont de type 2,5 D utilisant la méthode des moments (Momentum™ proposé par Agilent, Ansoft Designer™, IE3D™ de Zeland Software) [I.7-I.9]. Les méthodes 2D5, aussi appelées 3D planaires, calculent les champs en maillant toutes les parties métalliques avec des éléments unitaires planaires de forme triangulaire ou rectangulaire et en prenant en compte toutes les caractéristiques du substrat. La méthode des moments permet de résoudre tous les problèmes à base d'éléments planaires hyperfréquences (antenne, filtre...). [I.10]

Toutefois, cette analyse électromagnétique conduit inévitablement à des temps de calcul importants dès que le dispositif à simuler est complexe. Ces temps de calcul prohibitifs sont pénalisants lors des phases de réglage, chaque simulation pouvant prendre plusieurs dizaines de minutes à plusieurs heures dans certains cas.

Les outils utilisés pour développer des filtres planaires présentent donc l'avantage d'être complémentaires, la simulation circuit pour synthétiser rapidement un circuit et la simulation électromagnétique pour optimiser précisément la structure et ainsi arriver au masque final.

Ces outils, relativement aboutis depuis le début des années 2000, permettent un travail rapide et précis, c'est pourquoi de nombreuses études concernant les circuits planaires ont été menées, nous allons maintenant présenter les technologies planaires les plus couramment usitées.

I.2.3 La technologie coplanaire

La technologie coplanaire est constituée d'un plan de masse déposé sur une seule face du substrat. Sur cette même face, le ruban est délimité grâce à deux fentes parallèles [I.11-I.13] (Fig. I-3).

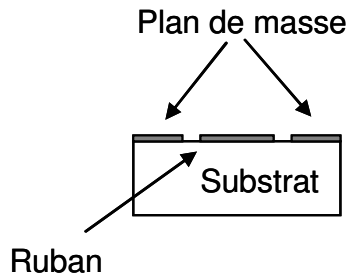


Figure I-3 : configuration d'une ligne en technologie coplanaire

L'intérêt de cette technologie réside dans la compacité des circuits et la facilité de réalisation. En effet, les trous métallisés ne sont pas nécessaires pour réaliser des courts-circuits, et il est possible de reporter facilement des composants discrets, qu'ils soient connectés en série ou en parallèle.

Le principal inconvénient de cette technologie est la difficulté à garder un mode *TEM* sur l'ensemble du circuit. En effet, la présence de deux plans de masse et d'un conducteur pour cette technologie fait apparaître deux modes de propagation possibles, un mode quasi-*TEM* recherché et un mode *TE* non désiré (Fig. I-4). Des solutions pour éliminer ce mode parasite existent (pont dans l'air reliant les deux plans de masse), mais elles ne sont pas aisées à mettre en œuvre et ne sont pas toujours efficaces. Le problème de l'optimisation du nombre et de la position des ponts n'est, à notre connaissance, toujours pas complètement résolu à l'heure actuelle.

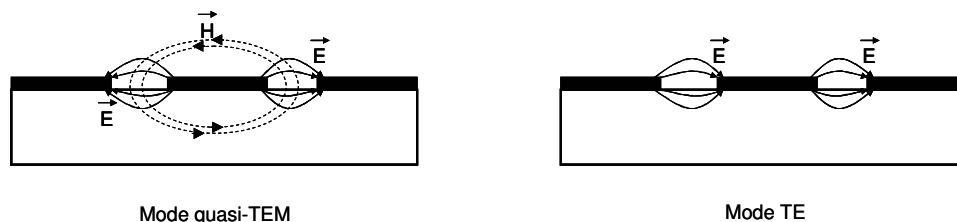


Figure I-4 : configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie coplanaire

Par conséquent, il est assez difficile d'avoir des modèles décrivant précisément les phénomènes rencontrés. De ce fait, les bibliothèques des logiciels sont assez pauvres en modèles coplanaires. Cependant, les performances électriques atteintes avec cette technologie sont de l'ordre de grandeur de celles atteintes avec d'autres technologies planaires comme la technologie microruban par exemple.

I.2.4 La technologie triplaque

La technologie triplaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat sur les faces duquel sont situés des plans de masse (Fig. I-5). Cette technologie triplaque peut être symétrique (la ligne de transmission est située à égale distance des deux plan de masse) ou asymétrique (le ruban est plus proche d'un des plans de masse que de l'autre). Comme dans le cas de la technologie coplanaire, il y a trois conducteurs donc deux modes différents peuvent exister, or un seul est exploitable, c'est pourquoi il est nécessaire de relier les deux plans de masse par des trous métallisés afin d'empêcher le mode parasite de s'installer.

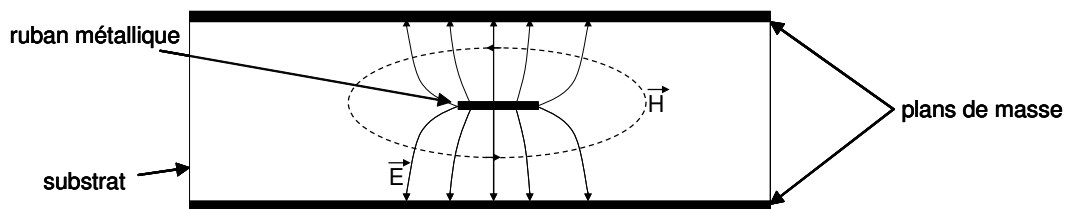


Figure I-5 : configuration des champs électrique et magnétique pour une ligne de transmission en technologie triplaque

Cette technologie permet de réaliser des circuits compacts en raison de la permittivité élevée sur l'ensemble de la structure. Les circuits triplaques sont bien isolés des parasites électromagnétiques grâce aux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat, de plus, il n'y a pas de pertes par rayonnement.

Les inconvénients majeurs rencontrés par cette technologie concernent les dispersions technologiques qui ont un impact fort sur la réponse électrique en raison

de l'immersion totale de la ligne dans le substrat. De plus, le report d'éléments actifs ou tout autre élément discret n'est pas aisé.

I.2.5 La technologie microruban

Cette technologie est constituée d'un ruban métallique situé sur une face du substrat, le plan de masse étant déposé sur l'autre face du substrat (Fig. I-6). Le mode propagé est un mode quasi-*TEM* dont la distribution des lignes de champs est présentée sur la figure I-7 [I.4]. Cette technologie est très utilisée par les concepteurs de filtres hyperfréquences car elle permet une grande souplesse topologique. En effet, la fabrication des circuits est bien maîtrisée et le report d'éléments discrets est assez facilement réalisable. De plus, les circuits microruban sont assez aisément reproductibles.

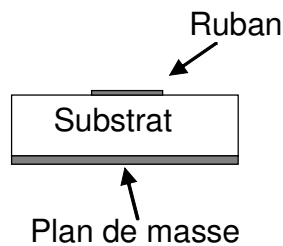


Figure I-6 : configuration d'une ligne en technologie microruban

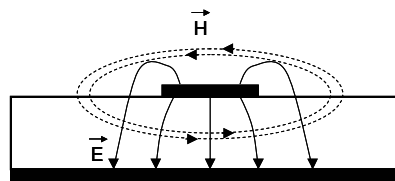


Figure I-7 : configuration des champs électrique (E) et magnétique (H) pour une ligne de transmission en technologie microruban

Nous allons maintenant présenter différentes topologies de filtres réalisables sur la base de cette technologie planaire microruban.

I.2.5.a Filtre à stubs

Cette topologie est utilisée pour des rapports de bande moyens à larges, c'est-à-dire compris entre 20 et 80%. Des stubs, quart d'onde ou demi onde, respectivement court-circuités ou en circuits ouverts, sont reliés entre eux par des inverseurs quart d'onde (Fig. I-8) [I.1].

C'est une topologie classique, facile à maîtriser, et intéressante notamment pour la réalisation de fonctions de filtrage large bande.

En revanche, cette topologie ne peut être utilisée pour synthétiser des filtres dont la bande passante est inférieure à 20% en raison de contraintes technologiques (impédances caractéristiques trop faibles).



Figure I-8 : masque d'un filtre d'ordre 5 à stubs

I.2.5.b Filtre à lignes couplées

Cette topologie est utilisée pour réaliser des filtres dont le rapport de bande passante est inférieur à 20%. Ces filtres sont constitués de sections de lignes couplées quart d'onde. La longueur de ces tronçons de lignes fixe la fréquence de fonctionnement alors que les largeurs des fentes fixent le niveau des couplages de proximité et donc la largeur de la bande passante (Fig. I-9) [I.1].

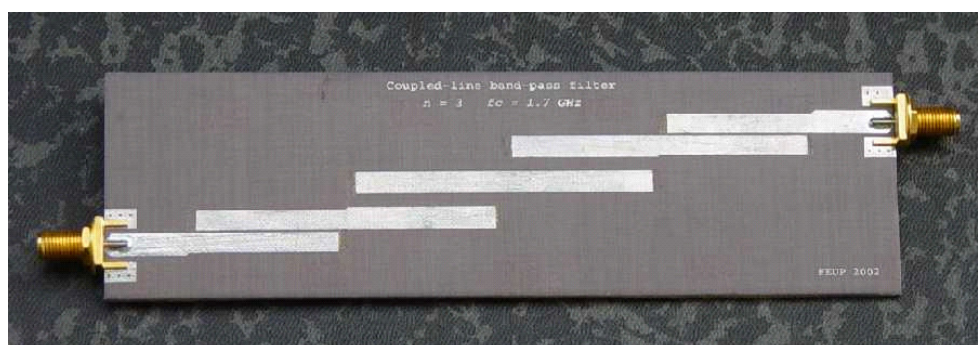


Figure I-9 : photographie d'un filtre d'ordre 3 à lignes couplées

Cette topologie présente l'avantage d'être assez facile à concevoir et à régler. Cependant, les performances électriques sont limitées. De plus, l'encombrement de cette structure est important. Notons toutefois que des travaux ont été effectués, notamment afin de réduire la taille de cette structure. Les topologies 'Hairpin' (Fig. I-10) constituent des alternatives intéressantes [I.14-I.15].

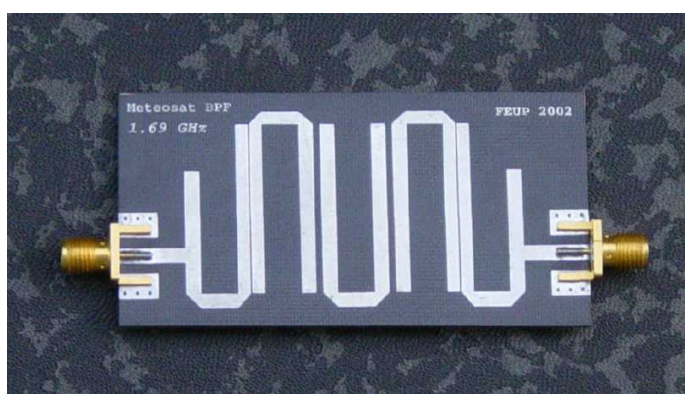


Figure I-10 : photographie d'un filtre 'Hairpin' d'ordre 3

I.2.5.c Filtre Dual Behavior Resonator (*DBR*)

Le *DBR* est un concept basé sur l'exploitation d'une recombinaison constructive considérée comme une résonance. Cette recombinaison constructive a lieu entre deux structures coupe bande. Ce concept a été imaginé et développé au LEST par Cédric Quendo [I.16-I.18].

Dans le cas d'une réalisation planaire, les structures coupe bande sont réalisées grâce à des stubs qui peuvent être en circuit ouvert ou court-circuités.

Chaque résonateur est donc composé de deux stubs. Chaque résonateur synthétise deux zéros de transmission, situés de part et d'autre de la résonance. Les résonateurs sont couplés entre eux au moyen d'inverseurs quart d'onde (Fig. I-11). Cette topologie permet un contrôle non seulement de la bande passante, mais aussi des bandes coupées situées de part et d'autre de celle-ci et ceci de manière indépendante. C'est un avantage certain dans le cas où les spécifications électriques autour de la bande sont exigeantes en terme de réjection. En contrepartie, cela génère des remontées harmoniques parasites. Des techniques pour maîtriser ces remontées parasites à l'aide de stubs ont été mises en œuvre afin d'obtenir une réponse hors bande satisfaisante [I.19].

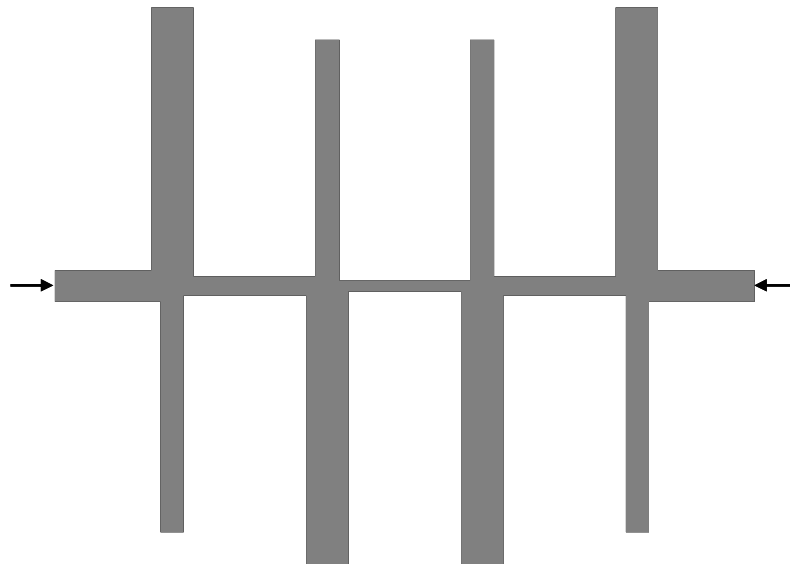


Figure I-11 : masque d'un filtre *DBR* d'ordre 4 à base de stubs en circuit ouvert

Au cours de son travail de thèse, soutenu en novembre 2006, Alexandre Manchec a démontré que les facteurs de qualité issus de la topologie *DBR* sont supérieurs à ceux des topologies classiques microruban. Le coefficient de qualité à vide des résonateurs *DBR* est situé autour de 180 dans le cas le plus favorable.

Ce travail a aussi permis de mettre en évidence la flexibilité de cette structure en terme de conception et a démontré la possibilité d'arriver à des circuits assez compacts grâce au repliement des stubs [I.20].

I.2.5.d Conclusion

Un récapitulatif des topologies microruban décrites est présenté dans le tableau I.1. Nous sommes bien évidemment conscients qu'il existe de nombreuses autres topologies possibles (filtres à couplage capacitif localisé, filtres interdigités...), cependant, notre but n'est pas ici d'être exhaustif, mais de présenter des topologies représentatives des performances atteignables en technologie planaire ainsi que leurs principaux avantages et inconvénients. En termes de performances électriques, les technologies microruban, triplaque et coplanaire sont assez proches, par conséquent, les critères de choix de ce point de vue là seront plutôt liés au contexte particulier de l'application.

	Filtre à stubs	Filtre à lignes couplées	Filtre DBR
Bande passante relative	moyen à large 20 à 80%	faible < 20%	faible à très faible Quelques % à 20%
Facteur de qualité	≈ 80	≈ 120	≈ 180

Tableau I.1 : comparaison de 3 topologies microruban

Globalement, les points forts de la technologie microruban sont une grande simplicité et un faible coût de fabrication, ainsi qu'un mode de propagation bien identifié et facilement modélisable. Aussi, les bibliothèques de modèles sont bien fournies et il est relativement facile de simuler le comportement global de circuits microruban.

De plus, la technologie microruban permet d'effectuer des réglages post-réalisation, très utile pour compenser la dispersion éventuelle de la permittivité du substrat utilisé lors de la réalisation. Le principe est de disposer des petits plots métalliques (100 µm x 100 µm) à proximité des endroits sensibles. Si la réponse électrique mesurée le nécessite, ces plots sont par la suite connectés (grâce à des bindings) pour compenser un décalage de la permittivité par rapport à la valeur utilisée lors de la conception.

Malheureusement, cette technologie microruban présente aussi des inconvénients, parmi ceux-ci, la nécessité de réaliser des trous métallisés pour réaliser la mise à la masse, ainsi que la difficulté à obtenir des forts couplages de proximité et la plage d'impédances caractéristiques accessibles assez réduite sont les points les plus pénalisants. Pour pallier ces derniers inconvénients, la technologie multicouche a été introduite. Nous allons maintenant présenter cette dernière ainsi que la technologie membrane et la technologie *HTS*.

I.2.6 Les autres technologies planaires

Les procédés de fabrication des technologies que nous allons maintenant décrire sont un peu plus complexes que ceux présentés en I.2.1. Cependant, nous avons choisi de les insérer dans cette partie dans la mesure où les modèles ainsi que les outils utilisés sont identiques à ceux sélectionnés pour les études microruban, triplaque et coplanaire. Les structures présentées utilisent toutes un mode quasi-*TEM*.

I.2.6.a La technologie multicouche

La technologie multicouche vise à augmenter la flexibilité de conception de la technologie microruban ; c'est-à-dire élargir la plage d'impédances caractéristiques réalisables (5 à 125 Ω) en comparaison avec la plage d'impédances caractéristiques accessibles en technologie microruban classique (20 à 100 Ω). Cette technologie permet aussi d'élargir la gamme de couplage afin de faciliter la mise en œuvre de couplages particuliers, entre résonateurs non adjacents par exemple (Fig. I-12) [I.21]. Pour mener à bien ces objectifs, la technologie multicouche telle qu'elle est mise en œuvre au LEST utilise un substrat en alumine de quelques centaines de microns qui joue le rôle de support mécanique de base sur lequel sont ensuite déposées différentes couches de métallisation et/ou de diélectrique. L'épaisseur des couches diélectriques est de quelques dizaines de micromètres, la permittivité relative de celles-ci étant de l'ordre de 4. Les épaisseurs des couches de métallisation sont typiquement de 3 à 4 micromètres. Cette technologie est donc attractive car elle permet de s'affranchir de certaines limites liées à la technologie microruban.

Cependant, il faut noter que cela ne permet pas toujours d'améliorer les performances électriques et que le procédé de fabrication est plus délicat que pour la réalisation de circuits microruban classiques (sensibilité, alignement...).

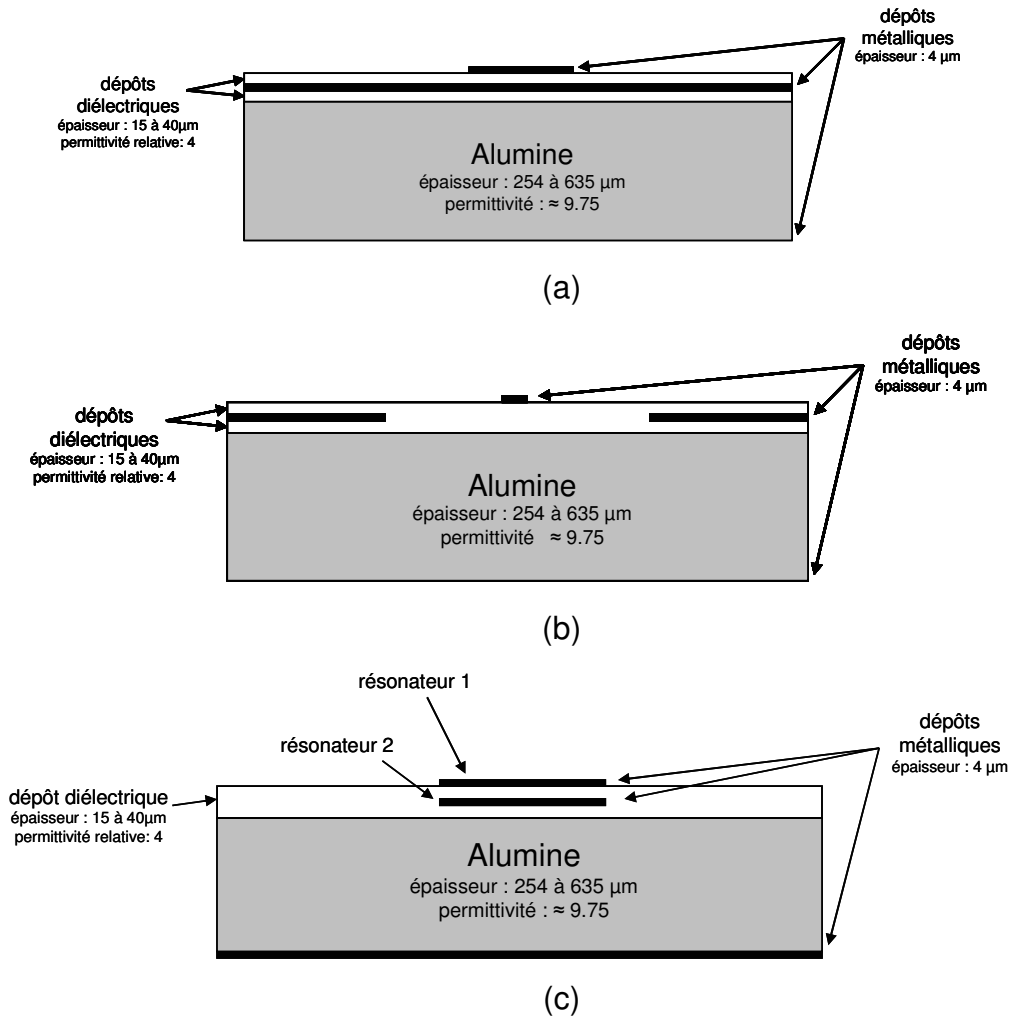


Figure I-12 : technologie planaire multicouche : (a) ligne faible impédance, (b) ligne forte impédance, (c) couplage fort entre résonateurs

I.2.6.b La technologie *LTCC*

La technologie *LTCC* (Low Temperature Cofired Ceramics) est dérivée de la technologie multicouche. Le *LTCC* repose sur l'empilement et la cuisson sous contraintes de céramiques crues [I.22]. Le procédé de fabrication est détaillé sur la figure I-13. Le matériau du substrat, de l'alumine crue, se présente sous la forme d'un rouleau. Des feuilles de pâte crue (green tapes) sont découpées, percées puis sérigraphiées séparément. Elles sont ensuite superposées, laminées et cuites

ensemble. La cuisson dure entre 2 et 5 heures et la température maximale atteinte est de 895°C. Le nombre maximal de couches est en général de 8, l'épaisseur typique de chacune d'entre elles étant de 100 µm. Ce procédé permet d'obtenir des circuits présentant des performances mécaniques et électriques intéressantes, en effet, la structure réalisée est compacte, robuste et homogène du point de vue de la permittivité puisque aucune colle n'est utilisée.

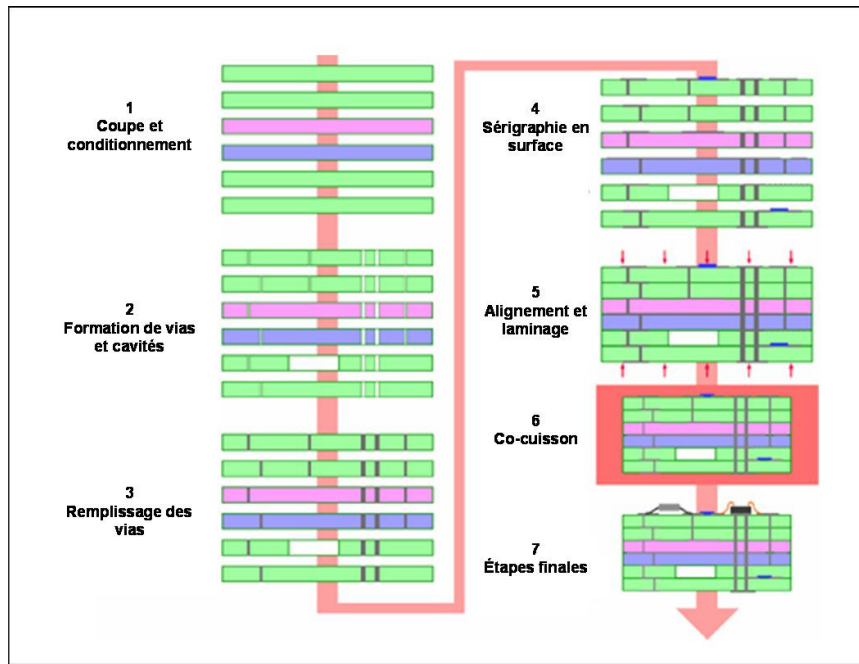


Figure I-13 : principe de fabrication d'un circuit LTCC [I.23]

Cette technologie permet de réaliser des structures dont les topologies sont planaires multicouches avec tous les avantages que cela comporte (gamme de couplages et d'impédances caractéristiques élargies, compatibilité conservée...). Un exemple des possibilités de réalisation planaire sur une technologie *LTCC* est donné sur la figure I-14. La compatibilité avec d'autres éléments est aussi illustrée sur cette figure.

Les principales difficultés rencontrées avec ce procédé sont essentiellement liées aux phénomènes de rétrécissement des couches et de dilatation thermique inter-couches qui se répercutent sur les précisions d'alignement et de superposition. L'équipement nécessaire pour la fabrication est très coûteux, en conséquence, la technologie *LTCC* est plutôt destinée à la production de grandes séries.

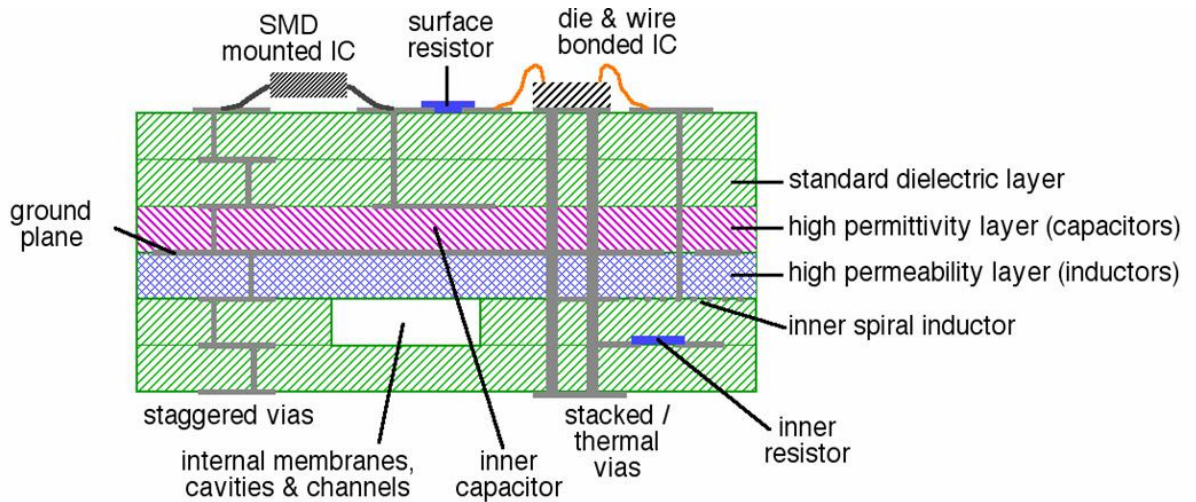


Figure I-14 : vue en coupe d'un circuit planaire sur *LTCC* [I.23]

I.2.6.c La technologie membrane

Dans cette technologie, un ruban métallique est déposé sur une fine couche diélectrique de faible permittivité. Cette couche diélectrique, dont l'épaisseur est de quelques micromètres, est suspendue dans l'air au dessus d'un plan de masse (Fig. I-15). La faible épaisseur et la faible permittivité de la couche diélectrique rendent l'effet de celle-ci négligeable. Un mode *TEM* se propage et tout se déroule donc comme si nous avions une ligne de transmission microruban dont le substrat est de l'air. De plus, cette technologie ne comporte aucune perte diélectrique, les performances sont donc améliorées [I.24-I.25]. En revanche, l'utilisation de l'air comme substrat induit un certain nombre d'inconvénients en relation directe avec la très faible permittivité de l'air : d'une part la taille des circuits est importante et d'autre part, il est difficile de réaliser des impédances caractéristiques faibles. Enfin, la compatibilité et la fragilité sont des paramètres critiques dans l'optique d'une intégration système.

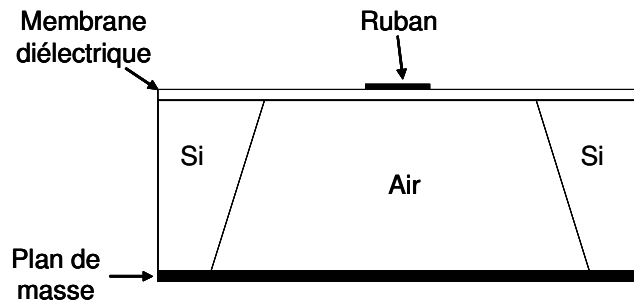


Figure I-15 : configuration d'une ligne en technologie membrane

I.2.6.d La technologie *HTS*

La technologie *HTS* (High Temperature Superconductor) consiste à tirer parti de l'effet supraconducteur d'une couche mince d'oxyde déposée sur un substrat inorganique planaire. Grâce aux très faibles pertes du matériau supraconducteur, les performances électriques obtenues avec cette technologie sont excellentes [I.26-I.28]. La principale limitation de cette technologie concerne la nécessité d'utiliser un cryogénérateur, qui, malgré de récentes avancées, reste un matériel encombrant, lourd, cher et gourmand en énergie. Aussi, cette technologie est difficilement embarquable.

I.2.7 Conclusion

Nous avons pu voir que les technologies planaires regroupent un ensemble de configurations assez différentes les unes des autres. Toutefois, nous pouvons relever un ensemble de points communs : tout d'abord, les procédés de fabrication sont relativement simples, bien maîtrisés et peu coûteux. Les circuits sont quant à eux légers et compacts.

De plus, nous avons vu que l'existence de modèles et l'utilisation de logiciels de modélisation et de simulation performants facilitent la synthèse en technologie planaire de fonctions de filtrage hyperfréquence. En outre, les circuits planaires présentent globalement une bonne compatibilité avec les autres éléments du système prouvant ainsi le bon niveau d'intégrabilité des circuits réalisés avec ces technologies.

Malgré les nombreux travaux concernant l'amélioration de ces structures planaires, certains points sont encore problématiques.

En effet, ces technologies présentent globalement des performances électriques limitées. Comme nous l'avons vu, les facteurs de qualité atteints grâce à la topologie *DBR* se situent autour de 180, ce qui est parfois insuffisant pour répondre à des spécifications tendues. Dans le cas d'applications particulièrement exigeantes en termes de sélectivité et de pertes, il est indispensable de recourir à des technologies volumiques que nous allons maintenant décrire. Notons aussi que ces structures volumiques sont les seules à pouvoir être utilisées dès lors que les puissances mises en jeu sont importantes.

I.3 Méthodes de conception et fabrication de filtres volumiques

La technologie volumique est l'une des plus anciennes technologies de réalisation de filtres hyperfréquences. Elle consiste à utiliser une onde stationnaire siégeant à l'intérieur d'une cavité, qui fait office de résonateur.

I.3.1 Principe de fonctionnement

Les ondes électromagnétiques se propagent naturellement en espace libre. Cette propagation est régie par les équations de Maxwell [I.29-I.30]. Lorsqu'une onde électromagnétique se déplace le long d'un guide infini et de section constante, la propagation ne s'effectue que sous certaines conditions fixées par les équations de Maxwell, ainsi que par les conditions aux limites du guide considéré. Une onde électromagnétique se propageant dans un guide fermé peut être décomposée en une superposition de configurations électromagnétiques de base appelées modes de propagation. Pour un guide donné, en fonction de la fréquence, zéro, un ou plusieurs modes de propagation peuvent exister simultanément. Chaque mode de propagation est caractérisé par un agencement particulier des champs électrique et magnétique ainsi que par une fréquence de coupure et une constante de propagation.

Remarque : chaque mode se propage à partir d'une fréquence qui lui est propre (fréquence de coupure), le guide se comporte donc comme un filtre passe haut pour

chaque mode de propagation. Pour un guide d'onde donné, le mode propagé dont la fréquence de coupure est la plus basse est appelé mode fondamental.

Les modes de propagation sont classifiés en modes Transverse Electrique (TE), Transverse Magnétique (TM), Transverse ElectroMagnétique (TEM) ou hybride.

On a un mode TE lorsque le champ électrique à l'intérieur du guide est dans un plan perpendiculaire à l'axe du guide. De même, pour un mode TM , le champ magnétique n'a pas de composante longitudinale suivant l'axe du guide. Enfin, pour un mode TEM , les champs électrique et magnétique sont contenus dans un plan transversal perpendiculaire à l'axe du guide. Les modes hybrides n'apparaissent que dans des cas très particuliers (pertes conductrices très élevées), aussi nous les omettons volontairement ici [I.31].

Chaque type de mode (TE , TM , TEM) est défini par deux indices l et m . Pour un guide rectangulaire, l représente le nombre de demi-longueurs d'onde dans la plus grande dimension de la section du guide, et m représente le nombre de demi-longueurs d'onde dans la plus petite dimension de la section. Dans le cas d'un guide de section circulaire, l désigne la périodicité spatiale (en périodes complètes) de ce champ, quand on effectue un tour complet le long de la circonférence de la section droite du guide et m est le nombre de demi-périodes le long du rayon.

Remarque : Il n'existe pas de mode TEM dans des guides d'onde métalliques rectangulaire ou cylindrique. En revanche, dans le cas des guides coaxiaux, un mode TEM existe, il est d'ailleurs le mode fondamental.

Supposons maintenant que le guide rectangulaire ou cylindrique ne soit plus infini mais qu'il soit clos en ses deux extrémités par des murs de même nature que les parois du guide d'onde. De fait, on introduit de nouvelles conditions aux limites qui doivent aussi être vérifiées par le champ électromagnétique, en plus des conditions aux limites sur les parois du tronçon de guide. L'onde est réfléchi sur la paroi terminale, il y a superposition des ondes incidente et réfléchi, une onde stationnaire apparaît. Ainsi, une résonance s'établit dans la cavité lorsque la distance entre les deux murs est un multiple n (entier) de la demi-longueur d'onde guidée de la fréquence propagée. Le mode de résonance ainsi établi dans la cavité se nomme

TE_{lmn} ou TM_{lmn} selon le mode de propagation dont il est issu [I.31]. Chaque mode de résonance s'établit à une fréquence qui lui est propre. Cependant, il est possible que différents modes fonctionnent à la même fréquence, on parle alors de modes dégénérés. Une cavité supporte une infinité de modes, chacun résonant à sa fréquence propre.

Remarque : Pour une cavité donnée, le mode de résonance dont la fréquence est la plus basse est appelé mode de résonance fondamental.

Du point de vue de la réalisation pratique, les cavités peuvent être délimitées par des murs électriques obtenus grâce à des parois métalliques, on parle alors de cavités métalliques. Dans ce cas, les cavités sont vides, ou remplies de diélectrique de façon à diminuer leur taille (cavités métalliques chargées). On trouve aussi des résonateurs dont les parois sont des murs magnétiques. Ces résonateurs sont duaux des cavités métalliques. Les murs magnétiques sont alors réalisés grâce à un fort contraste de permittivité. On parle alors de résonateurs diélectriques.

I.3.2 Cavités métalliques

Dans ce cas, les filtres sont réalisés à base de cavités métalliques, celles-ci étant obtenues par usinage d'un bloc de métal. La fréquence de résonance dépend de la taille des cavités alors que la bande passante est contrôlée grâce aux couplages inter-résonateurs (Fig. I-16). Ceux-ci sont réalisés au moyen d'ouvertures pratiquées dans les parois des cavités. Le réglage du niveau de couplage se fait via le positionnement de ces iris et leurs tailles.

Le principal avantage de ce type de structures réside dans la possibilité d'atteindre des facteurs de qualité très élevés, de l'ordre de plusieurs milliers, ce qui permet de réaliser des filtres présentant des bandes étroites avec des faibles pertes d'insertion. Par ailleurs, ce type de filtre permet de transmettre de fortes puissances, c'est pour cette raison qu'ils sont très utilisés dans les modules d'émission pour les télécommunications spatiales en particulier.

Les limitations sont principalement liées à l'encombrement, au poids, au coût, ainsi qu'à la difficulté à reproduire en grande série ce genre d'équipement. En effet,

ces filtres nécessitent un réglage post réalisation important. Celui-ci est effectué grâce à des vis permettant de modifier non seulement le couplage mais aussi les fréquences de résonance des cavités. Le réglage se faisant individuellement pour chaque cavité, ou pour chaque filtre s'il s'agit d'un multiplexeur, cette phase peut être assez longue.

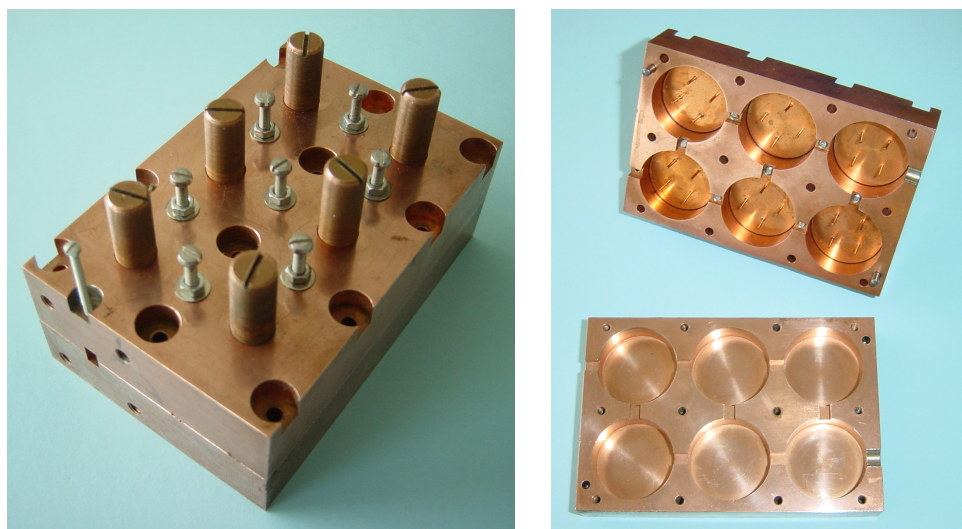


Figure I-16 : photographies d'un filtre d'ordre 6 en cavités métalliques cylindriques [I.30]

I.3.3 Résonateurs diélectriques

Les filtres à résonateurs diélectriques exploitent des modes de résonance apparaissant à l'intérieur de blocs diélectriques de très forte permittivité de forme parallélépipédique ou cylindrique. Les limites de ces résonateurs sont des murs magnétiques obtenus grâce à un fort contraste de permittivité entre le diélectrique et l'air. Ainsi, plus la permittivité du diélectrique est importante, meilleure est l'efficacité du mur magnétique. Il faut toutefois préciser qu'un tel mur magnétique est beaucoup moins localisé qu'un mur électrique réalisé grâce à une paroi métallique. Ainsi, bien que le diélectrique présente généralement une forte permittivité (plusieurs dizaines), le champ électromagnétique n'est pas complètement confiné dans le diélectrique. La réalisation des couplages entre les résonateurs s'effectue à travers l'air, les résonateurs étant situés à proximité les uns des autres. Les couplages d'entrée et de sortie s'effectuent à l'aide de lignes microruban ou de sondes coaxiales elles aussi

situées à proximité du résonateur diélectrique (Fig. I-17). Selon le matériau diélectrique utilisé ainsi que le mode de fonctionnement retenu, les facteurs de qualité à vide relevés peuvent atteindre quelques milliers. L'intérêt de ces filtres réside bien évidemment dans ces facteurs de qualité élevés. Grâce à l'utilisation de matériaux diélectriques, et en comparaison avec les filtres à cavités métalliques, ces filtres sont moins encombrants et moins lourds. De plus, les puissances admissibles sont ici aussi assez élevées.

En revanche, le réglage de ces filtres, ainsi que les difficultés à avoir une excitation simple et ne présentant pas trop de pertes sont les principaux points faibles de cette technologie.

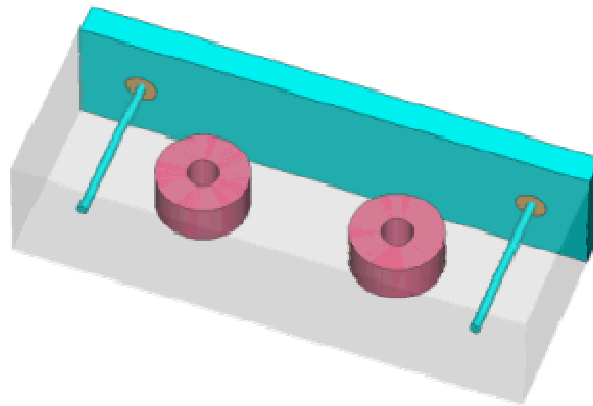


Figure I-17 : dessin d'un filtre d'ordre 2 à résonateurs diélectriques cylindriques

I.3.4 Outils et Méthodes de développement

Contrairement aux technologies planaires, il n'existe pas de "briques de bases" pour modéliser le comportement des différents éléments d'une structure volumique. Aussi, la méthode de développement utilisée est différente. L'outil logiciel FILCAV (FILtre à CAVités) [I.32], développé par des laboratoires français sous la coordination du Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), permet de synthétiser une fonction de transfert à partir du gabarit désiré. Dans ce logiciel, l'ordre n du filtre est un paramètre d'entrée que le concepteur peut librement choisir. La fonction de transfert proposée est donnée sous la forme d'une matrice nodale dont l'ordre est équivalent à celui du filtre. La modélisation sous forme de matrice est très générale,

ainsi, elle peut prendre en compte des fonctions de filtrage avec des zéros de transmission et/ou des fonctions de filtrage à phase linéaire.

La matrice obtenue est celle d'un filtre prototype passe-bas dont les pulsations sont normalisées :

$$\begin{bmatrix} D_1 & D_{1,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{2,1} & D_2 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & D_{p-1,p} & D_{p-1,p+1} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_{p,p-1} & D_p & D_{p,p+1} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & D_{p+1,p-1} & D_{p+1,p} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & D_{n-1} & D_{n-1,n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & D_{n,n-1} & D_n \end{bmatrix} \text{ avec } R_E \text{ et } R_S$$

- Les termes diagonaux de la matrice (D_j) sont les valeurs des susceptances qui permettent de corriger les fréquences des résonateurs aux cas où tous les résonateurs du filtre ne fonctionnent pas à la même fréquence.

- les termes non diagonaux ($D_{i,j}$) correspondent aux valeurs des couplages entre chacun des résonateurs ; par exemple, le terme placé sur la troisième colonne et la deuxième ligne correspond au couplage entre le deuxième et le troisième résonateur.

-les valeurs des couplages d'entrée et de sortie sont données à part sous la forme de termes nommés R_E et R_S . Leur dimension est celle d'une résistance.

La matrice du filtre est obtenue en effectuant une transformation de fréquence du passe-bas normalisé vers la fonction désirée (passe-bande, coupe-bande) puis en dénormalisant en fréquence [I.33].

Suite à cette dénormalisation et éventuellement à la transformation si nécessaire, la matrice de couplage du filtre dénormalisée est obtenue, celle-ci traduit la fonction désirée (passe-bande par exemple), avec les fréquences de résonance et des zéros de transmission désirées.

Ensuite, Il nous faut déterminer les dimensions des résonateurs. Pour ce faire, il faut d'abord déterminer le mode de résonance utilisé. La sélection du mode de résonance et le dimensionnement des cavités s'effectuent à l'aide de programmes, par exemple CalculMode et OptimiseMode développés au LEST par G. Tanné [1.34]. Ces outils permettent d'obtenir, à partir des paramètres physiques de la cavité, l'ensemble des modes résonant dans une cavité, ainsi que leurs caractéristiques (coefficient de qualité et fréquence de résonance). Il reste à caractériser les couplages entre résonateurs. Cette caractérisation permet ensuite de dimensionner les iris en fonction des valeurs présentées dans la matrice dénormalisée. Un ensemble de simulations électromagnétiques est nécessaire pour tracer l'abaque de couplage entre deux résonateurs. Une fois cet abaque tracé, la structure globale peut être dessinée et simulée électromagnétiquement.

L'utilisation de simulateurs électromagnétiques 3D est indispensable étant donné que les champs électromagnétiques sont répartis dans les trois dimensions.

Parmi ceux-ci, il existe des simulateurs temporels ou des simulateurs fréquentiels. Les premiers sont particulièrement performants lorsqu'il s'agit d'études sur des larges bandes de fréquences (antennes, coupleurs) mais sont peu précis lorsqu'il s'agit d'études faibles bandes. Aussi, pour la simulation de structures filtrantes, il est préférable d'utiliser une méthode de résolution fréquentielle. Plusieurs logiciels commerciaux utilisent des méthodes fréquentielles purement volumiques (CST Microwave Studio[®], Ansoft HFSS[™] par exemple), au laboratoire, nous sommes équipés du logiciel 3D HFSS[™]. Bien que ces logiciels aient fait d'énormes progrès au cours des dernières années, le traitement de structures un peu complexes reste problématique.

L'avantage du logiciel HFSS[™] est sa capacité à précisément prendre en compte l'intégralité des phénomènes rencontrés, et ce dans les trois dimensions.

La contrepartie associée à cette précision est d'avoir des simulations particulièrement longues pouvant parfois aller jusqu'à plusieurs heures. La mise en œuvre d'importants moyens informatiques réduit quelque peu ces temps de calcul et accélère donc le réglage des structures. C'est pourquoi au laboratoire, nous sommes équipés d'une station de calcul spécifique dotée d'un biprocesseur à double cœur et d'une mémoire vive augmentée (8 GigaOctets).

En outre, un autre inconvénient du logiciel HFSS™ est que les études sur des larges bandes sont difficiles à mener en raison de la méthode de maillage adaptatif retenue, or ces études sont nécessaires pour caractériser les bandes d'arrêt. Une solution est alors de scinder la bande d'intérêt en plusieurs bandes fréquentielles adjacentes.

En comparaison avec les outils utilisés pour la conception de circuits planaires, la conception de circuits volumiques présente un certain nombre de contraintes. En effet, il y a une carence au niveau de la modélisation des structures : la phase d'optimisation électromagnétique intervient immédiatement après la conception théorique idéale (matrices), ce qui rend parfois le réglage électromagnétique long et fastidieux en cas d'écart important entre la réponse désirée et la réponse électromagnétique initiale.

I.3.5 Conclusion

Comme nous avons pu le voir, les technologies volumiques présentent des caractéristiques électriques intéressantes, c'est-à-dire des facteurs de qualité élevés. Malheureusement, celles-ci souffrent aussi de nombreux points faibles tant au niveau des circuits en eux mêmes (poids, coût, reproductibilité, difficultés de réglage) qu'au niveau des méthodes et outils de conception (simulations électromagnétiques lourdes, absence d'outil de modélisation comportemental).

A l'inverse, les technologies planaires présentent des caractéristiques attractives (faible poids, faible coût, reproductibilité aisée) mais sont pénalisées par les faibles performances en terme de sélectivité et de pertes.

Les caractéristiques des technologies planaires et volumiques sont résumées dans le tableau I.2. A titre de comparaison, les technologies à éléments localisés et les technologies à ondes acoustiques de surface (*SAW*) et dans un volume (*BAW*) sont aussi présentées dans ce tableau. Nous avons choisi de ne pas les décrire dans la mesure où les fréquences de fonctionnement de ces systèmes sont limitées à quelques GigaHertz. Toutefois, ce sont des solutions attractives qui ont fait d'énormes progrès au cours de ces dernières années. Dans le cas où des solutions permettraient de repousser suffisamment les limitations en fréquence, il faudra reconsidérer notre position vis-à-vis de ces technologies particulières.

	technologies volumiques		technologie planaire	filtres à résonateurs LC localisés	SAW / BAW
	filtres à cavités métalliques	filtres à résonateurs diélectriques	filtres plans (microruban/CPW)		
fréquence de fonctionnement	10 GHz-100GHz	800MHz-100GHz	500MHz-60GHz	< 5GHz	<5GHz
largeur de bande	<10%	<10%	5-100%		
facteur de qualité	très élevé	très élevé	faible	très faible	moyen
intégrabilité	difficile	difficile	excellente	excellente	moyenne
puissance admissible	importante	importante	faible	faible	faible
coût de fabrication	élevé	élevé	faible	faible	faible
outils logiciels	simulation électromagnétique 3D	simulation électromagnétique 3D	nombreux modèles, simulations électromagnétiques (MoM, MEF) 2D et 3D	modèles	simulation électromagnétique + acoustique
Temps de conception et de réglage	important (réglage)	important (réglage)	moyen	faible	faible
reproductibilité	difficile réglages manuels	délicate réglages manuels	excellente	excellente	excellente

Tableau I.2 : comparaison de différentes technologies de réalisation de filtres hyperfréquences

L'examen de ce tableau révèle que les technologies planaires et volumiques sont assez complémentaires. C'est donc tout naturellement que l'idée de les associer est apparue. L'application de ce concept de filtres hybrides a récemment fait l'objet de nombreux travaux. Nous allons maintenant présenter ces filtres associant technologies planaire et volumique.

I.4 Les filtres hybrides

L'objectif des filtres hybrides est d'obtenir un circuit dont les caractéristiques sont proches du planaire en ce qui concerne l'intégrabilité et le processus de fabrication, tout en ayant des facteurs de qualité approchant ceux atteints en technologie volumique. Nous allons ici présenter des filtres hybrides utilisant les technologies microruban et *LTCC*.

I.4.1 Filtrés hybrides à partir de la technologie microruban

La réalisation de circuits à base de cavités enterrées dans des substrats planaires a été appelée Substrate Integrated Waveguide (*SIW*). Celle-ci a été introduite en 2001 [I.35]. Ce concept *SIW* associe l'utilisation d'une technologie de réalisation planaire de type microruban et le fonctionnement de cavités dans lesquelles vont exister des modes volumiques. Techniquement, les cavités sont incluses dans le substrat et sont délimitées pour les faces supérieures et inférieures par des plans métalliques et pour les faces latérales par des rangées de trous métallisés. Ces vias doivent avoir un diamètre et un espacement suffisamment faibles pour apparaître comme des murs électriques parfaits à la fréquence de résonance du mode considéré [I.36]. Cependant, la substitution de murs électriques réels par des trous métallisés implique que certains modes ne peuvent pas résonner. Les modes qui ne peuvent pas s'établir sont ceux dont les lignes de courant sont perpendiculaires aux vias [I.37]. Les guides *SIW* propagent uniquement des modes TE_{10} dans l'épaisseur du substrat [I.38]. Le mode de résonance fondamental associé est le TE_{101} . Le coefficient de qualité à vide associé à ces structures est de l'ordre de 280.

L'alimentation des cavités se fait grâce à une transition propre au mode excité [I.35]. Ainsi, le circuit peut facilement être connecté aux autres éléments de façon planaire. Un exemple de filtres *SIW* est présenté sur la figure I-18.

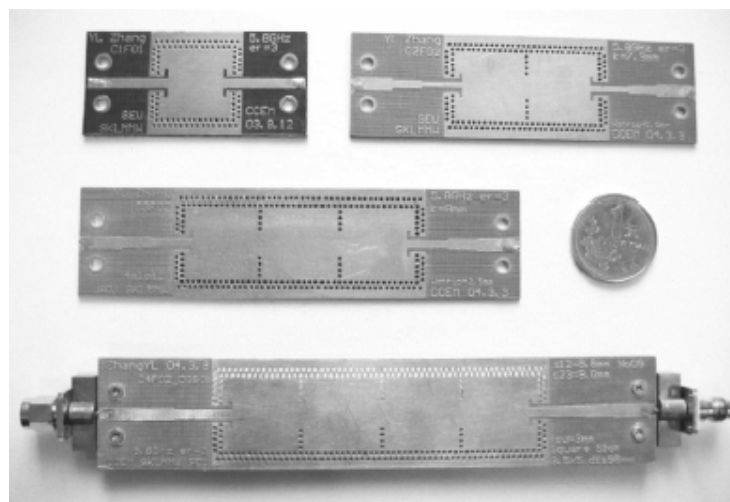


Figure I-18 : photographie de filtres *SIW* [I.35]

Les outils utilisés pour le développement de ces structures sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas de technologies volumiques. En effet, ces structures peuvent être assimilées à des structures volumiques dont les couplages d'entrée-sortie et les processus de fabrication sont planaires. Au cours de l'étude de filtres *SIW*, les logiciels utilisés sont donc des simulateurs électromagnétiques tridimensionnels.

L'intérêt de ce type de structures réside principalement dans le fait d'avoir un facteur de qualité meilleur que ceux atteignables avec les topologies planaires. Par ailleurs, ces circuits présentent une bonne compatibilité, un poids faible et un coût de fabrication peu important au regard des techniques volumiques. De plus, la reproductibilité de ces structures est bonne.

En revanche, la difficulté à modéliser, et donc les temps de réglages importants sont des points faibles de ces structures du point de vue de la conception. Celle-ci est d'autant plus difficile que les structures *SIW* présentent une faible flexibilité. En effet, les possibilités de couplage et la flexibilité topologique sont peu importantes, ce qui rend le travail de conception difficile.

La fragilité mécanique due à la multitude de trous métallisés restreint les domaines d'application possibles pour ces structures.

Par ailleurs, le manque de réglage pour ces circuits peut être pénalisant.

Enfin, la limitation de la puissance admissible est un point faible des techniques *SIW*.

I.4.2 Filtres hybrides en technologie *LTCC*

La technologie *LTCC* permet aussi de réaliser des structures volumiques enterrées. De nombreux travaux concernant ces techniques ont récemment été menés [I.39-I.42]. Deux exemples de circuits sont présentés sur les figures I-19 et I-20.



Figure I-19 : filtre d'ordre 3 réalisé en *LTCC* [I.39]

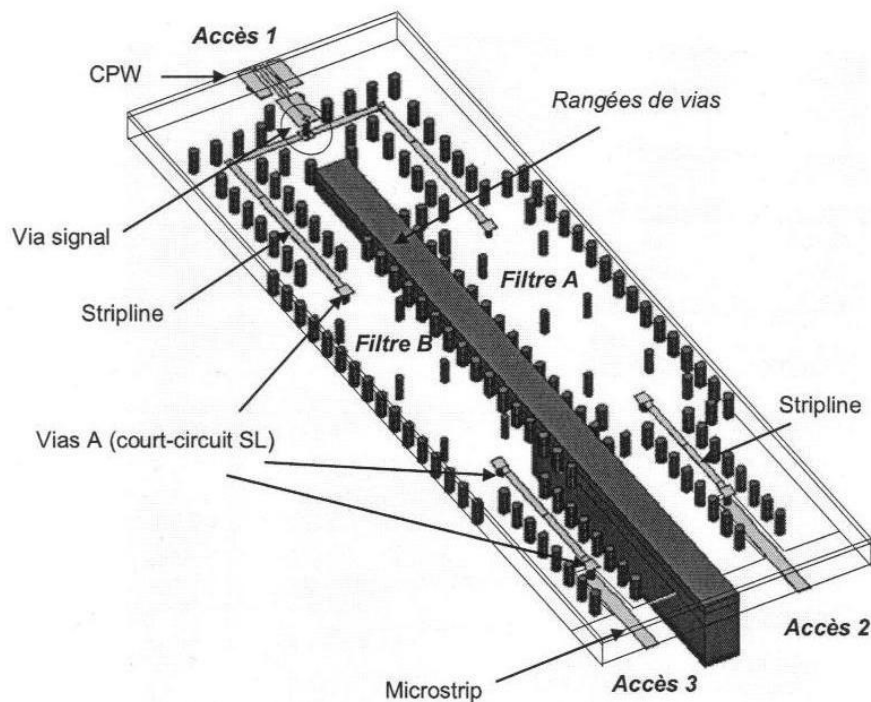


Figure I-20 : duplexeur réalisé en *LTCC* [I.42]

L'immunité électromagnétique de ces circuits, obtenue par une ou plusieurs rangées de vias, est un des points forts de ces circuits.

De plus, la solidité mécanique est supérieure aux structures *SIW* en raison de la nature même du procédé de fabrication (grâce à la co-cuisson entre autres).

En revanche, la réalisation technologique de ces circuits est plus difficile et beaucoup plus coûteuse à mettre en œuvre que pour un circuit *SIW*.

Les outils utilisés pour simuler ces structures *LTCC* sont les mêmes que pour la conception de filtres volumiques [I.43], à savoir des simulateurs électromagnétiques 3D.

I.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les deux familles de technologies historiques de fabrication de filtres hyperfréquence. Ainsi, nous avons pu nous intéresser aux technologies planaires, puis nous avons détaillé les technologies volumiques. Chacune de ces deux technologies présente des avantages, et c'est pourquoi de nouvelles techniques essayant d'associer les technologies planaires et volumiques ont vu le jour. Les technologies *S/W* permettent d'associer certains atouts du volumique avec les points forts des technologies planaires. Cependant, le compromis parfait n'étant pas facile à réaliser, ces techniques comportent encore des inconvénients. Nous allons proposer des solutions originales afin d'améliorer cette symbiose entre planaire et volumique.

Bibliographie du chapitre I

- [I.1] **G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones**
“Microwave Filters, Impedance-Matching, Networks, and Coupling Structures”
Dedham, M.A. Artech House, pp 149-155, 1980
- [I.2] **A. Manchec**
“Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée”
Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale
Brest, novembre 2006
- [I.3] **S.B. Cohn**
“Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters”
Proc. IRE 47, pp 1342-1348, août 1959
- [I.4] **K.C. Gupta, R. Gang, J.J. Bahl**
“Microstrip Lines and Slotlines”
Dedham, M.A. Artech House, 1996
- [I.5] **Advanced Design System™, logiciel proposé par Agilent Technologies®**
http://eesof.tm.agilent.com/products/ads_main.html
- [I.6] **P. Chariras, S. Giroux, L. Arzur, C. Copy**
“ADS Manuel d'utilisation”
Rapport de PFE, ENIB, 2002
- [I.7] **Momentum™, logiciel proposé par Agilent Technologies®**
http://eesof.tm.agilent.com/products/momentum_main.html
- [I.8] **Ansoft Designer®, logiciel proposé par Ansoft®**
http://www.ansoft.com/products/hf/ansoft_designer/

[I.9] **Zeland Software™**

<http://www.zeland.com/>

[I.10] <http://www-mo.enst-bretagne.fr/pages/informatique.htm>

[I.11] **E. Rius**

“Modélisation de la technologie uniplanaire par la méthode des différences finies. Application au couplage et au filtrage”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale
Brest, N° d'ordre 324, décembre 1994

[I.12] **D.S. Williams, S.E. Shwarz**

“Design and performances of coplanar waveguide bandpass filters”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 31, n°7, pp 558-586, mars 1983

[I.13] **W. Menzel, W. Schwab**

“Compact multilayer filter structures for coplanar MMICs”

IEEE Microwave and Guided Wave Letters
Vol. 2, n°12, décembre 1992

[I.14] **K. Konno**

“Small Size Compline Microstrip Narrow BPF”

IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium
Albuquerque, NM, USA, juin 1992

[I.15] **S. Biber**

“Design of an interdigital Filter in Stripline technology”

Computer aided Microwave Circuit Design
avril 2000

[I.16] C. Quendo

“Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale
Brest, N° d'ordre 839, novembre 2001

[I.17] C. Quendo, E. Rius, C. Person

“Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 51, pp 734-742, mars 2003

[I.18] C. Quendo, E. Rius, C. Person

“Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-lengths stubs”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 52, pp 1034-1044, mars 2004.

[I.19] C. Quendo, C. Person, E. Rius, M. Ney

“Integration of optimized low-pass filters in band-pass filters for out-of-band improvement”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques special issue
Vol. 49, Issue 12, pp 2376-2383, décembre 2001

[I.20] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, J-F. Favennec

“Synthesis of dual behavior resonator (DBR) filters with integrated low-pass structures for spurious responses suppression”

IEEE Microwave and Wireless Components Letters
Vol. 16, Issue 1, pp 4–6, janvier 2006

[I.21] Y. Clavet

“Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale
Brest, novembre 2006

[I.22] Site Internet de l'école polytechnique de Lausanne

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

[I.23] R. Valois, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola

"High Performances of Shielded LTCC Vertical Transitions From DC up to 50 GHz"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 53, Issue 6, pp 2026-2032, juin 2005

[I.24] P. Blondy, A.R. Brown, D. Cros, G.M. Rebeiz

"Low loss micromachined filters for millimetre-wave communication systems"

IEEE International Microwave Symposium

Baltimore, MA, USA, juin 1998

[I.25] S. Perrot

"Etude théorique et expérimentale de la technologie membrane pour applications « faible coût » aux longueurs d'onde millimétriques"

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale

Brest, novembre 2001

[I.26] R.R. Mansour

"Microwave superconductivity"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 50, Issue 3, pp 750-759, mars 2002

[I.27] J.S. Hony, M.J. Lancaster, D. Jedamzik, R.B. Greed

"On the development of superconducting microstrip filters for mobile communications applications"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 47, Issue 9, pp 1656-1663, septembre 1999

[I.28] M. Klauda, T. Kässer, B. Meyer

“Superconductors and Cryogenics for Future Communication Systems”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 48, Issue 7, pp 1227-1238, juillet 2000

[I.29] P.F. Combes

“Micro-ondes, 1. Lignes, guides et cavités”

Dunod, Paris, 1996

[I.30] J.F. Favennec

“Synthèses et réalisation de filtres hyperfréquences à bande très étroite et corrigés en temps de propagation de groupe”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale

Brest, N° d'Ordre 127, septembre 1990

[I.31] G. Boudouris

“Cavités électromagnétiques”

Dunod, 1971

[I.32] Notice Technique

“Manuel d'utilisation du logiciel FILCAV”

Document CNES

[I.33] J.F. Favennec

“Hyperfréquences” vol.2

Cours de 5^{ème} année de L'ENIB, 2003

[I.34] G. Tanné

“Conception et réalisation de multiplexeurs micro-ondes à canaux adjacents”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale

Brest, N° d'Ordre 321, décembre 1994

[I.35] D. Deslandes, K. Wu

"Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form"

IEEE Microwave and Wireless Components Letters

Vol. 11, Issue 2, pp 68–70, février 2001

[I.36] D. Deslandes, K. Wu

"Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 51, Issue 2, pp 593-596, février 2003

[I.37] F. Xu, K. Wu

"Guided wave and leakage characteristics of Substrate Integrated Waveguide"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 53, Issue 1, pp 66-73, janvier 2005

[I.38] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J.Chen, K.Wu

"Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 15, Issue 11, pp 787-789, novembre 2005

[I.39] L. Rigaudeau, P. Ferrand, D. Baillargeat, S. Bila, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola

"LTCC 3-D Resonators Applied to the Design of Very Compact Filters for Q-Band Applications"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 54, Issue 6, pp 2620-2627, juin 2006

[I.40] J-H Lee, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar, M. Tentzeris

"Low Loss LTCC Cavity Filters Using System-On-Package Technology at 60 GHz"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 53, Issue 12, pp 3817-3824, décembre 2005

[I.41] V. Piatnitsa, E. Jakku, S. Leppaevuori

“Design of a two-pole LTCC filters for wireless communications”

IEEE Transactions on Wireless Communications

Vol. 3, Issue 2, pp 379-381, mars 2004

[I.42] R. Valois

“Contribution de l'analyse électromagnétique et outils associés à la conception de modules de communications millimétriques et optoélectroniques”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Limoges

Limoges, décembre 2005

[I.43] S. Sarkar, S. Pinel, N. Kidera, J. Laskar

“Analysis and Application of 3-D LTCC Directional Filter Design for Multiband Millimeter Wave Integrated Module”

IEEE Transactions on Advanced Packaging

Vol. 30, Issue 1, pp 124-131, février 2007

CHAPITRE II

ETUDE D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE RÉSONATEUR SICC

Au cours du premier chapitre, nous avons décrit les technologies hybrides SIW qui consistent à associer les technologies planaires et volumiques. Nous avons vu que le poids, le volume, le coût de fabrication et la compatibilité sont plus intéressants que ceux des technologies volumiques. Cependant, nous avons pu constater que certains aspects des résonateurs SIW restent critiques, notamment la difficulté de conception. Cette difficulté s'explique par deux raisons :

D'une part, le fait d'utiliser des outils électromagnétiques tridimensionnels pénalise le concepteur en raison de la durée des simulations. Si cela ne rend pas la tâche difficile techniquement, cela la rend fastidieuse.

D'autre part, la topologie classiquement utilisée pour réaliser des SIW est une topologie dont les résonateurs sont rectangulaires et les couplages entre les résonateurs sont uniquement réalisés par des iris de couplage, ce qui rend la réalisation de certaines configurations de matrices de couplage impossible.

*Aussi, dans ce chapitre, nous allons nous attacher à faciliter la conception de ces filtres. Dans ce but, nous proposons dans un premier temps d'**optimiser la forme des résonateurs** de façon à augmenter la flexibilité de conception. Ce sera pour nous l'occasion d'introduire les SICC (Substrate Integrated Circular Cavities). Dans un second temps, nous examinerons une **nouvelle topologie de couplage** nous permettant de réaliser des couplages de natures différentes.*

CHAPITRE II : ÉTUDE D'UNE NOUVELLE TOPOLOGIE DE RÉSONATEUR : LA *SICC* (SUBSTRATE INTEGRATED CIRCULAR CAVITY)

II.1 Présentation des *SICC*

II.1.1 Principe de fonctionnement

Lors de l'observation de la répartition du champ magnétique dans les cavités *SIW* rectangulaires classiques, il apparaît que le mode utilisé est le TE_{101} ; il est le mode fondamental pour les dimensions caractéristiques des technologies *SIW*. Dans cette configuration, le champ magnétique forme une boucle circulaire dans le plan du substrat et le champ électrique est vertical. Or les cavités *SIW* définies par des rangées de vias sont rectangulaires. Ceci paraît néfaste car cette forme ne semble pas optimisée par rapport à la répartition circulaire du champ magnétique, ce qui a pour conséquence une légère augmentation injustifiée de l'encombrement. D'autre part, le fait que les cavités soient rectangulaires implique que les couplages se fassent selon l'une des quatre orientations données par les arêtes du rectangle ; ceci peut poser problème lors de l'association de cavités, nécessaire à la réalisation d'un filtre.

Partant de ce constat, nous avons étudié la possibilité d'utiliser une cavité ayant une forme cylindrique [II.1-II.3]. Une telle cavité permet d'avoir un résonateur dont les parois suivent de manière beaucoup plus naturelle le contour du champ magnétique tout en réduisant l'encombrement spatial du filtre. Cette cavité cylindrique incluse dans le substrat est appelée *SICC* (Substrate Integrated Circular Cavity).

L'utilisation d'une *SICC* nécessite de redéfinir les modes utilisés. En effet, dans le cas d'un *SIW* classique, la cavité est extraite d'un guide de section rectangulaire dans lequel se propage une onde électromagnétique. Ce guide, rempli de diélectrique, propage le mode TE_{10} le long du substrat, c'est-à-dire que l'axe du guide est parallèle aux surfaces du substrat (Fig. II-1). On réalise une cavité fonctionnant sur le mode fondamental TE_{101} en délimitant la cavité à l'aide de vias.

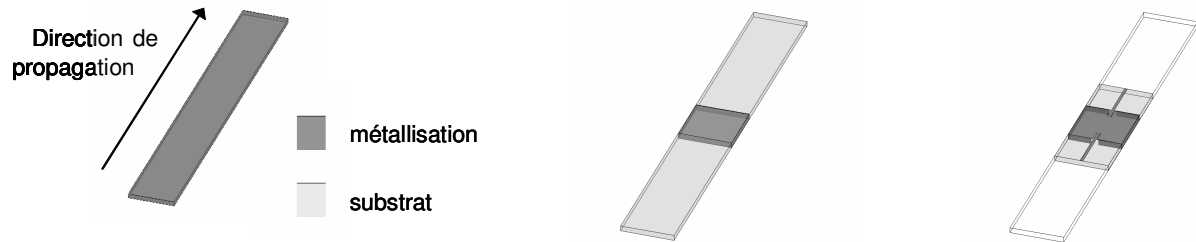


Figure II-1 : principe de construction d'une cavité rectangulaire *SIW*

Dans le cas d'une *SICC*, et pour avoir une configuration de champ qui soit la même que dans une cavité *SIW* rectangulaire, le guide est cylindrique et propage un mode TM ; la direction de propagation, c'est-à-dire l'axe du guide, est perpendiculaire au substrat. La cavité est une « tranche » du guide d'onde dont l'épaisseur est égale à la hauteur du substrat. La *SICC* est délimitée grâce à la métallisation sur les faces supérieure et inférieure (Fig. II-2). Le mode de résonance est le TM_{010} , c'est le mode fondamental.

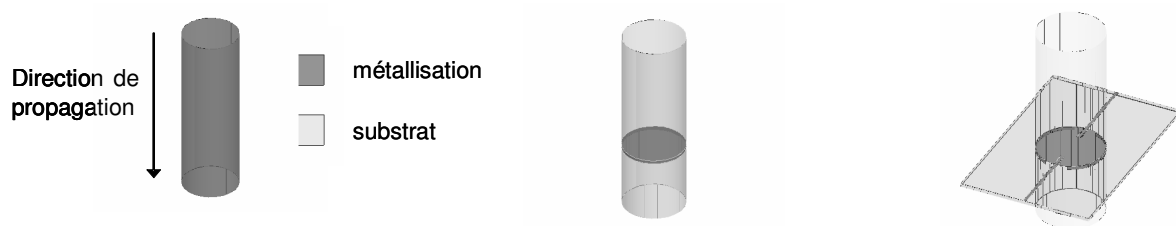


Figure II-2 : principe de construction d'une cavité *SICC*

Remarque : notons que malgré la différence d'appellation du mode, les répartitions des champs électromagnétiques sont similaires pour une cavité *SIW* rectangulaire et pour une cavité *SICC*. Le champ électrique est présenté sur la figure II-3.

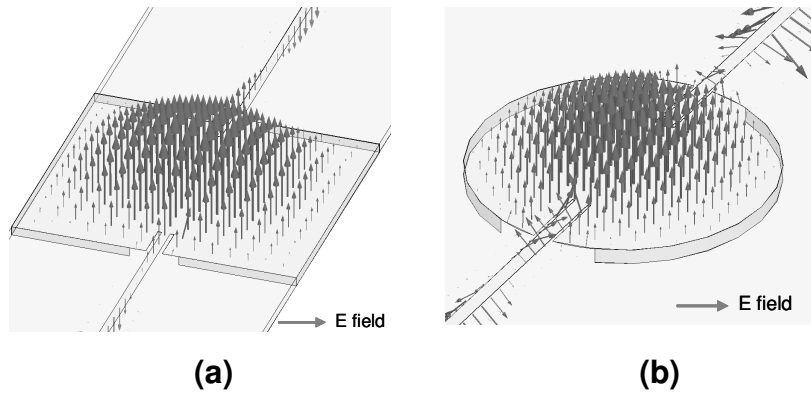


Figure II-3 : répartition du champ électrique dans une cavité SIW (a) et dans une cavité SICC (b)

Le champ magnétique forme une boucle dans le plan du substrat, sa distribution est la même quelle que soit la cavité considérée.

II.1.2 Analyse du système d'excitation

Le système d'excitation est la transition qui permet de passer d'une structure d'accès (mode planaire quasi- TEM) à un mode de cavité, en l'occurrence le mode TM_{010} . Pour effectuer cette transition, nous avons cherché à transmettre l'énergie vers la cavité à l'aide du champ magnétique H . Pour le mode quasi- TEM microruban, le champ magnétique forme une boucle autour de la ligne. Sous le ruban, le vecteur H est donc horizontal et sa direction est perpendiculaire à la direction de propagation sur la ligne (Fig. II-4). Cette orientation est, à cet endroit, tangentielle au champ magnétique du mode TM_{010} . La transition présentée utilise cette colinéarité entre les champs magnétiques de la ligne microruban et du mode TM_{010} . La ligne d'accès va

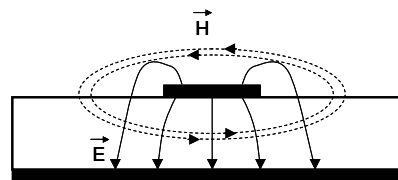


Figure II-4 : répartition des champs électrique et magnétique pour une ligne microruban

naturellement coupler son énergie à la cavité, et ce, essentiellement par l'intermédiaire du champ magnétique. En effet, le champ magnétique est maximal sur les bords de la cavité *SICC*, ce qui permet d'avoir un couplage présentant une forte efficacité.

La transition que nous avons adoptée est celle présentée sur la figure II-5.

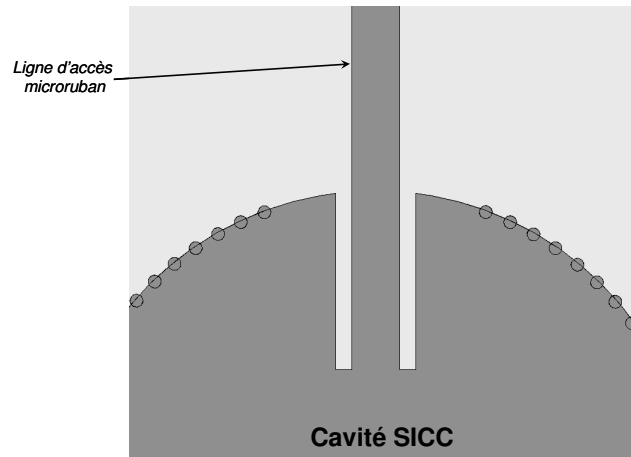


Figure II-5 : vue de dessus de la transition entre la ligne microruban et la cavité *SICC*

Le passage par la ligne coplanaire blindée, bien qu'il ne soit pas absolument nécessaire, permet d'apporter des paramètres de réglage supplémentaires afin de maîtriser au mieux le couplage d'entrée dans la cavité. En effet, la longueur et la largeur des fentes coplanaires permettent de jouer à la fois sur le couplage d'entrée c'est-à-dire sur le niveau d'énergie fourni à la cavité et sur l'adaptation du circuit en entrée. Lors du passage du mode de la ligne microruban au mode quasi-*TEM* de la ligne coplanaire blindée, le champ électrique prend la configuration présentée sur la figure II-6.

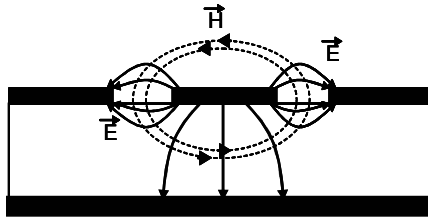


Figure II-6 : répartition des champs électrique et magnétique pour une ligne coplanaire blindée

Après avoir introduit la topologie *SICC* et avant de démontrer son apport dans la conception de filtres, il nous semble indispensable de vérifier que les performances électriques de ces cavités sont viables. Dans ce but, nous avons réalisé une cavité *SICC* seule en transmission.

II.1.3 La réalisation technologique

Les filtres réalisés à l'aide de cavités *SICC* résonnent sur des modes de type volumique. La cavité étant remplie de diélectrique, il est primordial que celui-ci présente les meilleures caractéristiques possibles de façon à minimiser les pertes diélectriques dans le résonateur. En effet, suite à plusieurs simulations électromagnétiques, nous avons constaté que 80% des pertes sont d'origine diélectrique. L'un des substrats courants présentant la meilleure tangente de pertes est l'alumine (tangente de pertes de 3×10^{-4} environ), c'est pourquoi nous avons choisi ce type de substrat pour la réalisation de nos circuits. Notons que la fabrication de cavités enterrées sur un substrat dont la tangente de pertes est supérieure à 3×10^{-4} implique une forte dégradation des performances. Ainsi, sur un substrat avec une tangente de perte de 3×10^{-3} le facteur de qualité est proche de ceux des topologies planaires. La métallisation est obtenue par procédé couche mince. La permittivité annoncée de ce substrat est de 9,9.

Les *SICC* sont délimitées à l'aide de vias. Ceux-ci jouent le rôle de paroi électrique et servent à délimiter la cavité. Pour que la condition de mur électrique soit vérifiée, il est important de respecter certaines dimensions, notamment le diamètre

des trous ainsi que leur espacement [II.4]. Naturellement, plus il y a de vias et plus ceux-ci sont rapprochés, meilleure est la condition de mur électrique.

Cependant, il faut aussi être vigilant à la fragilité mécanique des circuits : plus le nombre de trous augmente, plus le circuit est fragile. Il y a donc un compromis à trouver.

Sur un substrat de type alumine, les trous sont percés à l'aide d'un Laser, et leur diamètre est nécessairement de l'ordre de grandeur de l'épaisseur du substrat. Afin de trouver un compromis entre diamètre des vias trop important et fragilité excessive du circuit, nous avons choisi de réaliser nos circuits sur un substrat de 380 μm d'épaisseur. Le diamètre des trous métallisés est de 400 μm , l'espacement moyen entre eux est de 400 μm . Dans les zones sensibles électriquement (zone de couplage d'entrée, de sortie...), nous avons choisi de rajouter des vias de façon à éviter tout phénomène parasite. Cela s'est fait au détriment de la solidité mécanique, ce qui nous a valu quelques circuits cassés.

Du point de vue des performances théoriques, pour le mode exploité (TM_{010}), et sans tenir compte des contraintes de réalisation technologiques (diamètres et perçage des vias...), plus le substrat est épais et meilleures sont les performances électriques. Cependant, les facteurs de qualité augmentent de manière vraiment significative uniquement lorsqu'on utilise un mode supérieur. Le TM_{012} par exemple, qui présente de bonnes caractéristiques, nécessite pour être excité d'avoir une hauteur de substrat de 12 mm d'épaisseur environ (sur un substrat dont la permittivité est de 9,9).

Les circuits présentés ont été fabriqués par Thin Film Products sur le site de Pinsaguel, près de Toulouse. La fréquence de travail est de 14,5 GHz environ. Nous avons choisi de travailler dans la bande Ku car la taille des vias est appropriée à ces fréquences. De plus, les circuits réalisés sur alumine à ces fréquences sont relativement compacts.

La photographie de la *SICC* en transmission est présentée sur la figure II-7.

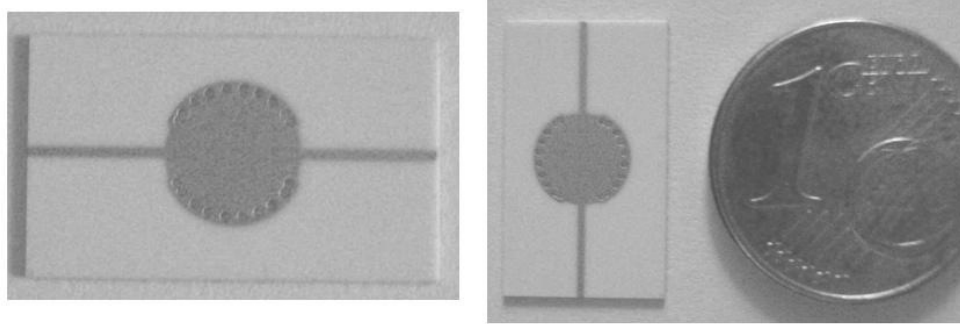


Figure II-7 : Photographie de la *SICC*

II.1.4 Résultats de mesures

Les mesures ainsi que les simulations associées à la cavité présentée ci-dessus sont présentées sur la figure II-8.

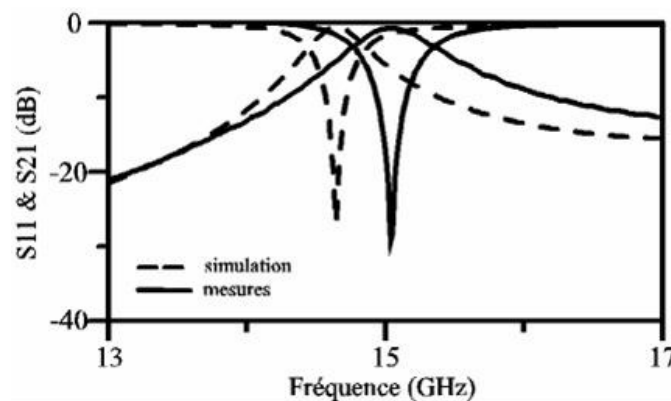


Figure II-8 : réponses électriques mesurées et simulées d'une *SICC* en transmission

Sur les courbes-réponses d'une cavité *SICC* seule, il est possible d'observer un décalage de la fréquence de résonance de la cavité entre la simulation et la mesure. Ce décalage provient de la permittivité de l'alumine. En effet, les céramiques utilisées ont des permittivités mal maîtrisées, ainsi, certaines alumines ont des permittivités annoncées à 9,9 mais en réalité, elles sont comprises entre 9,6 et 9,9.

Or les cavités *SICC* comme tous les circuits *SIW* sont sensibles aux variations de permittivité puisque celles-ci impliquent des modifications de longueurs

électriques se traduisant par des décalages en fréquence. La fréquence de résonance d'une cavité *SICC* est proportionnelle à l'inverse de la racine carrée de la permittivité du substrat, donc le passage d'une permittivité de 9,9 à 9,6 entraîne une variation de la fréquence de 1,6%, ce que l'on retrouve approximativement lors de la mesure (fréquence de résonance mesurée de 15,03 GHz, fréquence de résonance simulée avec HFSS™ de 14,8 GHz).

Le coefficient de qualité en charge mesuré est alors de environ 50 pour 2 dB de pertes, ce qui correspond à un coefficient de qualité à vide de 300. L'utilisation de *SICC* apporte une amélioration du coefficient de qualité à vide par rapport aux valeurs typiques obtenues en planaire. Ces performances électriques sont comparables à celles des *SIW* classiques (coefficient de qualité à vide de 280 environ [II.5]).

Le concept de *SICC* semble viable du point de vue des performances électriques. Afin de démontrer la flexibilité des *SICC* et donc l'intérêt de ces cavités cylindriques, plusieurs d'entre elles sont maintenant associées dans le but de réaliser des filtres.

II.2 Réalisation de filtres à couplages magnétiques

II.2.1 Etude et caractérisation du couplage

Après avoir présenté le fonctionnement, l'alimentation, la réalisation et la mesure d'une cavité *SICC*, nous allons maintenant nous intéresser à la manière de coupler l'énergie d'une cavité vers une autre.

La façon la plus simple de coupler l'énergie entre deux résonateurs volumiques adjacents est de pratiquer une ouverture dans la paroi séparant les deux cavités. Si la position de cet iris est judicieusement choisie, le champ magnétique existant dans l'une des cavités va venir exciter le mode exploité dans la cavité voisine. Pour que l'énergie puisse être correctement couplée, il faut que les zones de part et d'autre de l'iris soient des zones où les champs magnétiques existent, qu'ils soient suffisamment forts, et qu'ils soient colinéaires.

Dans le cas des SICC, de larges ouvertures pratiquées sur les parois verticales forment un moyen efficace de coupler l'énergie d'une cavité à l'autre. En effet, dans la cavité, le champ magnétique est circulaire et son amplitude est maximale le long de la rangée de vias. L'ouverture permet au champ magnétique de passer d'une cavité à l'autre. Ce couplage par iris est appelé couplage magnétique car c'est principalement grâce au champ magnétique que l'énergie transite d'une cavité vers l'autre. On calcule la valeur k_m du couplage grâce à la formule suivante [II.6-II.7] :

$$k_m = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad \text{avec } f_e > f_m \quad \text{E II-1}$$

où f_m et f_e sont les fréquences de résonance en mode pair et impair, obtenues en simulant la structure avec respectivement un mur électrique et un mur magnétique dans le plan de symétrie situé entre les deux résonateurs. Il faut cependant veiller à avoir des couplages avec l'extérieur faibles afin de ne pas influencer sur les fréquences de résonance propres des cavités. Pour des SICC fonctionnant à 14,6 GHz, réalisées sur un substrat d'alumine dont l'épaisseur est de 380 μm et la permittivité de 9,9 on obtient l'abaque suivant :

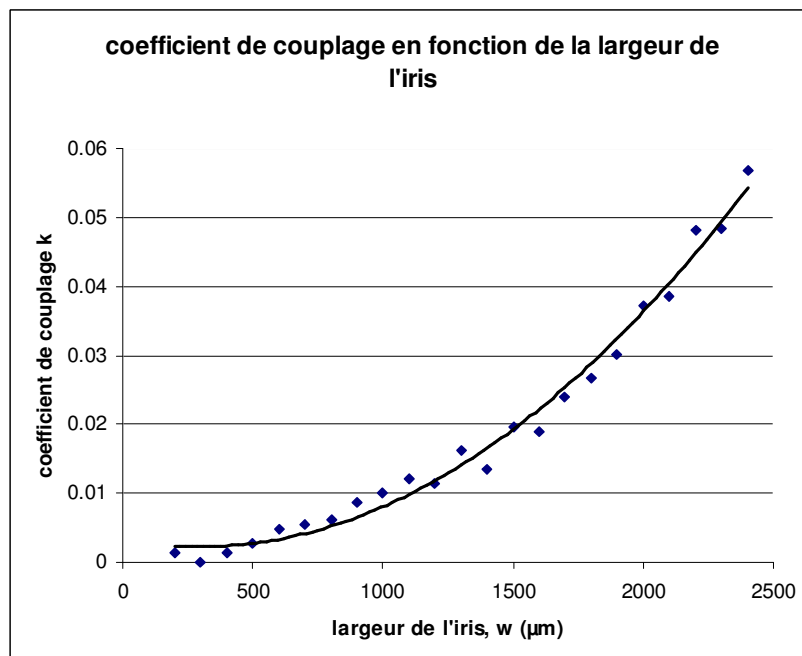


Figure II-9 : abaque simulé caractérisant la valeur d'un couplage magnétique entre deux SICC

A partir de cet abaque, il est possible de réaliser des filtres associant plusieurs résonateurs.

Remarque : A 14,6 GHz, l'isolation entre deux cavités adjacentes délimitées par des vias sans iris de couplage est de l'ordre de -30 dB, cette valeur atteignant même -50 dB dans le cas où les deux cavités sont disjointes et distantes de 1 mm.

II.2.2 Filtres d'ordre 2

Nous avons réalisé un filtre d'ordre 2 à base de *SICC*. La photographie de ce filtre est visible sur la figure II-10. Ce filtre a été fabriqué sur une alumine de permittivité annoncée à 9,9, dont l'épaisseur est de 380 μm .

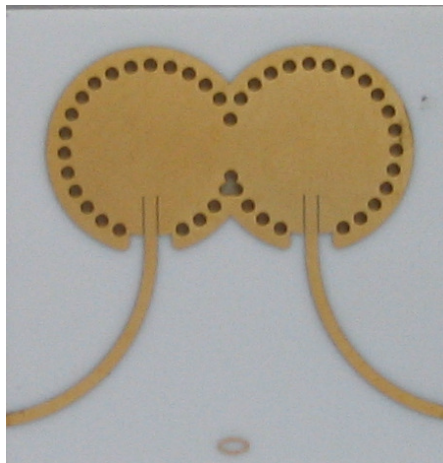


Figure II-10 : photographie du filtre *SICC* d'ordre 2

La réponse électrique de ce filtre est présentée sur la figure II-11

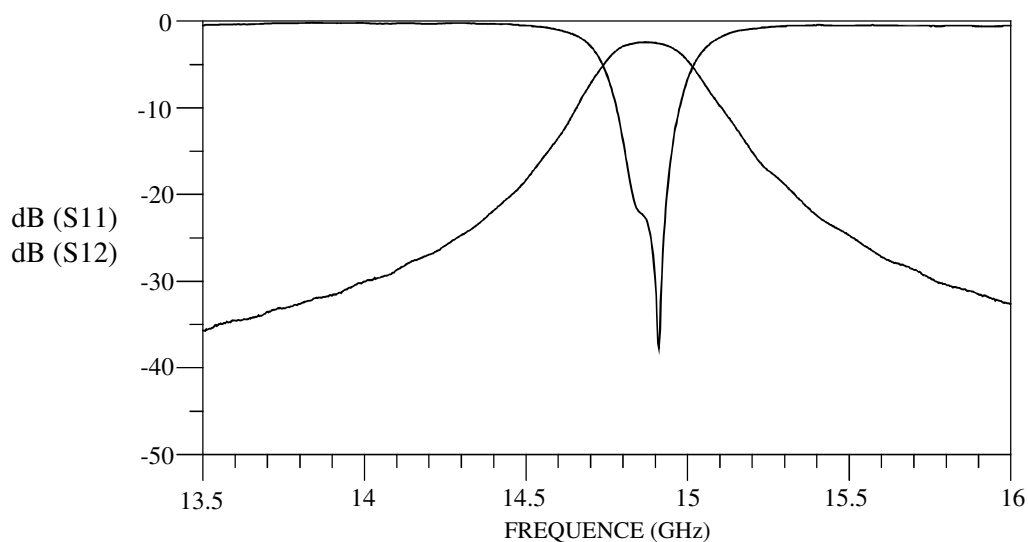


Figure II-11 : réponse électrique mesurée du filtre SICC d'ordre 2

Le niveau de pertes est de 2,46 dB pour une bande passante relative mesurée à -3dB de 1,95%.

Afin de démontrer la flexibilité apportée par les SICC, nous avons conçu plusieurs filtres d'ordre 2 en faisant varier l'angle d'alimentation. Ces filtres ont été réalisés au cours d'un deuxième run. Les photographies de ces filtres sont présentées sur la figure II-12.

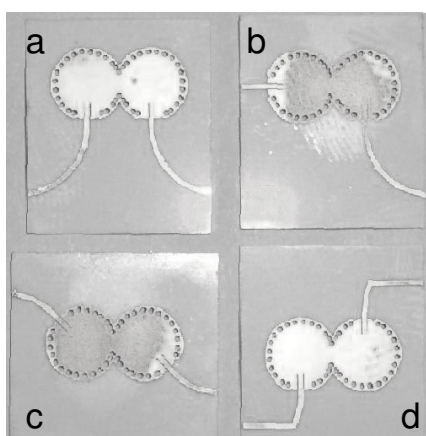


Figure II-12 : photographie des filtres SICC d'ordre 2 avec différents angles d'alimentation

Tous ces filtres possèdent les mêmes valeurs de couplage en entrée, en sortie, et inter résonateur. Seuls les angles d'alimentation varient d'un filtre à l'autre.

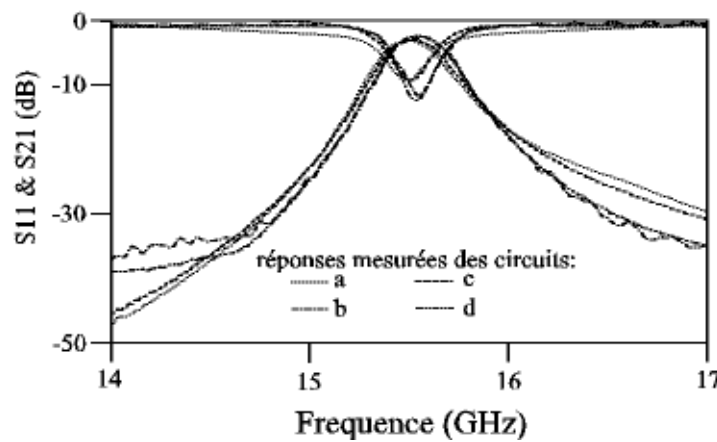


Figure II-13 : réponses électriques mesurées des filtres d'ordre 2

Les mesures réalisées sur ces circuits d'ordre 2 (Fig. II-13) montrent que ces topologies bénéficient d'une grande flexibilité. En effet, quel que soit l'angle d'attaque de la cavité, la réponse électrique dans la bande passante est la même, nous pouvons donc affirmer que les SICC présentent une flexibilité de conception plus importante que les SIW.

Afin de montrer l'intérêt apporté par la flexibilité de conception de ce type de cavité, nous avons réalisé des filtres d'ordre 3 présentant un couplage indirect.

II.2.3 Filtres d'ordre 3

Les filtres d'ordre 3 ont été conçus avec un couplage indirect entre le premier et le troisième résonateur. La présence de ce couplage provoque l'apparition d'un zéro de transmission. Le graphe de couplage du filtre est le suivant (Fig. II-14), les lignes matérialisent des couplages et les points correspondent aux résonateurs.

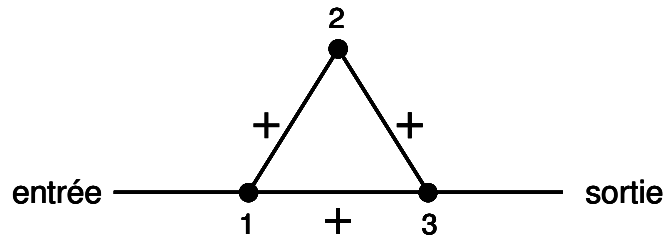


Figure II-14 : graphe de couplage du filtre d'ordre 3 avec couplage indirect 1-3

La réponse électrique de ce filtre présente un zéro de transmission visible sur la réponse en amplitude. L'ensemble des couplages étant de même type (magnétique) et donc de même signe, ce zéro de transmission est situé au dessus de la bande passante.

La matrice normalisée du prototype passe bande obtenue sous *FILCAV* pour ce filtre est la suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0.041 & 0.811 & 0.197 \\ 0.811 & -0.226 & 0.811 \\ 0.197 & 0.811 & 0.041 \end{bmatrix} \quad \text{E II-2}$$

avec $R_E = R_S = 0.792$

Comme précédemment, la fréquence de travail est 14,6 GHz, la bande passante est de 1,6%, le zéro de transmission est placé à une fréquence de 14,95 GHz. Il est important de noter que les termes diagonaux sont non nuls, ce qui signifie que les résonateurs ne fonctionnent pas tous à la même fréquence.

La matrice dénormalisée est obtenue en appliquant la transformation suivante :

$$K_{ij} = M_{ij} \times \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad \text{E II-3}$$

ce qui donne :

$$K = \begin{bmatrix} 0.041 & 0.012976 & 0.003152 \\ 0.012976 & -0.226 & 0.012976 \\ 0.003152 & 0.012976 & 0.041 \end{bmatrix} \quad \text{E II-4}$$

et $R_E = R_S = 0.792$

A partir de l'abaque présenté en figure II-9, les dimensions physiques des couplages représentés par les termes non-diagonaux sont accessibles. Ensuite, il faut dimensionner les cavités en fonction de leur fréquence de travail, car tous les résonateurs du filtre ne fonctionnent pas à la même fréquence. Pour ce faire, on utilise les termes diagonaux. Ceux-ci représentent une susceptance k_{ii} modifiant la fréquence de travail de la cellule résonante (Fig. II-15).

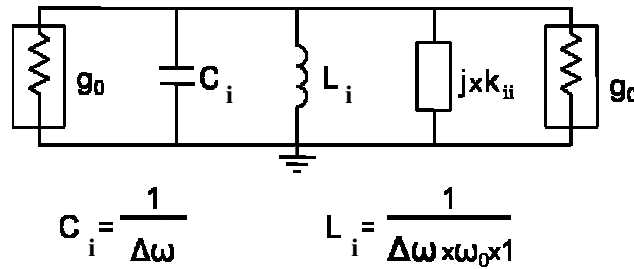


Figure II-15 : schéma d'un résonateur avec un terme permettant la correction de la fréquence de résonance

A l'aide d'un outil d'analyse de type circuit, on simule un résonateur LC fonctionnant à la fréquence centrale du filtre. Ensuite, on associe en parallèle la susceptance donnée par la matrice afin de connaître la fréquence de résonance exacte de chaque cellule. La cavité physique est ensuite dimensionnée pour travailler à la fréquence désirée. Cette opération est reconduite pour chaque résonateur. Les dimensions du filtre ainsi synthétisé sont les suivantes (Fig. II-16) :

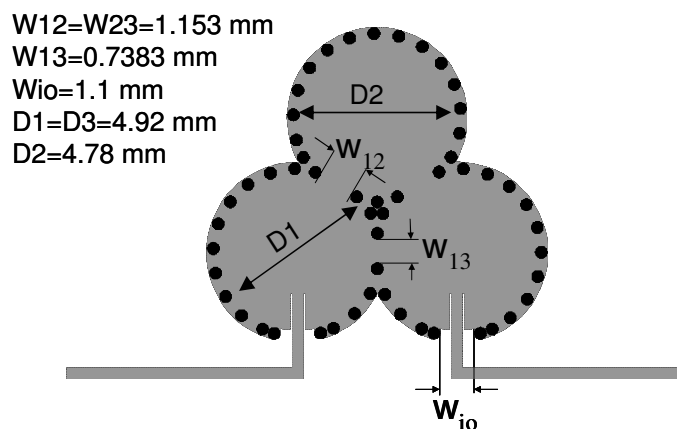


Figure II-16 : masque du filtre d'ordre 3 présentant un couplage indirect 1-3

Dans le cas de ce filtre d'ordre 3, les angles des couplages d'entrée et de sortie sont arbitrairement fixés à 90°.

A partir de ces dimensions physiques, et avec le simulateur électromagnétique 3D HFSS™, cette structure est réglée. Pour ce faire, nous procédons d'abord à un réglage électromagnétique avec des murs électriques parfaits (parois pleines) avant de remplacer ceux-ci par des rangées de vias. Ceci présente l'avantage dans un premier temps d'être plus rapide à simuler et dans un second temps de juger de l'opportunité du placement et de l'écartement des vias. La simulation électromagnétique d'une structure à parois électriques continues sur une bande moyenne (13-16 GHz) dure environ 45 minutes sur une machine de calcul performante. La simulation de la structure finale avec des vias dure environ 1h30. Le réglage global de cette structure est de l'ordre de deux semaines, pour un concepteur averti.

Ensuite, le filtre est réalisé sur un substrat d'alumine de 380 µm d'épaisseur et de permittivité annoncée à 9,9 (Fig II-17). Cependant, compte tenu de l'expérience acquise vis-à-vis de la dispersion du matériau, le prototype a été conçu en considérant une permittivité de 9,6.

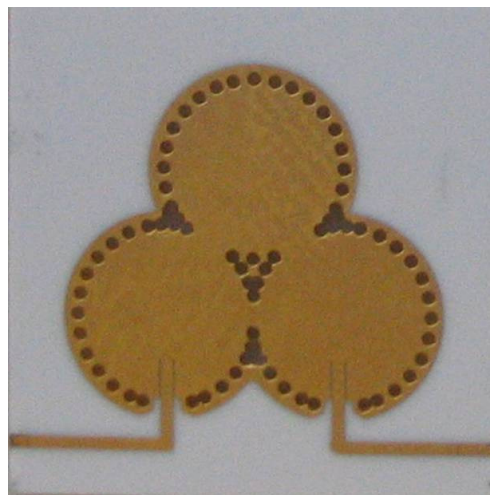


Figure II-17 : photographie du filtre d'ordre 3 à couplage indirect 1-3

La réponse électrique mesurée est présentée ci-dessous avec la réponse électrique issue de la simulation électromagnétique (Fig. II-18) :

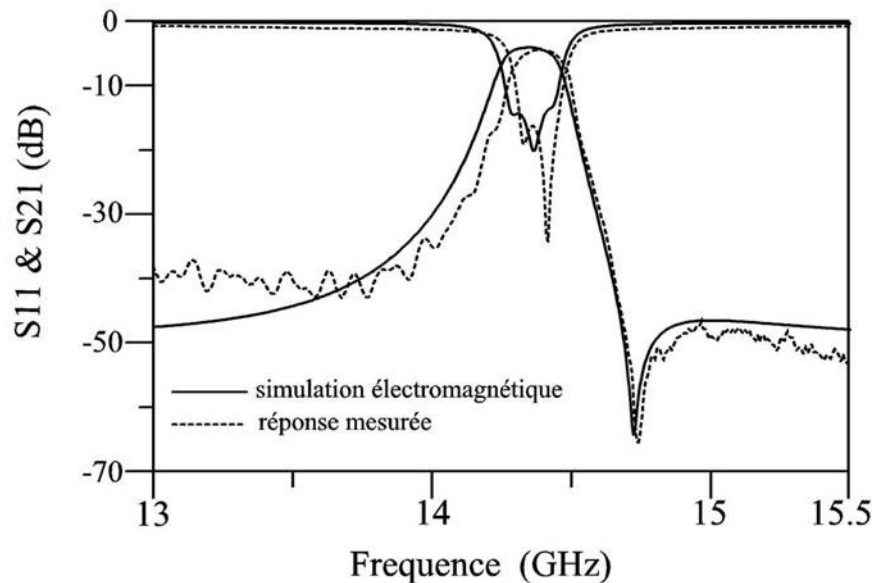


Figure II-18 : réponse électrique simulée et mesurée d'un filtre d'ordre 3 à couplage indirect 1-3

La mesure présentée ci-dessus présente un "bruit" important ; celui-ci est principalement imputable à une cellule de mesure défectueuse ainsi qu'à un calibrage imparfait.

Hormis ce "bruit" de mesure, les différences entre la mesure et la simulation sont principalement dues aux dispersions technologiques, c'est-à-dire aux imprécisions de réalisation. Parmi celles-ci, il peut y avoir par exemple un mauvais positionnement des trous, un défaut d'alignement entre la gravure métallique et les trous, la sous gravure du métal...

Malgré ces dispersions, il y a un bon accord entre la simulation et la mesure. Le décalage en fréquence est faible car nous l'avons anticipé en concevant le filtre pour une permittivité de 9,6. Le niveau de pertes est de 4,3 dB pour une bande passante de 1,7 %. Les pertes mesurées sont supérieures à celles simulées (3,95dB) mais il faut souligner que la bande passante mesurée est légèrement inférieure à celle simulée.

Cette mesure permet d'affirmer que les SICC apportent un réel avantage en terme de flexibilité topologique. En effet, pour des raisons géométriques, ce filtre aurait été difficile à réaliser avec des cavités rectangulaires.

Comme dans le cas des filtres d'ordre 2, nous allons maintenant présenter plusieurs filtres présentant les mêmes dimensions de cavités SICC, mais dont les angles d'alimentation sont différents. Les angles d'alimentation sont décrits par l'angle formé entre le prolongement des lignes d'accès et une ligne imaginaire horizontale. Les masques ainsi que les photographies de ces différents filtres sont visibles sur les figures II-19 et II-20.

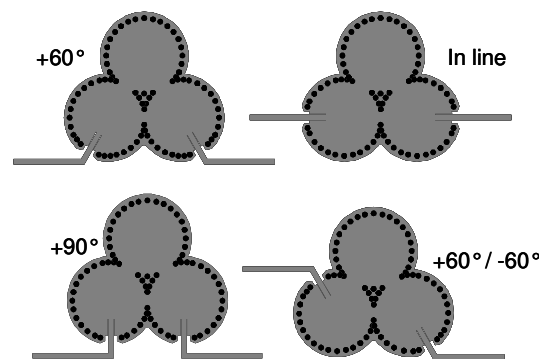


Figure II-19 : masques des filtres d'ordre 3 à couplage indirect 1-3 avec des angles d'alimentation différents

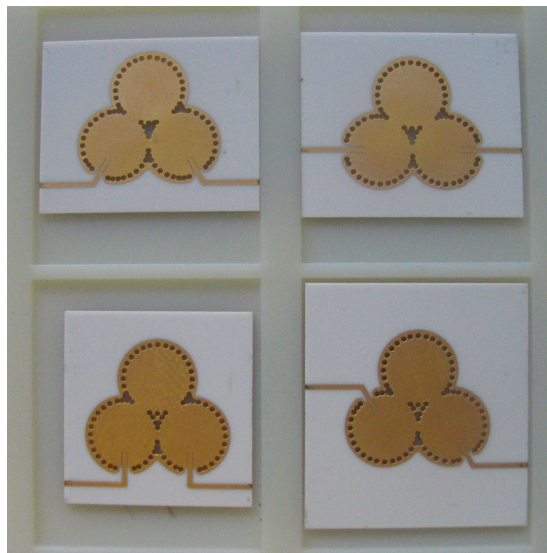


Figure II-20 : photographies des filtres d'ordre 3 à couplage indirect 1-3 avec des angles d'alimentation différents

Les réponses électriques mesurées en transmission sont présentées sur la figure II-21.

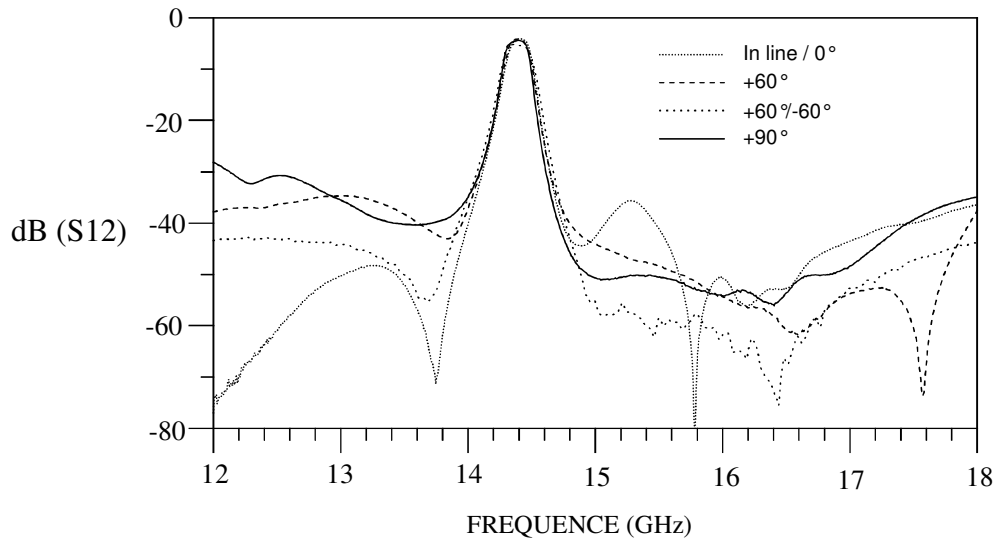


Figure II-21 : réponses électriques mesurées des filtres d'ordre 3 avec différents angles d'alimentation

De la même manière que pour les filtres d'ordre 2, les réponses électriques de tous les filtres sont identiques dans la bande passante. Cependant, l'angle d'alimentation a un effet important sur les réponses électriques hors bande. Nous voyons apparaître des zéros de transmission loin de la bande passante. Ce double comportement (réponses dans la bande passante identiques / réponses hors bande très différentes) nous pousse à penser que selon toute vraisemblance, ces zéros proviennent de couplages indirects entre l'entrée et la sortie [II.8-II.10]. Sur cette mesure, les zéros de transmission issus du couplage indirect et normalement situés au dessus de la bande passante ne sont plus visibles. Deux hypothèses permettent d'expliquer la disparition de ces zéros de transmission. Il est possible que la variation de l'angle d'alimentation perturbe le couplage 1-3 et atténue l'effet de celui-ci. Une autre explication pourrait mettre en cause la calibration de l'appareil de mesure. En effet, la réponse étant beaucoup plus large bande, la résolution fréquentielle est moins bonne et par conséquent, certains phénomènes sont moins visibles. Malheureusement, pour des raisons de casse de circuits, il nous a été impossible de recommencer cette mesure.

Au travers de la fabrication de filtres d'ordre 2 puis de structures d'ordre 3, nous avons pu souligner la flexibilité inhérente aux cavités enterrées cylindriques. Cette flexibilité est un atout car elle permet de réaliser facilement des structures dont la réponse électrique présente des caractéristiques particulières, notamment en ce qui concerne les zéros de transmission.

Nous avons vu que l'utilisation de l'angle d'alimentation permet de générer des zéros de transmission loin de la bande passante. Bien que cette technique ne soit pas encore parfaitement maîtrisée, il y a là une possibilité de contrôler le comportement hors bande d'un filtre *SICC* sans pour autant accroître son encombrement. Un travail d'investigation permettant d'approfondir cet aspect reste encore à conduire.

Les couplages indirects permettent aussi de créer des zéros de transmission dans le cadre de filtres *SICC*. Nous avons généré un zéro de transmission situé au dessus de la bande passante grâce au couplage indirect 1-3 du filtre d'ordre 3.

De la même façon, il semble utile de pouvoir créer un zéro de transmission situé à une fréquence inférieure à la fréquence centrale. Pour mener à bien ce travail dans le cas d'un filtre d'ordre 3, il faut être capable de réaliser un couplage inter cavités qui soit de type électrique, c'est-à-dire d'une nature différente de ceux déjà existants. Nous allons maintenant introduire ce nouveau type de couplage. Celui-ci nous permettra alors d'avoir une latitude complète dans la conception de fonctions de filtrage à base de cavités enterrées.

II.3 Réalisation de filtres à couplages magnétiques et électriques

L'utilisation d'un couplage basé sur les champs électriques est important car le fait d'associer dans un filtre des couplages de type magnétique et de type électrique permet d'accéder à des fonctions particulières. En effet, l'association de ces deux types de couplages permet de totalement maîtriser la position des zéros de transmission, en agissant aussi bien sur la réponse en amplitude que sur le temps de propagation de groupe. Cela permet alors de répondre à certains cahiers des

charges qu'il aurait été impossible de satisfaire avec des topologies à base de couplages de type magnétique uniquement [II.5].

II.3.1 Principe du couplage électrique

Nous avons imaginé un couplage inter résonateurs de type électrique. Ce couplage est constitué d'une ligne coplanaire gravée sur la face supérieure. Cette ligne coplanaire relie les centres des deux SICC. Au niveau du mur électrique séparant les deux cavités, une ouverture est pratiquée sous la ligne de façon à laisser le mode coplanaire blindé se propager. Un schéma de la ligne réalisant le couplage est présenté sur la figure II-22

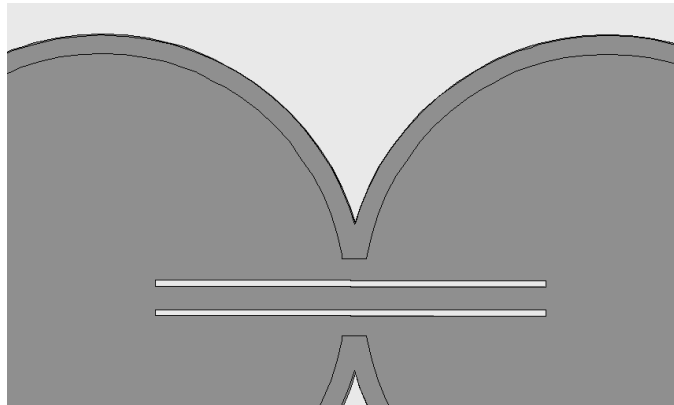


Figure II-22 : illustration de la ligne coplanaire servant à réaliser le couplage électrique

La ligne coplanaire est excitée par le champ électrique vertical présent dans la cavité. Ce champ électrique se propage le long de la ligne coplanaire, puis vient créer un champ électrique dans la deuxième cavité. Ce champ électrique va engendrer le mode TM_{010} dans la deuxième cavité.

Par ailleurs, cette ligne coplanaire est aussi alimentée par le champ magnétique présent dans la cavité. En effet, le champ H est circulaire dans la cavité, à son passage sous la ligne coplanaire, il est colinéaire au champ magnétique du mode coplanaire qui, lui, forme une boucle autour de la ligne.

En remplaçant le plan de symétrie situé entre les deux cavités successivement par un plan de court circuit puis par un plan de circuit ouvert, et en relevant les fréquences associées à chacune de ces configurations, il est possible de calculer le coefficient k_e , comme suit :

$$k_e = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad \text{avec } f_m > f_e \quad \text{E II-5}$$

f_m est la fréquence relevée en mode pair et f_e en mode impair.

Ce coefficient est positif, le couplage prépondérant est donc bien de type électrique malgré la coexistence des excitations magnétique et électrique.

La longueur électrique de la ligne coplanaire à la fréquence d'utilisation du couplage n'est pas susceptible de produire une résonance, celle-ci intervenant à une fréquence inférieure.

La valeur de ce couplage peut être maîtrisée à l'aide de différents paramètres : la longueur de la ligne coplanaire, la largeur des fentes et la largeur de la ligne centrale. Pour des raisons de maîtrise technologique, nous avons choisi de contrôler la valeur du couplage à l'aide de la largeur de la ligne centrale (Fig. II-23). Les autres dimensions restent fixes, la longueur de la ligne coplanaire est de 5,2 mm, la largeur des fentes est de 60 μm , la taille de l'iris sous la ligne est de 1 mm et la fréquence de fonctionnement est de 14,7 GHz. L'abaque présenté sur la figure II-23 n'est valable que pour ces dimensions et pour une fréquence donnée. Chaque modification de l'une des dimensions nécessite de re-caractériser cette courbe.

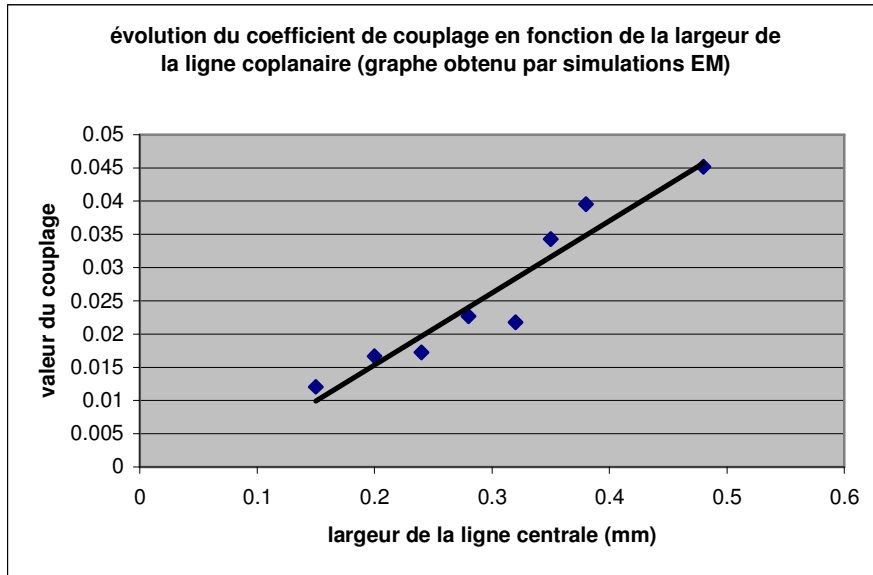


Figure II-23 : évolution du coefficient de couplage en fonction de la largeur de la ligne

Après avoir introduit une manière de réaliser des couplages négatifs, nous allons présenter une topologie de filtre utilisant non seulement des couplages de type magnétique mais aussi des couplages de type électrique.

II.3.2 Réalisation de filtres

En suivant la même méthode que pour le filtre présenté au II-2-1, nous allons partir de la matrice du filtre pour réaliser un filtre dont le graphe de couplage est donné ci dessous :

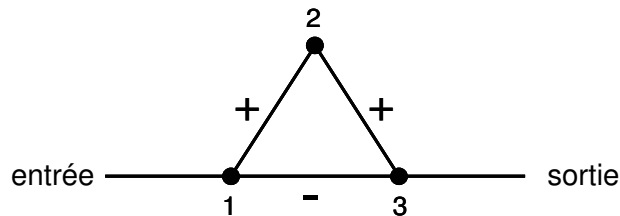


Fig.24 : graphe de couplage du filtre d'ordre 3 avec des couplages électriques et magnétiques

Il est important de noter que ce graphe est identique à celui présenté au II-2-1 sauf que celui-ci comporte des couplages de signes différents. Ces couplages de

signes opposés indiquent qu'ils sont de natures différentes, ainsi, il est décidé que les signes positifs sont affectés aux couplages magnétiques, tandis que les signes négatifs sont affectés aux couplages électriques. Le filtre a une fréquence de travail de 14,5 GHz, il possède un zéro de transmission sur la réponse en amplitude situé à 14,35 GHz. Sa largeur de bande est de 200 MHz. La matrice dénormalisée d'un tel circuit s'écrit :

$$M = \begin{bmatrix} 0.0018 & 0.64554 & -0.361765 \\ 0.64554 & -0.048 & 0.64554 \\ -0.361765 & 0.64554 & 0.0018 \end{bmatrix}, \quad \text{E II-6}$$

et $R_E=R_S=0.845$.

À partir de ces valeurs, les dimensions physiques des iris ainsi que les paramètres de la ligne coplanaire sont obtenus grâce à l'abaque présenté sur la figure II-23.

Le filtre a été dessiné puis simulé électromagnétiquement sous HFSSTM. Ces simulations ne sont pas plus longues que dans le cas des couplages de type exclusivement magnétique. Néanmoins, la sensibilité de cette structure est plus importante que dans le cas précédent, le réglage du couplage électrique étant assez difficile en raison des contraintes technologiques (largeur des fentes minimum de 30 μm). Le réglage électromagnétique de ce filtre a été effectué en une trentaine de jours. La réponse électrique simulée est présentée sur la figure II-25. Le niveau de pertes simulé est de 2 dB pour une bande passante de 1,4 %.

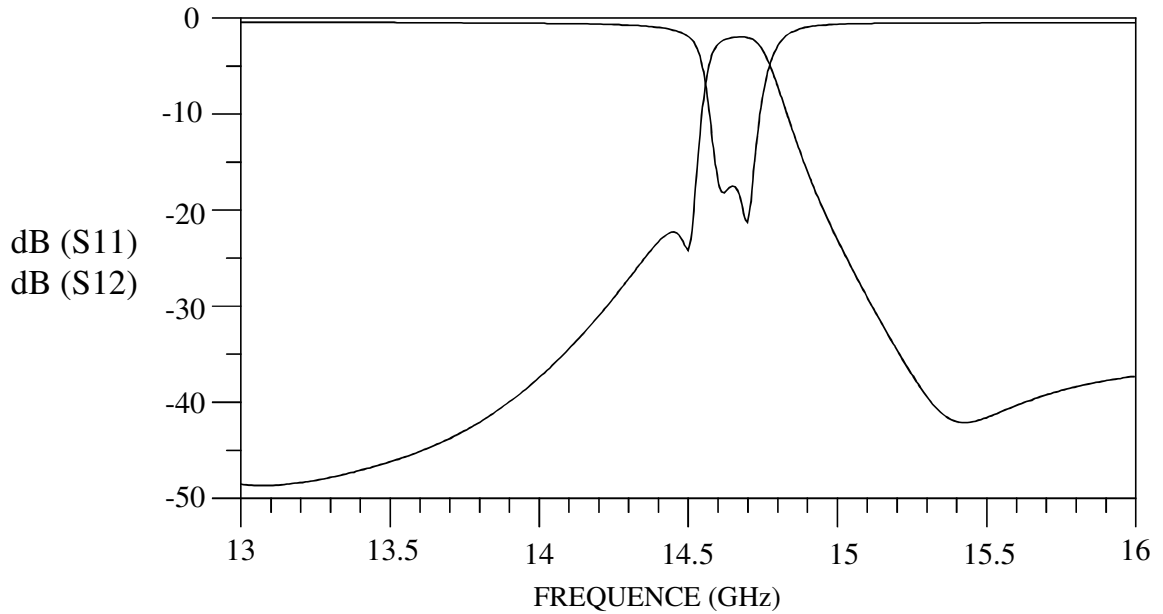


Figure II-25 : réponse simulée du filtre d'ordre 3 à couplage indirect électrique

Nous avons choisi de régler le filtre présenté pour une alumine dont la permittivité est de 9,6 malgré la valeur annoncée par le fabricant de 9,9. En effet, consécutivement à plusieurs réalisations pour lesquelles la dérive constatée de la permittivité était importante, nous avons choisi d'anticiper ce phénomène en considérant une permittivité corrigée. La simulation présentée sur la figure II-25 tient compte de cette correction, la permittivité utilisée étant de 9,6.

Par la suite, le filtre a été réalisé sur un substrat d'alumine de permittivité annoncée à 9,9 et d'épaisseur 380 μm , une photographie de celui-ci est visible sur la figure II-26.

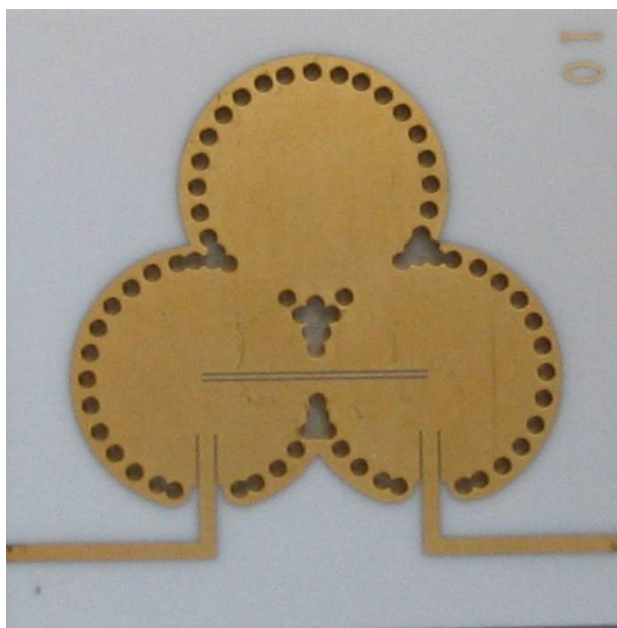


Figure II-26 : photographie du filtre d'ordre 3 à couplage indirect électrique

La réponse large bande de ce filtre est présentée sur la figure II-27. La résonance de la ligne est clairement visible autour de 12,5 GHz, la bande passante est située autour de 14,5 GHz, celle-ci est plus détaillée sur la figure II-28.

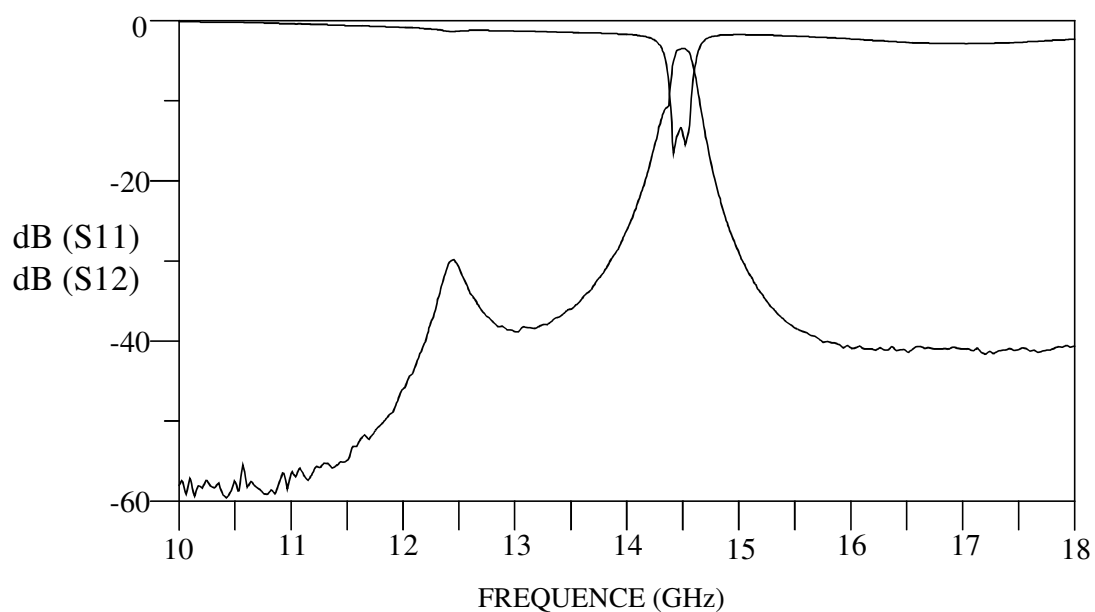


Figure II-27 : réponse électrique large bande mesurée du filtre d'ordre 3 à couplage indirect électrique

À titre de comparaison, la réponse électrique simulée est aussi présentée sur la figure suivante.

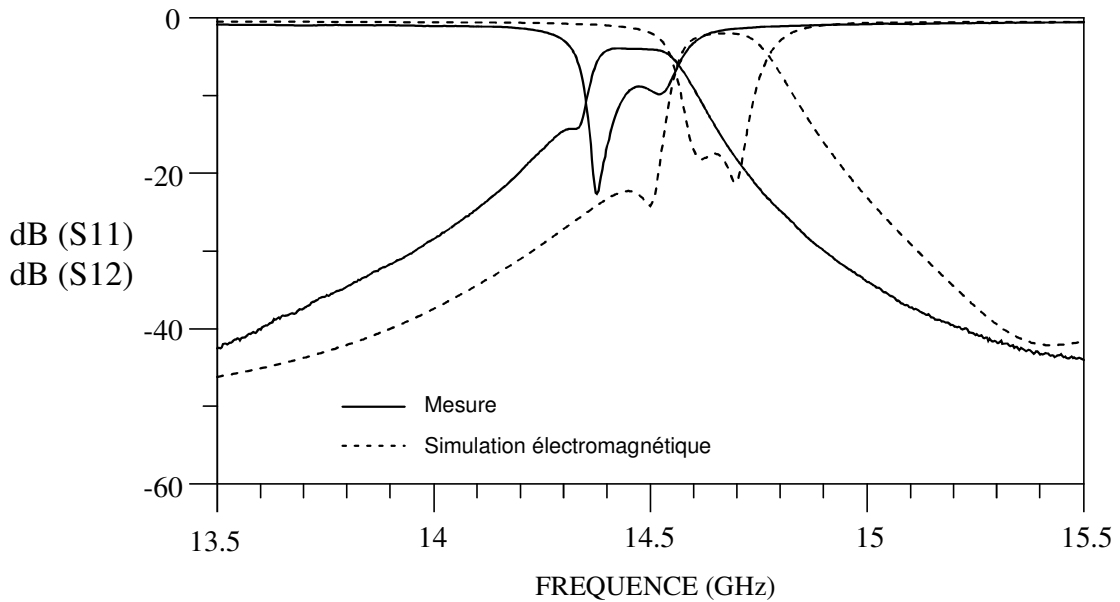


Figure II-28 : réponse électrique mesurée du filtre d'ordre 3 à couplage indirect électrique

Le niveau de pertes mesuré est de 3,8 dB pour une bande passante relative de 1,45 %.

L'apparition du zéro de transmission situé à 14,3 GHz provient du couplage négatif qui a été positionné entre le premier et le troisième résonateur, ce zéro est bien situé à une fréquence inférieure à la fréquence centrale, cette mesure valide donc le concept de couplage de type négatif.

Nous constatons qu'il y a un décalage fréquentiel important entre la simulation et la mesure, ceci est dû à la variation de la permittivité. Lors de la conception, nous avons calculé et simulé la structure avec une permittivité de 9,6. Or la permittivité est vraisemblablement plus élevée. Cette variation de la permittivité implique non seulement un décalage de la fréquence centrale mais aussi une modification significative de la fonction de filtrage.

En effet, la variation de la permittivité implique une variation de la fréquence de résonance des cavités ainsi que de la valeur des couplages.

Pour les couplages par iris réalisés exclusivement dans le diélectrique, ces variations sont proportionnelles à l'inverse du carré de la permittivité.

Pour la cavité n°2, la variation de sa fréquence centrale est également proportionnelle à l'inverse du carré de la permittivité.

En revanche, pour la ligne coplanaire réalisant le couplage négatif, ainsi que pour les couplages d'entrée et de sortie, la permittivité effective vue par ces lignes résulte de l'association de la permittivité de la céramique et de l'air. Ceci provient du fait qu'une partie des champs magnétiques et électriques des lignes de transmission coplanaires se propagent dans l'air. Aussi, la sensibilité de ces éléments à une variation de permittivité de l'alumine est plus faible que la sensibilité des éléments dont la permittivité est liée uniquement au diélectrique considéré.

Ce constat est aussi valable, à plus faible échelle, pour les fréquences de résonance des cavités n°1 et n°3 dans la mesure où ces cavités comportent de petites ouvertures donnant sur de l'air (ligne de couplage électrique).

Ce différentiel de sensibilité est gênant car il provoque une déformation de la fonction. Pour pallier cette détérioration, nous avons posé un morceau d'alumine sur la ligne coplanaire réalisant le couplage inter cavité (Fig. II-29).

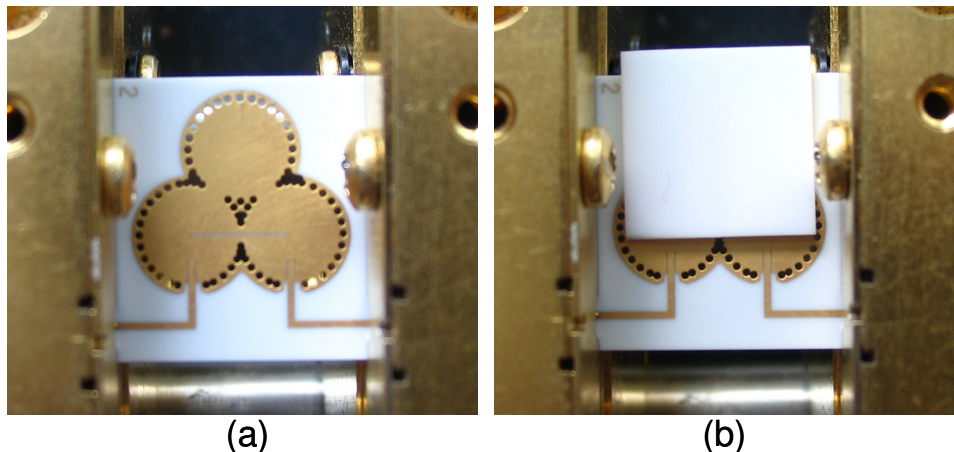


Figure II-29 : mesure d'un circuit d'ordre 3 à couplage négatif sans correction de permittivité effective (a) et avec correction de la permittivité effective (b)

Le rôle de ce morceau d'alumine est d'augmenter la permittivité effective vue par les éléments comportant des couplages dans l'air de façon à diminuer le différentiel de variation de permittivité. La mesure réalisée avec la lame d'alumine posée sur le circuit est présentée sur la figure II-30

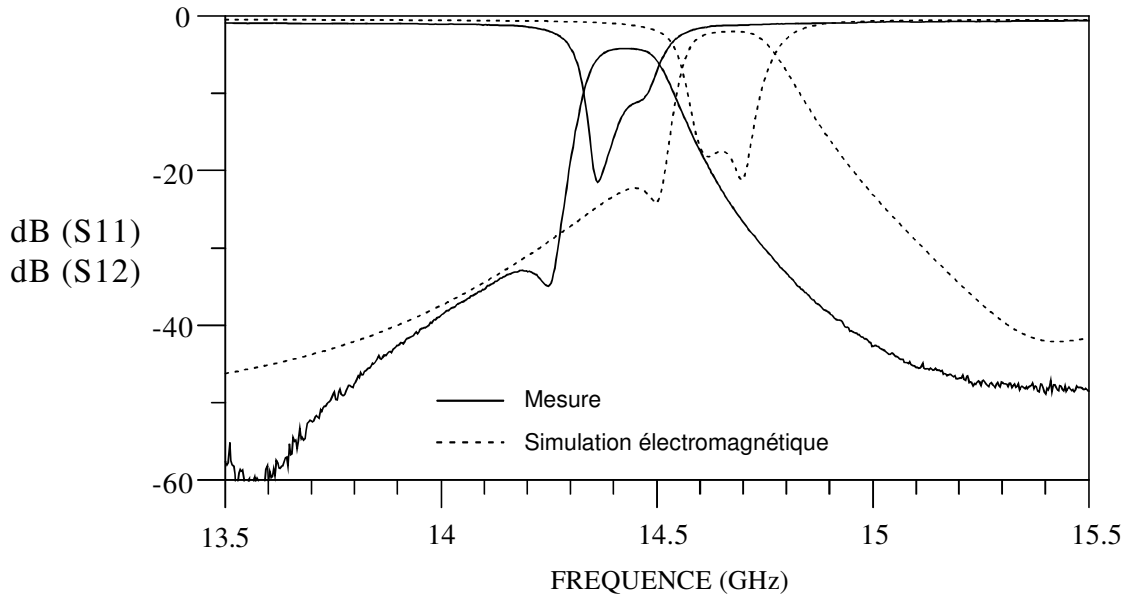


Figure II-30 : réponse électrique mesurée du filtre d'ordre 3 à couplage indirect électrique avec correction de la permittivité effective grâce à un morceau d'alumine

La figure II-30 permet d'affirmer que l'homogénéisation de la variation de permittivité corrige la détérioration de la fonction de filtrage, le zéro de transmission étant bien visible sur cette mesure et la bande passante n'étant pas détériorée. La bande passante relative mesurée est de 1,15% et le niveau de pertes d'insertion est situé autour de 4,2 dB.

L'objectif de conception d'un couplage de type négatif est atteint. Cependant, la forte sensibilité de cette topologie est pénalisante.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le concept de *SICC* qui est une évolution cylindrique des cavités *SIW*. Ces *SICC* permettent d'avoir une plus grande flexibilité de conception que les cavités *SIW* classiques.

Après s'être assuré que les performances des *SICC* sont au moins au niveau de celles des *SIW*, nous nous sommes intéressés à la façon de coupler ces cavités entre elles. Ainsi, des couplages de type magnétique et électrique ont été présentés.

Pour illustrer cette étude, des circuits ont été réalisés. La fabrication technologique de tels circuits est assez bien maîtrisée, en revanche, la variabilité de la permittivité de l'alumine nous a posé problème. Ne connaissant pas la valeur exacte pour la céramique utilisée, il nous a été difficile d'avoir une adéquation complète entre mesures et simulations.

Partant de ces constatations, plusieurs conclusions peuvent être tirées :

L'objectif premier de ces structures enterrées est d'améliorer le coefficient de qualité par rapport aux techniques planaires. Nous avons vu que les *SICC* permettent d'augmenter les performances électriques en portant le coefficient de qualité à vide autour de 300. Cependant, l'amélioration de ces performances n'est pas encore suffisante pour concurrencer les technologies à base de guide d'ondes. Du travail reste donc à effectuer dans ce sens.

Par ailleurs, nous avons vu que les *SICC* apportent une flexibilité importante, ce qui facilite la conception de structures de filtrage présentant des réponses complexes. Néanmoins, la difficulté à modéliser ces circuits et les longs temps de simulation électromagnétique sont des inconvénients rendant fastidieuse leur conception.

De plus, la sensibilité importante vis-à-vis de la permittivité du substrat ainsi que l'impossibilité de procéder à un réglage post-réalisation sont des éléments pénalisants dans l'optique d'une réalisation à grande échelle.

Notons enfin que les techniques *SICC*, comme les techniques *SIW* d'ailleurs, ne sont rien d'autre que la réalisation de filtres volumiques à l'aide de techniques de fabrication planaires. Ainsi, les avantages intrinsèques des topologies planaires que sont l'existence de modèles et de synthèse, les possibilités de réglages post-réalisation...n'ont pas été exploités. Par ailleurs, la réalisation de circuits hybrides procure des avantages, en terme de coût de fabrication notamment car elle utilise des procédés de fabrication planaire. Il faut cependant souligner que les circuits obtenus sont mécaniquement fragiles, et plus particulièrement dans les zones de forte concentration de vias. À titre d'illustration, la figure II-31 présente des photographies de circuits brisés au cours des mesures. Les lignes de rupture passent toutes par les zones à forte concentration en trous métallisés.

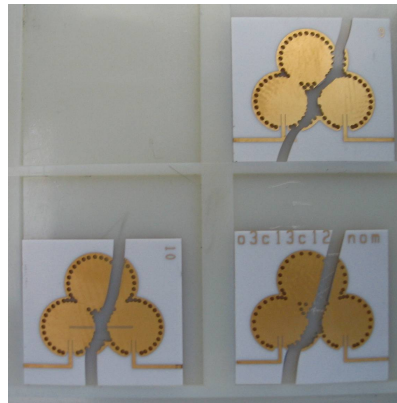


Figure II-31 : photographie de filtres d'ordre 3 *SICC* cassés au cours de la campagne de mesure

Nous proposons maintenant d'introduire une nouvelle topologie hybride associant des parties planaires microruban avec des éléments volumiques intégrés dans le substrat. Cette nouvelle topologie présente l'avantage d'avoir une synthèse de type planaire, ce qui permet de facilement modéliser le comportement des structures. Nous verrons que cette étape intermédiaire avant la simulation électromagnétique facilite le réglage et accélère la conception des structures.

Bibliographie du chapitre II

- [II.1] H.J. Tang, W. Hong, Z.C. Hao, J.X. Chen, K.Wu**
“Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters”
IEE Electronics Letters
Vol. 41, Issue 19, pp 1068-1069, septembre 2005
- [II.2] Kenneth S. K. Yeo, Michael J. Lancaster**
“A Novel Tap Input Structure for a Narrow Bandpass Filter Using TM_{010} Mode of a Microstrip Circular-Disk Resonator”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 50, Issue 4, pp 1230-1232, avril 2002
- [II.3] H.J. Tang, W. Hong, J.X. Chen, G.Q. Luo, K.Wu**
“development of Millimeter-Wave Planar Diplexers Based on Complementary Characters of Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filters With Circular and Elliptic Cavities ”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 55, Issue 4, pp 776-782, avril 2007
- [II.4] D. Deslandes, K. Wu**
“Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 51, Issue 2, pp 593-596, février 2003
- [II.5] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J.Chen, K.Wu**
“Substrate Integrated Waveguide (SIW) Linear Phase Filter”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 15, Issue 11, pp 787-789, novembre 2005

[II.6] J.F. Favennec

“Synthèses et réalisation de filtres hyperfréquences à bande très étroite et corrigés en temps de propagation de groupe”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale
Brest, N° d'Ordre 127, septembre 1990

[II.7] G. Boudouris

“Cavités électromagnétiques”

Dunod, 1971

[II.8] J.S. Hong, M.J. Lancaster

“Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques
Vol. 44, Issue 12, pp 2099-2109, novembre 1996

**[II.9] B. Potelon, J-C. Bohorquez, J-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius,
C. Person**

“On the design flexibility of Substrate Integrated Circular Cavities”

International Workshop on Microwave Filter
Toulouse, France, octobre 2006

**[II.10] B. Potelon, J-C. Bohorquez, J-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius,
C. Person**

“Cavités circulaires enterrées : étude de la flexibilité”

15^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes
Toulouse, France, mai 2007

CHAPITRE III

ÉTUDE D'UN NOUVEAU RÉSONATEUR COMPOSITE : LE HPWR

Comme nous l'avons décrit au cours du chapitre I, la conception de filtres purement planaires apporte une facilité de réalisation, une compatibilité élevée avec les autres éléments planaires mais aussi et surtout une importante facilité de conception grâce à l'utilisation de modèles permettant la synthèse d'un résonateur et par la suite d'un filtre. Ces modèles sont de réels atouts pour le développement et le réglage d'un filtre car ils permettent l'utilisation de logiciels de type simulateur circuit (ADS[®] par exemple). Une simulation opérée avec un tel outil ne prend en général que quelques secondes à quelques minutes, ce qui est très inférieur au temps de calcul observé lors d'une simulation électromagnétique. L'utilisation d'éléments planaires présente donc un avantage en terme de rapidité de conception.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons décrit les SICC qui sont des résonateurs volumiques enterrés dans un substrat planaire. Ceux-ci apportent un gain en terme de sélectivité par rapport aux technologies planaires et permettent une augmentation substantielle du coefficient de qualité. Ces résonateurs conservent une compatibilité avec des éléments planaires dans la mesure où leur alimentation se fait grâce à des lignes microrubans. La compatibilité est donc assurée, en revanche, l'amélioration du facteur de qualité s'est faite au détriment de la facilité de réglage post-réalisation et de la facilité de conception. Ainsi, les structures présentées au cours du deuxième chapitre ne peuvent être optimisées que grâce à des simulateurs électromagnétiques, ce qui est long et fastidieux en raison des temps de calcul élevés.

*Dans ce troisième chapitre, l'idée est d'imaginer une structure permettant une association complète entre technologies planaire et volumique, qui conduit à un résonateur dont les **performances électriques** sont à la hauteur de celles des SICC et dont la **synthèse** et la **facilité de réglage** sont à la hauteur de celles proposées par les technologies planaires. C'est dans cette optique que nous avons développé un résonateur appelé **Hybrid Planar Waveguide Resonator (HPWR)**.*

CHAPITRE III : ÉTUDE D'UN NOUVEAU RÉSONATEUR COMPOSITE : LE HPWR (HYBRID PLANAR WAVEGUIDE RESONATOR)

III.1 Principe de fonctionnement du *HPWR*

Le *HPWR* est le résultat de l'association en parallèle de deux éléments :

- Une cavité de type *SICC* utilisée en absorption
- Un tronçon de ligne de transmission court-circuitée à son extrémité

Détaillons le fonctionnement d'un *HPWR* : la *SICC* est utilisée en absorption, elle est connectée en parallèle sur une ligne de transmission, créant ainsi un zéro de transmission. Elle peut être représentée par un résonateur *LC* série connecté en parallèle (Fig. III-1) grâce à un transformateur d'impédance. Le transformateur d'impédance modélise le passage du mode microruban au mode exploité dans la cavité. La réponse électrique de cette *SICC* connectée en parallèle est présentée sur la figure III-2

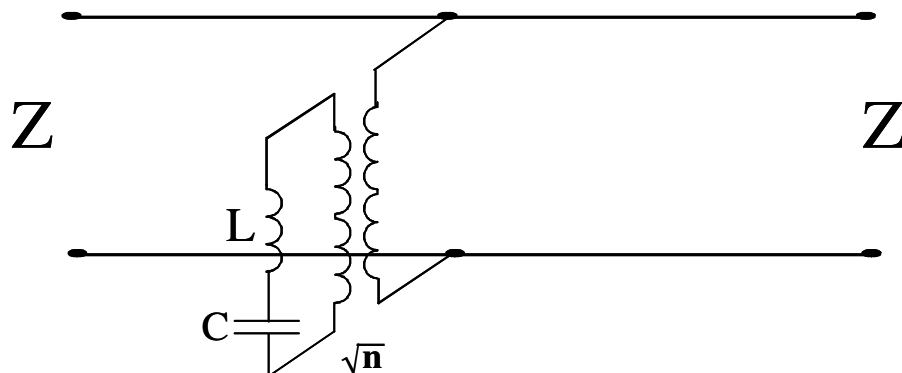


Figure III-1 : Schéma équivalent de la *SICC* connectée en parallèle

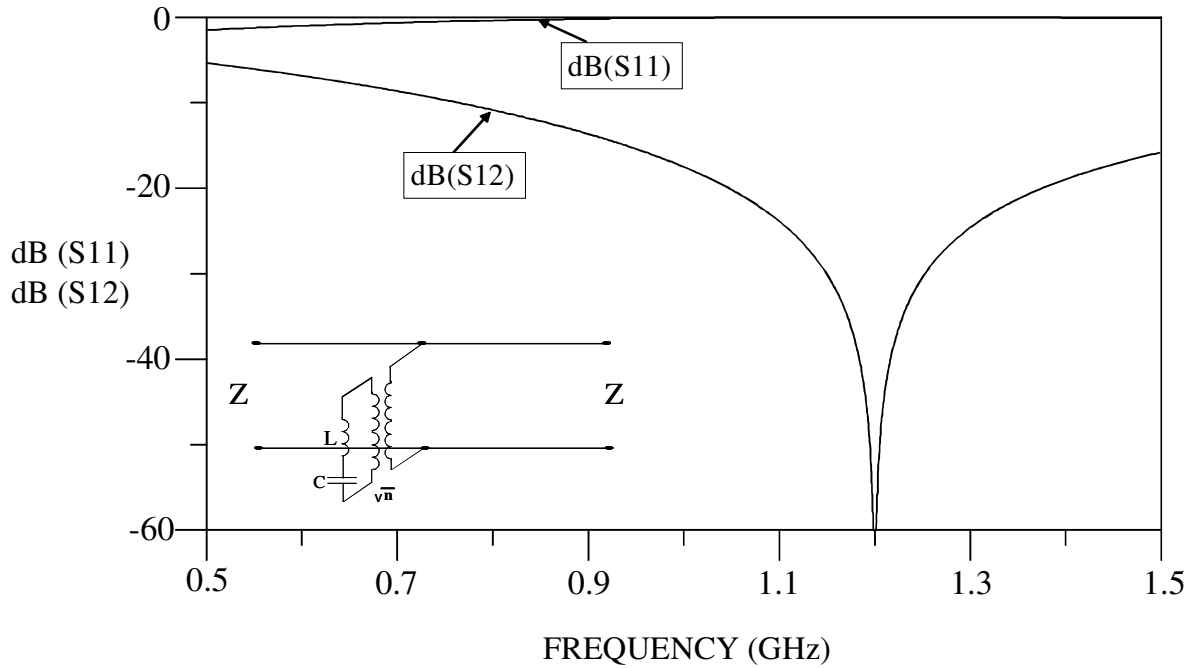


Figure III-2 : Réponse électrique idéale d'une SICC fonctionnant à 1,2 GHz

Cette cavité fonctionne sur un mode TM_{010} mais d'autres modes de fonctionnement pourraient être envisagés.

La ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur électrique l est court-circuitée à son extrémité. Elle est connectée en parallèle à la ligne de transmission qui relie l'entrée à la sortie du résonateur.

Ces deux éléments sont donc connectés en parallèle. Le schéma équivalent idéal du HPWR est donné sur la figure III-3

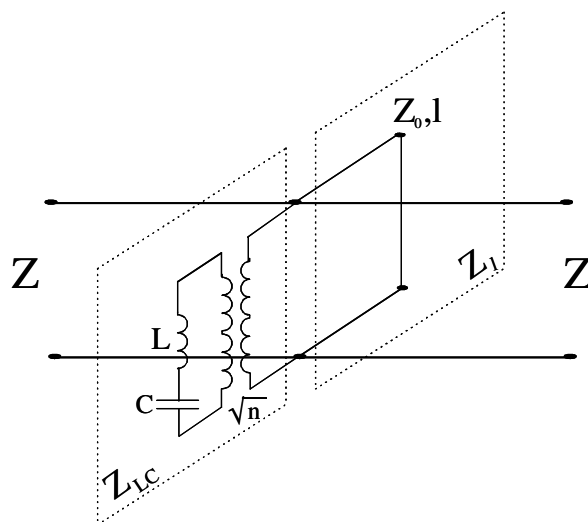


Figure III-3 : Schéma électrique équivalent d'un 'Hybrid Planar Waveguide Resonator'

La structure du *HPWR* est obtenue en remplaçant la ligne de transmission ($Z_{0,l}$) par son impédance ramenée Z_l , et le résonateur *LC* par une impédance Z_{LC} correspondant à un résonateur *LC* série subissant une transformation d'impédance \sqrt{n} . La structure de ce résonateur est présentée sur la figure III-4.

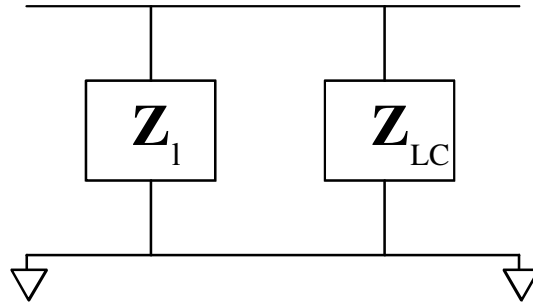


Figure III-4 : Structure du ‘Hybrid Planar Waveguide Resonator’

L'impédance équivalente Z_{eq} de cette structure peut être exprimée par :

$$Z_{eq} = \frac{Z_l Z_{LC}}{Z_l + Z_{LC}} \quad \text{E III-1}$$

A partir de cette équation E III-1 et sachant que $Z_{LC} = 0$ à la fréquence du zéro de transmission émanant de la *SICC*, nous déduisons le fait que Z_{eq} est aussi égale à zéro à cette même fréquence. La réponse électrique de la structure hybride présente donc elle aussi un zéro de transmission. D'autre part, lorsque Z_l et Z_{LC} présentent le même module et des phases opposées, Z_{eq} tend vers l'infini et une résonance apparaît. Cette résonance est le fruit d'une recombinaison constructive apparaissant entre la ligne de transmission court-circuitée et la cavité en absorption. L'allure de la réponse électrique du *HPWR* est donnée sur la figure III-5.

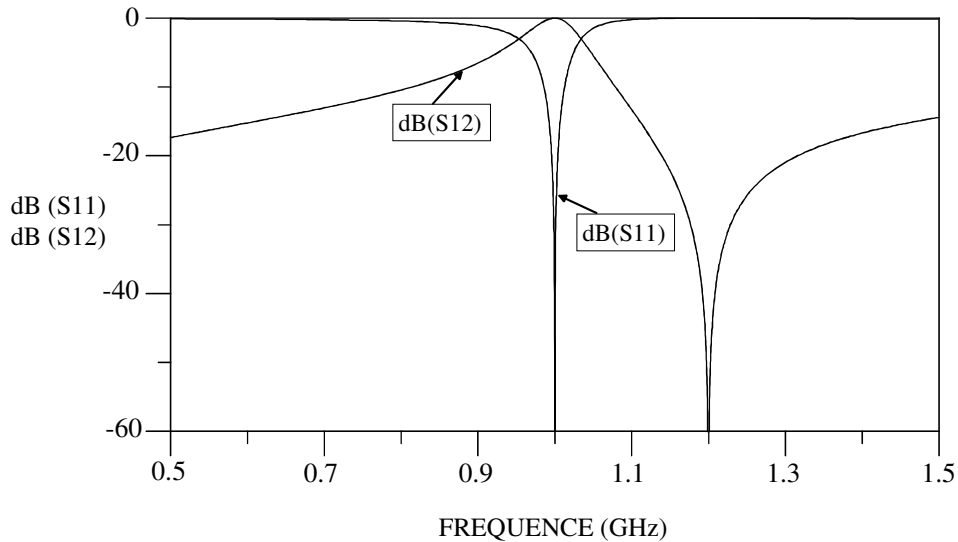


Figure III-5 : Réponse électrique idéale d'un Hybrid Planar Waveguide Resonator fonctionnant à 1 GHz

Il est important de souligner que la réponse électrique du *HPWR* présente un zéro de transmission et une résonance. Ce zéro de transmission provient directement de la résonance de la cavité enterrée utilisée en absorption, tandis que la bande passante du *HPWR* provient d'une recombinaison constructive entre la *SICC* utilisée en absorption et la ligne de transmission court-circuitée. Cette particularité permet naturellement de faire un rapprochement entre la topologie *HPWR* et la topologie *DBR* [III-1]. Le principe de recombinaison constructive est en effet commun à ces deux topologies. Cependant, une différence majeure est à souligner : dans le cas du *DBR*, deux zéros de même nature sont utilisés alors que dans le cas du *HPWR*, un seul zéro provenant de la technique *SIW* est exploité, le zéro issu de la ligne court-circuitée est situé à une fréquence nulle et n'est pas réellement exploité.

Un exemple de masque d'un Hybrid Planar Waveguide Resonator est présenté sur la figure III-6.

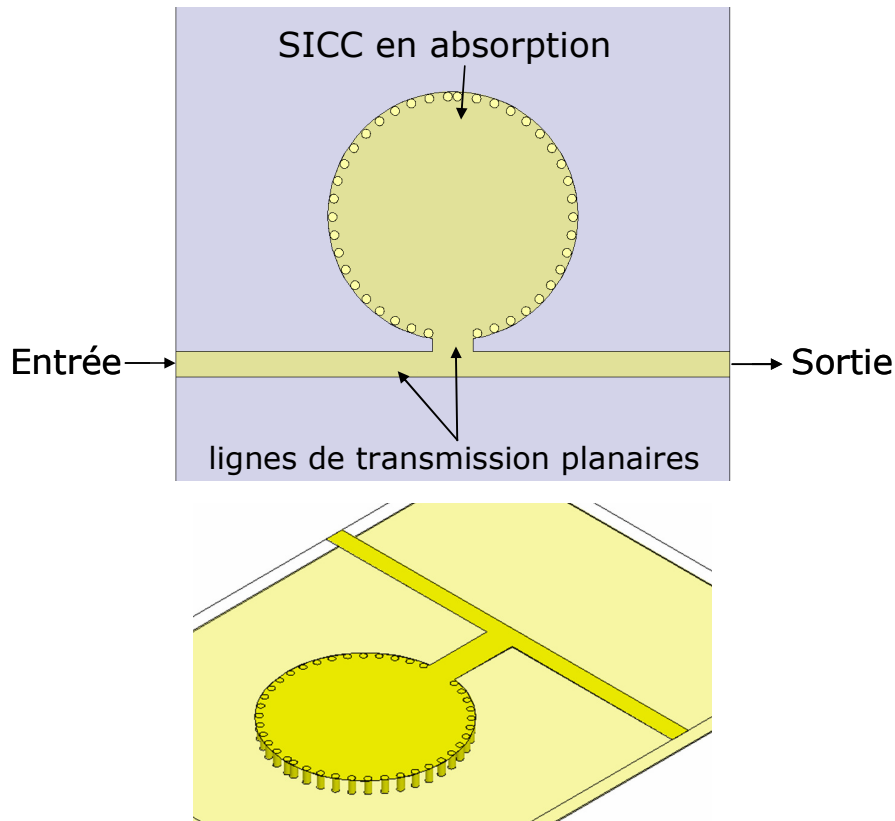


Figure III-6 : exemple de masque d'un Hybrid Planar Waveguide Resonator

Sur ce masque, nous distinguons très nettement la *SICC* et le tronçon de ligne. Bien qu'ils soient cascades, un modèle équivalent les présentant comme associés en parallèle modélise leur fonctionnement. Ceci est dû au fait que la cavité est principalement alimentée par les boucles de champ magnétique entourant la ligne de transmission entrée-sortie qui, défléchies sous le stub court-circuité, alimentent par couplage magnétique la *SICC*. L'excitation a donc lieu par couplage magnétique dans le substrat, directement à partir de la ligne principale E/S (Z). La part de l'alimentation de la cavité via le tronçon de ligne de transmission est quasi-négligeable si la longueur électrique équivalente de ce tronçon reste faible (longueur électrique de quelques dizaines de degrés au maximum).

Le fait de cascader ces deux éléments à la manière présentée sur la figure III-6 est motivé par deux raisons principales :

- D'une part, la cavité ne peut être directement connectée à la ligne d'entrée-sortie en raison des trous métallisés qui généreraient un retour à la masse sur

cette ligne et empêcheraient donc toute propagation le long de celle-ci. C'est pourquoi la cavité est légèrement décalée par rapport à la ligne d'entrée-sortie.

- D'autre part, la topologie présentée sur la figure III-6 permet d'utiliser les trous métallisés délimitant la cavité pour réaliser la condition de retour à la masse nécessaire à la réalisation d'un stub court-circuité.

Une telle topologie permet en outre d'avoir un résonateur compact dont les paramètres sont facilement identifiables physiquement. Nous allons maintenant proposer les synthèses globales du résonateur et d'un filtre utilisant ce résonateur.

III.2 Synthèse du HPWR

Le but de la synthèse que nous allons présenter ici est de relier les paramètres physiques du HPWR (longueur et impédance caractéristique du stub, paramètres L , C et \sqrt{n} associés à la cavité) avec les caractéristiques de la réponse électrique de ce même résonateur (pulsation du zéro ω_z et du pôle ω_0 , paramètre de pente b). Ceci permettra de déterminer les dimensions physiques d'un résonateur à partir d'un cahier des charges portant sur sa réponse fréquentielle.

III.2.1 Synthèse théorique d'un résonateur

La synthèse que nous proposons se base sur le schéma équivalent idéal présenté à la figure III-3. Sur ce schéma, les impédances de normalisation en entrée et en sortie sont notées Z alors que L et C représentent respectivement l'inductance et la capacité équivalentes de la SIC. Le transformateur d'impédance a un rapport \sqrt{n} . L'impédance ramenée par la cavité s'écrit :

$$Z_{LC} = n \frac{1 - LC\omega^2}{jC\omega} \quad \text{E III-2}$$

Le stub a une impédance caractéristique Z_0 et une longueur électrique l . Son impédance ramenée s'exprime sous la forme :

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_c + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_c \tan(\beta l)} \quad \text{E III-3}$$

avec

$$\beta l = \frac{\omega l}{c_0} \quad \text{E III-4}$$

où β est la constante de phase, ω est la pulsation et c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide. Z_c est la charge du stub, c'est-à-dire dans le cas présent un court-circuit, d'où $Z_c = 0$, Z_1 peut alors s'exprimer sous la forme :

$$Z_1 = jZ_0 \tan(\beta l) \quad \text{E III-5}$$

La mise en parallèle de ces deux impédances mène à une impédance équivalente Z_{eq} qui vaut :

$$Z_{eq} = \frac{Z_1 Z_{LC}}{Z_1 + Z_{LC}} \quad \text{E III-6}$$

Ce qui, d'après E III-2 et E III-5, est équivalent à

$$Z_{eq} = jnZ_0 \tan(\beta l) \frac{1 - LC\omega^2}{n - nLC\omega^2 - Z_0 C \omega \tan(\beta l)}. \quad \text{E III-7}$$

A partir de cette équation, il est possible de définir les pulsations du zéro de transmission et de la résonance. Lorsque la ligne principale E/S est court-circuitée, la pulsation du zéro de transmission ω_z du résonateur est telle que le numérateur de Z_{eq} s'annule, c'est-à-dire :

$$1 - CL\omega_z^2 = 0 \quad \text{E III-8}$$

Remarque : cette équation montre que la pulsation du zéro de transmission du résonateur est liée uniquement aux paramètres L et C de la S/CC. Le zéro de transmission est donc uniquement maîtrisé par les paramètres issus de la cavité.

De l'équation E III-8, nous pouvons déduire la valeur de C :

$$C = \frac{1}{L\omega_z^2}. \quad \text{E III-9}$$

La pulsation de la résonance ω_0 est quant à elle obtenue lorsque le dénominateur de l'équation E III-7 s'annule, c'est-à-dire

$$n - nLC\omega_0^2 - Z_0C\omega_0 \tan(\beta_0 l) = 0. \quad \text{E III-10}$$

Le HPWR se comporte alors comme un circuit ouvert, l'énergie passe de l'entrée vers la sortie sans atténuation particulière.

Partant de cette expression, et en substituant C par sa valeur obtenue à l'équation E III-9, extrayons Z_0 :

$$Z_0 = nL \frac{\omega_z^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \tan(\beta_0 l)}. \quad \text{E III-11}$$

Nous allons maintenant calculer l'inductance L de la cavité. Pour ce faire, il est nécessaire de calculer le paramètre de pente de notre résonateur, ce dernier est obtenu en dérivant la susceptance $B(\omega)$:

$$b = \left. \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \quad \text{E III-12}$$

Rappelons que la susceptance est obtenue comme suit :

$$B(\omega) = \text{Im}\{Y(\omega)\} \quad \text{E III-13}$$

Reprenons l'équation E III-7 et calculons l'admittance puis la susceptance du HPWR :

$$Y = j \frac{nLC\omega^2 + Z_0C\omega \tan(\beta) - n}{Z_0 n \tan(\beta) (1 - LC\omega^2)}, \quad \text{E III-14}$$

et

$$B(\omega) = \frac{nLC\omega^2 + Z_0C\omega \tan(\beta) - n}{Z_0 n \tan(\beta) (1 - LC\omega^2)} = \frac{P(\omega)}{Q(\omega)}, \quad \text{E III-15}$$

la dérivée de la susceptance est alors

$$\left. \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{P'(\omega_0)Q(\omega_0) - P(\omega_0)Q'(\omega_0)}{Q^2(\omega_0)} \quad \text{E III-16}$$

Or, d'après E III-10, $P(\omega_0)=0$ donc

$$\left. \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{P'(\omega_0)}{Q(\omega_0)} \quad \text{E III-17}$$

De plus,

$$P'(\omega_0) = 2nLC\omega_0 + Z_0C \tan(\beta_0 l) - Z_0C\omega_0 \frac{1}{c_0} (1 + \tan^2(\beta_0 l)). \quad \text{E III-18}$$

et en remplaçant dans E III-17 $P'(\omega_0)$ par sa valeur

$$\left. \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{2nLC\omega_0 + Z_0C \tan(\beta_0 l) - Z_0C\omega_0 \frac{1}{c_0} (1 + \tan^2(\beta_0 l))}{Z_0 n \tan(\beta_0 l) (1 - LC\omega_0^2)}. \quad \text{E III-19}$$

Or cette expression est calculée pour $\omega=\omega_0$ et d'après E III-10,

$$\tan(\beta_0 l) = \frac{n - nLC\omega_0^2}{Z_0C\omega_0} \quad \text{E III-20}$$

En substituant $\tan(\beta_0 l)$ par sa valeur obtenue à l'équation E III-20 dans l'équation E III-19, nous obtenons :

$$\left. \frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = \frac{nZ_0LC^2\omega_0^2 + nZ_0C + \frac{1}{c_0} Z_0^2C^2\omega_0^2 + \frac{1}{c_0} n(1 - LC\omega_0^2)^2}{n^2Z_0(1 - LC\omega_0^2)^2} \quad \text{E III-21}$$

E III-12 devient alors

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{nZ_0LC^2\omega_0^2 + nZ_0C + \frac{1}{c_0} Z_0^2C^2\omega_0^2 + \frac{1}{c_0} n(1 - LC\omega_0^2)^2}{n^2Z_0(1 - LC\omega_0^2)^2}. \quad \text{E III-22}$$

et en remplaçant C et Z_0 par leurs valeurs obtenues dans les équations E III-9 et E III-11 respectivement, il vient :

$$L = \frac{\omega_0}{2nb} \left(\frac{\frac{1}{c_0} \omega_0 \tan(\beta_0 l)}{(\omega_z^2 - \omega_0^2)} + \frac{\omega_z^2 + \omega_0^2}{\omega_z^4 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_z^2}\right)^2} + \frac{\omega_0 \frac{1}{c_0} (\omega_z^2 - \omega_0^2)}{\omega_z^4 \tan(\beta_0 l) \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_z^2}\right)^2} \right) \quad \text{E III-23}$$

pour $L \neq 0$.

A partir des équations que nous venons de présenter, les valeurs littérales de L , inductance équivalente de la *SICC*, de C , capacité équivalente de la *SICC*, de \sqrt{n} , rapport du transformateur et de Z_0 , impédance caractéristique du stub ainsi que l , la longueur électrique de ce stub sont liées aux spécifications portant sur la réponse électrique (pulsations de la résonance et du zéro de transmission, paramètre de pente).

Il est ici important de noter que la longueur physique l du stub en court-circuit et \sqrt{n} , rapport du transformateur d'impédance sont des paramètres qui ne sont pas fixés par les équations de synthèse mais par le concepteur. Ce sont des paramètres choisis et non subis, ce qui présente un réel avantage dans la facilité de conception. Nous avons ainsi la liberté de fixer leurs valeurs de façon à faciliter la phase de réglage. Nous verrons par la suite comment sont utilisés ces degrés de liberté.

Avant d'associer plusieurs résonateurs afin de créer un filtre, nous allons présenter une méthode permettant de maîtriser physiquement les paramètres équivalents caractérisant la *SICC*.

III.2.2 Extraction et contrôle des paramètres d'inductance et de capacité de la cavité et du rapport du transformateur d'impédance.

La synthèse présentée dans la partie précédente permet de déterminer mathématiquement les valeurs équivalentes de l'inductance L et de la capacitance C de la *SICC* en fonction de la réponse électrique désirée. Nous allons maintenant nous intéresser à une façon de contrôler ces valeurs physiquement, c'est-à-dire décrire une méthode nous permettant de dimensionner la cavité de façon à ce que les valeurs équivalentes de ces paramètres soient proches de celles calculées par la synthèse.

Rappelons que le rapport du transformateur d'impédance \sqrt{n} est considéré comme un degré de liberté qui va nous être utile pour cette étape.

En effet nous allons jouer sur les dimensions et/ou rapports de forme de la cavité. La *SICC* comporte différentes dimensions sur lesquelles il est possible d'intervenir (diamètre et hauteur de la cavité, dimensions liées à l'iris).

Le diamètre fixe la pulsation du zéro de transmission, il est donc lié à l'inverse du produit LC (E III-9). Or nous désirons contrôler les valeurs de L et de C en minimisant la modification de la fréquence de fonctionnement de la $SICC$.

La hauteur est difficilement réglable dans la mesure où elle est fixée par le processus technologique sélectionné.

Nous nous sommes donc intéressés à l'iris de couplage : sa dimension est lié au rapport du transformateur d'impédance \sqrt{n} . Afin de faciliter la compréhension de ce qui suit, nous considérerons les inductances et capacités transformées, nL et C/n . Aussi, nous allons nous baser sur les équations suivantes

$$nL = \frac{\omega_0}{2b} \left(\frac{\frac{l}{c_0} \omega_0 \tan(\beta_0 l)}{(\omega_z^2 - \omega_0^2)} + \frac{\omega_z^2 + \omega_0^2}{\omega_z^4 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_z^2}\right)^2} + \frac{\omega_0 \frac{l}{c_0} (\omega_z^2 - \omega_0^2)}{\omega_z^4 \tan(\beta_0 l) \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_z^2}\right)^2} \right) \quad \text{E III- 24}$$

$$\frac{C}{n} = \frac{1}{nL \omega_z^2} \quad \text{E III- 25}$$

au lieu des équations E III-23 et E III-9.

Ainsi, la pulsation du zéro de transmission est toujours liée à l'inverse du produit LC .

Nous nous sommes aperçus qu'il est possible de faire varier les paramètres transformés nL et C/n de la cavité en jouant sur la taille de l'ouverture de l'iris d'alimentation, et ce, à pulsation de fonctionnement quasi-constante. En d'autres termes, le volume de la $SICC$ règle ω_z et la taille de l'iris règle nL et donc C/n .

Ainsi, pour une pulsation de fonctionnement de la cavité donnée, plus l'iris est grand, plus l'inductance transformée de la cavité est faible. Nous allons caractériser l'inductance transformée nL de la $SICC$ en fonction de la taille de l'iris d'accès à la cavité.

Remarque : nous nous intéressons ici à la variation de l'inductance équivalente de la cavité, mais nous aurions aussi pu nous intéresser à la variation de la capacité équivalente de la cavité étant donné que L et C (et donc nL et C/n) sont liés par l'équation E III-8 et que nous travaillons pour une pulsation de fonctionnement ω_z de la cavité fixée.

Pour obtenir cet abaque de caractérisation, nous simulons une cavité seule avec une largeur donnée pour l'iris d'accès, c'est-à-dire avec une largeur donnée de la ligne microruban (Fig. III-7). Cette simulation électromagnétique est réalisée à l'aide du logiciel 3D HFSS™.

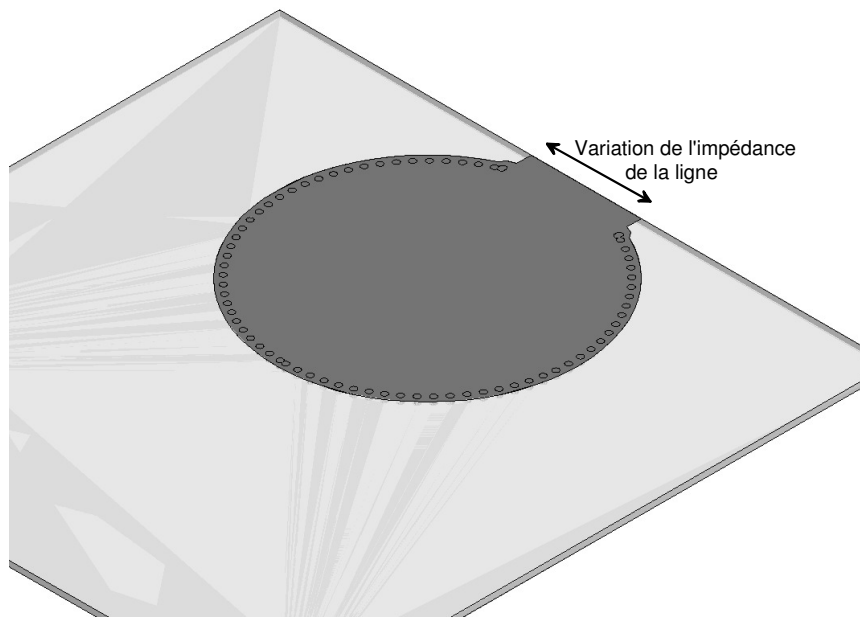


Figure III-7 : Masque utilisé pour la réalisation de l'abaque donnant l'inductance transformée de la cavité en fonction de la largeur de l'iris

A partir de cette simulation HFSS™, nous avons extrait la valeur de l'impédance caractéristique équivalente du tronçon de ligne vue en entrée ainsi que la phase de S_{11} en fonction de la fréquence. Ces valeurs sont ensuite exportées, sans normalisation d'impédance, vers le simulateur circuit proposé par Agilent Technologies : ADS™. Sur ce simulateur circuit, nous utilisons un modèle équivalent de la cavité dont les valeurs nL et C/n sont optimisées afin de faire coïncider la réponse du modèle circuit avec la courbe réponse électromagnétique obtenue avec HFSS™ (Fig. III-8). Une fois que la courbe issue de la simulation circuit est similaire à la courbe issue de la simulation électromagnétique, nous relevons les valeurs de nL et C/n (Fig. III-9).

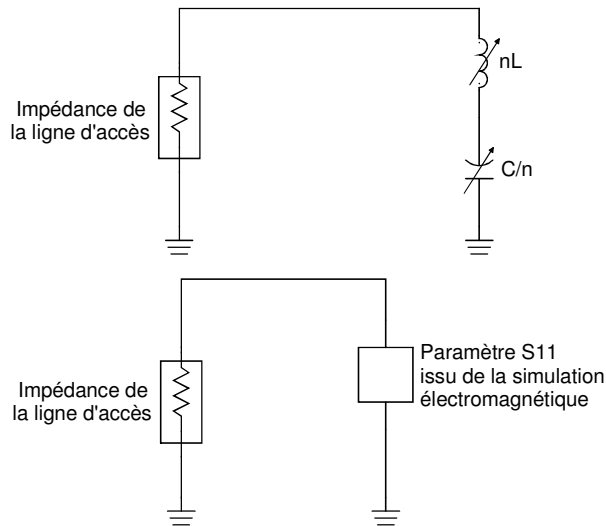


Figure III-8 : Circuit utilisé pour la comparaison entre la phase issue de la simulation électromagnétique et celle issue d'un modèle LC transformé équivalent

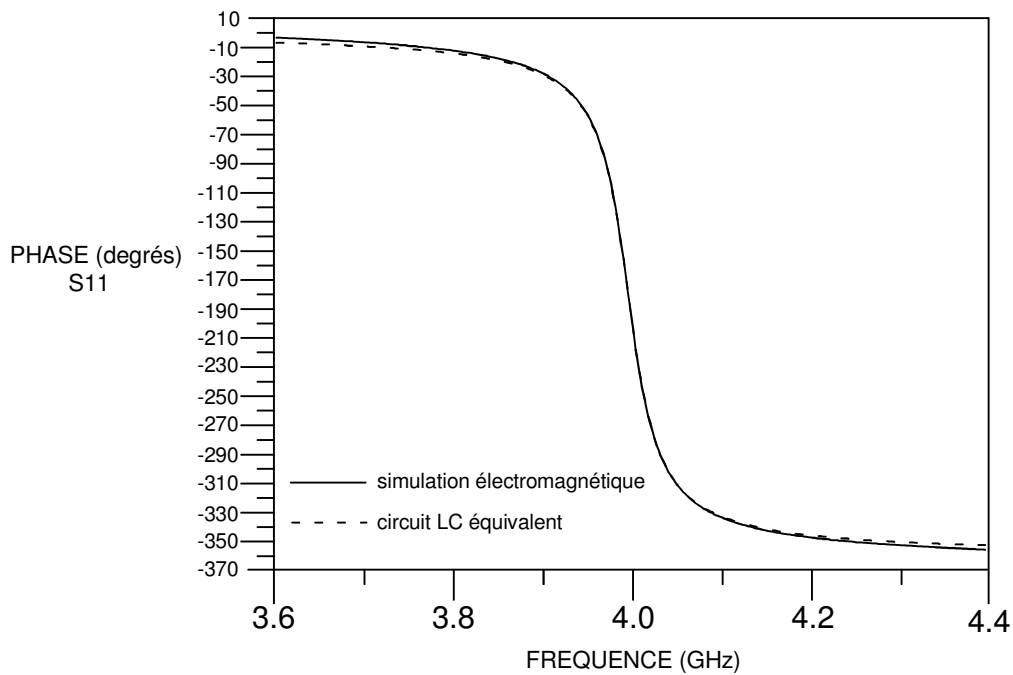


Figure III-9 : Evolution de la phase de S11 en fonction de la fréquence

Cette opération est ensuite réitérée pour différentes largeurs d'iris. Les valeurs de nL et C/n sont à chaque fois relevées, puis consignées sur l'abaque présenté figure III-10.

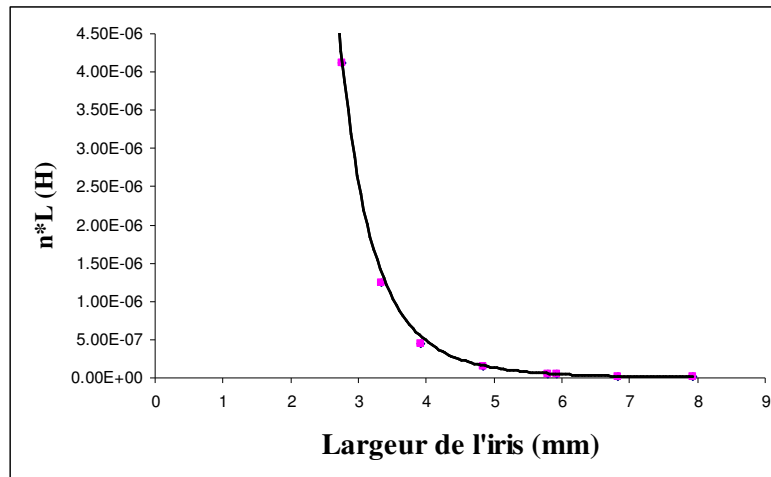


Figure III-10 : Abaque caractérisant l'inductance transformée de la SICC en fonction de la largeur de l'iris

Comme indiqué précédemment, la variation de la largeur de l'iris d'accès n'affecte théoriquement pas la fréquence de fonctionnement de la cavité car il n'y a de changements ni sur le diamètre ni sur la hauteur de la cavité cylindrique. Cependant, lors de ces simulations successives, il a été observé une légère variation de la fréquence de fonctionnement de la cavité lorsque la taille de l'iris évolue : plus la taille de l'iris est importante, plus la fréquence de fonctionnement diminue. Cette faible variation résulte d'un défléchissement des lignes de champs magnétique qui ne sont plus parfaitement circulaires mais qui prennent une trajectoire oblongue en débordant légèrement de la cavité par l'iris. Cette modification de la forme des lignes de champs implique que la taille « effective » de la cavité vue par celles-ci est supérieure à la taille réelle. La fréquence de fonctionnement est par conséquent légèrement inférieure à celle obtenue en oscillations libres lorsque la cavité est complètement close. Pour pallier cette dérive, nous avons, pour chaque simulation, modifié très légèrement la taille de la cavité de façon à avoir une fréquence de fonctionnement constante. Le tracé présenté sur la figure III-10 tient compte de cette modification, il a été réalisé pour une fréquence de fonctionnement constante, ici 3,95 GHz.

Nous pouvons donc maintenant maîtriser la valeur de nL , inductance transformée de la cavité. Cette maîtrise s'effectue au moyen de la largeur de l'iris. Notons que la largeur de l'iris ne peut pas prendre n'importe quelle valeur, il est en effet nécessaire que la largeur de l'iris soit inférieure ou égale à la largeur de la ligne

d'accès. La largeur de la ligne d'accès est directement liée à l'impédance caractéristique du stub, Z_0 . Ainsi, la procédure de réglage est présentée sur la figure III-11.

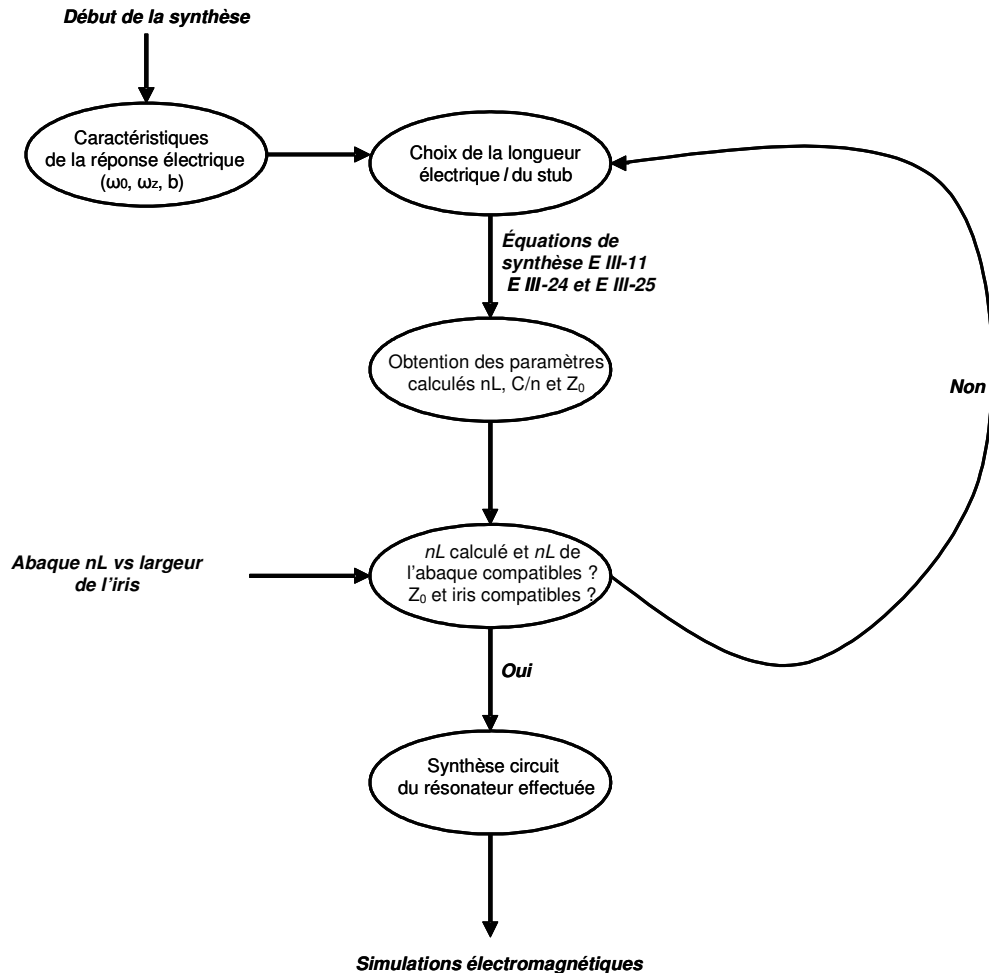


Figure III-11 : procédure permettant la synthèse d'un HPWR

Cette figure permet de nous apercevoir que le degré de liberté offert par la longueur électrique l du stub court-circuité est primordial car il permet de faire coïncider les valeurs issues des équations de synthèse et les valeurs issues de l'abaque.

Maintenant que les résonateurs ont été représentés par des modèles circuits et définis par les équations de synthèse que nous avons présentées, nous pouvons

les modéliser par leur paramètre de pente b et associer plusieurs d'entre eux afin de créer une fonction de filtrage.

III.2.3 Synthèses d'un filtre composé de HPWR

De façon à créer un filtre, les résonateurs sont associés entre eux au moyen de lignes quart d'onde, selon la méthode présentée dans [III-2].

Ainsi, pour un filtre d'ordre 2, le schéma idéal équivalent est présenté sur la figure III-12. Dans ce cas, trois inverseurs d'admittance sont utilisés, un pour relier les deux résonateurs, les deux autres étant situés en entrée/sortie.

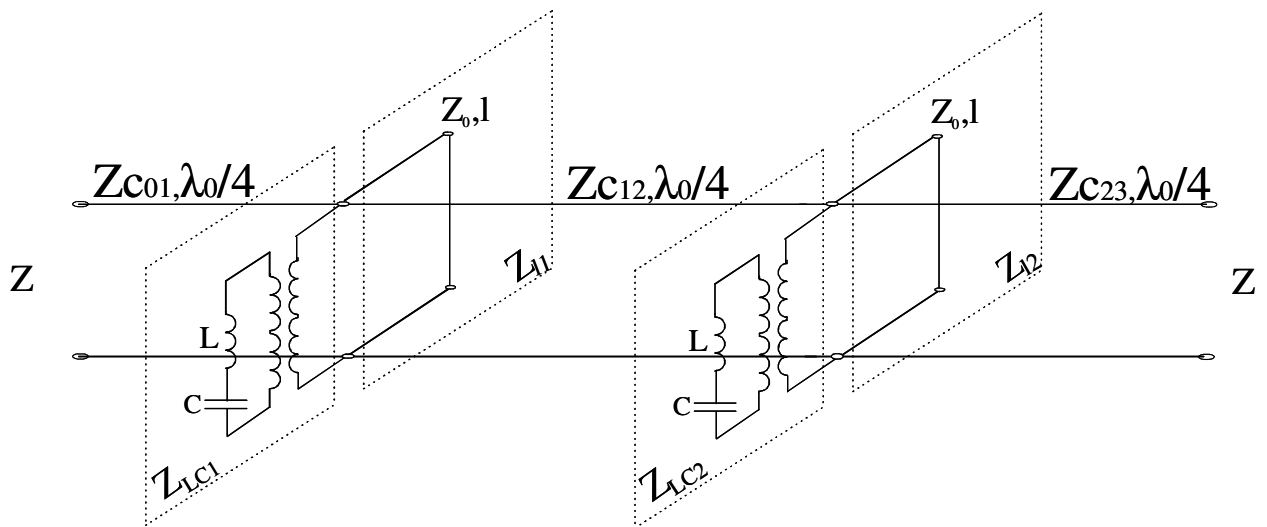


Figure III-12 : Schéma équivalent idéal d'un filtre d'ordre 2 à base de HPWR

Les équations que nous allons maintenant présenter concernent un filtre d'ordre n . Ainsi, l'impédance caractéristique de l'inverseur d'admittance $Z_{C_{j,j+1}}$ est donnée par :

$$Z_{C_{j,j+1}} = \frac{1}{J_{j,j+1}} \quad \text{E III-24}$$

où les $J_{j,j+1}$ sont définis comme :

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_a \cdot b_1 \cdot w}{w'_1 \cdot g_0 \cdot g_1}} \quad \text{E III-25}$$

pour l'inverseur d'admittance situé entre le port d'entrée du filtre et le premier résonateur,

$$J_{j,j+1} = \frac{w}{w'_1} \sqrt{\frac{b_j \cdot b_{j+1}}{g_j \cdot g_{j+1}}} \quad \text{E III-26}$$

pour tous les inverseurs d'admittances situés entre deux résonateurs, et

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_b \cdot b_n \cdot w}{w'_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1}}} \quad \text{E III-27}$$

pour l'inverseur situé entre le dernier résonateur et le port de sortie du filtre. Dans ces trois équations, les termes g_j sont les coefficients de la fonction d'approximation choisie (Tchebyshev ici) pour le prototype passe-bas équivalent. Ils définissent l'ondulation dans la bande passante [III-2]. G_a et G_b sont les valeurs non normalisées des conductances chargeant le filtre en entrée et en sortie. Le terme b_j représente le paramètre de pente du $j^{\text{ème}}$ résonateur tel qu'il a été défini dans le paragraphe III.3.1, w est la bande passante relative de notre filtre et enfin w'_1 est la pulsation de coupure du prototype passe-bas normalisé.

La synthèse du résonateur Hybrid Planar Waveguide Resonator est maintenant complète. Nous avons montré que nous pouvons synthétiser des filtres basés sur ce résonateur à l'aide d'outils de synthèse de type lignes de transmission. Nous allons maintenant présenter un exemple de réalisation d'un *HPWR* en partant de la synthèse que nous venons de présenter.

III.3 Réalisations et mesures

Afin de démontrer que la synthèse présentée décrit précisément les phénomènes physiques rencontrés, nous allons la mettre en œuvre et caractériser expérimentalement les circuits réalisés. Une fois que l'intérêt et la précision de la synthèse auront été mis en évidence, nous présenterons des circuits permettant de souligner les performances de la topologie *HPWR*.

Ainsi, nous allons dans un premier temps présenter un résonateur seul et un filtre d'ordre deux conçus pour fonctionner autour de 4 GHz. Nous mettrons en

évidence le fait que la synthèse mène directement à un masque nécessitant peu de réglage électromagnétique. Ceci n'est possible qu'à des fréquences relativement faibles car les logiciels circuits commerciaux modélisent de façon exhaustive les comportements physiques alors que pour des fréquences supérieures, la multitude de phénomènes parasites apparaissant (couplages involontaires, apparition de modes parasites, modélisation des jonctions approximatives...) les rend obsolètes.

Par la suite, nous présenterons d'autres réalisations dont les fréquences de fonctionnement sont situées autour de 15 GHz. Nous verrons ainsi quels sont les problèmes rencontrés autour de ces fréquences. Les mesures de ces circuits permettront d'autre part de mettre en évidence les performances de la topologie *HPWR*. De plus, il nous sera possible de comparer ces mesures avec celles des filtres à base de *SICC* en transmission présentés au cours du chapitre II.

III.3.1 Synthèse et réalisation d'un *HPWR*

Nous avons choisi de réaliser un Hybrid Planar Waveguide Resonator sur une alumine de permittivité 9,9, d'épaisseur 380 μm . Cette alumine est produite par Kyocera et la tangente de perte annoncée est de $3\text{e-}4$. Le choix de l'épaisseur du substrat est ici, comme dans le cas des *SICC*, un compromis entre performances électriques et résistance mécanique du substrat.

Le perçage et la métallisation ont été réalisés chez Thin Film Products à Pinsaguel dans la banlieue Toulousaine. Le perçage est effectué au moyen d'un Laser. La métallisation est réalisée par procédé couche mince, l'épaisseur du dépôt d'or est de 4 μm . Les motifs sont obtenus par gravure chimique. La résistivité qui nous a été communiquée est de 3 $\mu\Omega/\text{m}$.

Nous proposons de synthétiser un résonateur présentant une fréquence de résonance de 3,8 GHz, et un zéro de transmission à 3,95 GHz. Nous ne fixons pas de valeur pour b , paramètre de pente, ni pour l , longueur du stub. Ces paramètres restent donc libres, et sont considérés comme des paramètres de liberté.

Dans un premier temps, nous caractérisons la cavité, c'est-à-dire que l'on trace l'abaque nL vs largeur de l'iris selon la méthode indiquée au paragraphe III.3.2. Cet abaque est présenté sur la figure III-13.

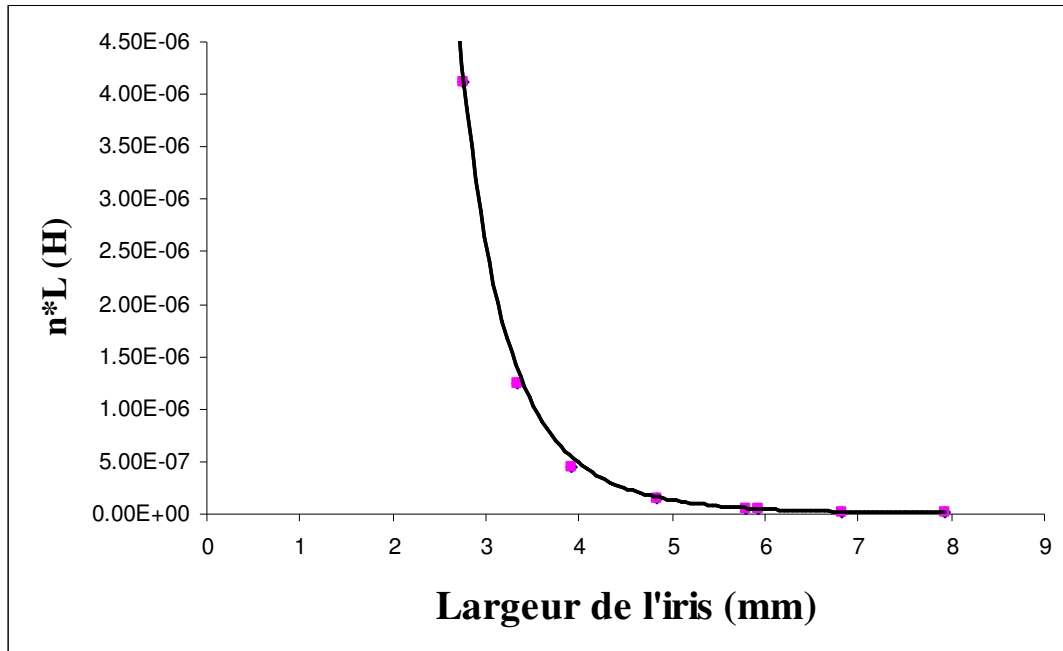


Figure III-13 : Inductance transformée de la SICC en fonction de la largeur de l'iris pour une cavité fonctionnant à 3,95 GHz

Ensuite, nous optimisons les paramètres nL et C/n de façon à ce qu'ils vérifient non seulement les équations E III-24 et E III-25, mais aussi qu'ils soient situés sur l'abaque de la figure III-13. Dans cet exercice, les degrés de liberté sont l et b car nous pouvons les fixer librement. Les valeurs auxquelles nous arrivons sont consignées dans le tableau III-1. Ces valeurs ont été obtenues pour un stub court-circuité ayant une longueur électrique l de 23 degrés et un paramètre de pente b de 5,5 Siemens. Les lignes d'accès ont une impédance caractéristique de 50Ω . Le masque du HPWR est alors généré (Fig. III-14).

Stubs court-circuités		SICC	
l (degrés)	Z_0 (Ω)	C/n (pF)	$n.L$ (nH)
23	5.774	1.273	1.275
l (mm)	W (mm)	Largeur d'iris (mm) : 7.118 Diamètre (mm) : 18.48	
1.586	7.118		

Tableau III-1 : Paramètres et dimensions du HPWR

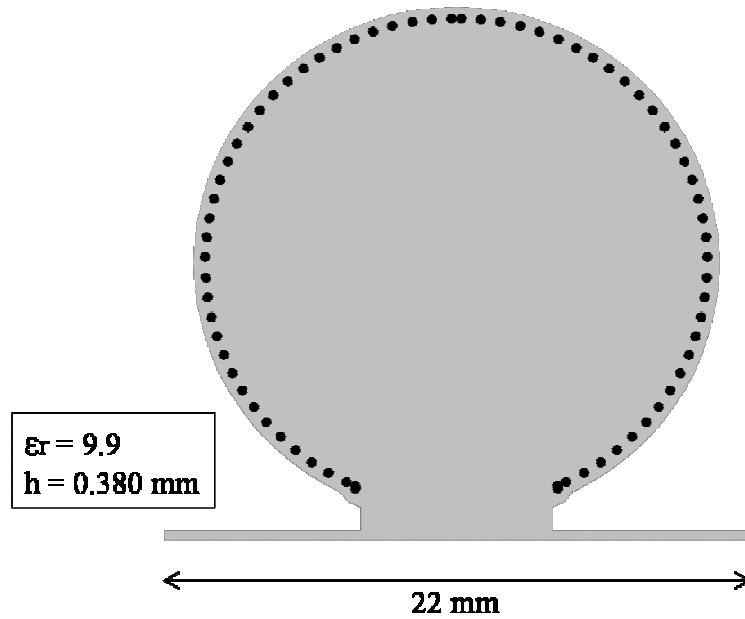


Figure III-14 : Masque du HPWR

La réponse électrique du schéma équivalent idéal issu de la synthèse est présentée sur la figure III-15.

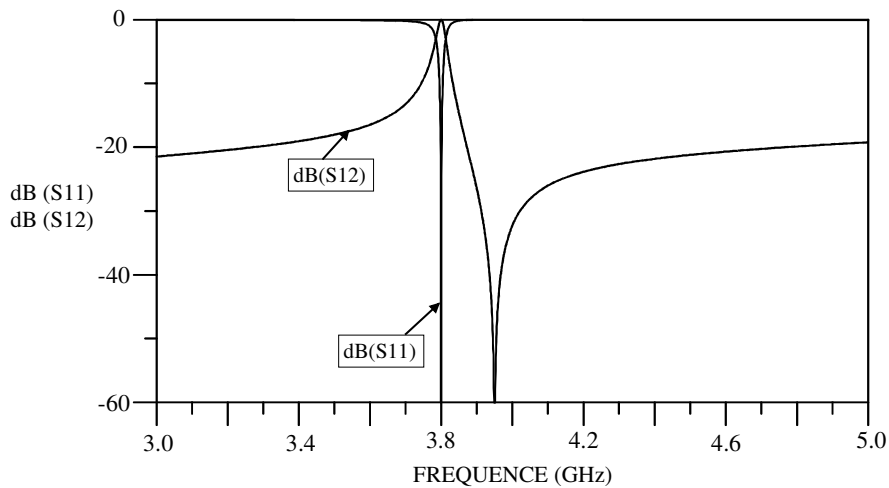


Figure III-15 : Réponse électrique idéale du HPWR

Nous procédons ensuite à une simulation électromagnétique à l'aide du logiciel 3D HFSS™. Il n'y a ici pas de phase de réglage électromagnétique dans la mesure où l'allure de la réponse issue de la simulation électromagnétique correspond à celle de la réponse issue de la simulation circuit.

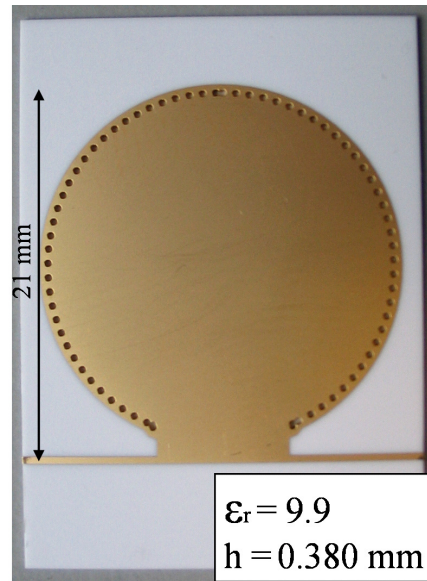


Figure III-16 : Photographie du *HPWR* réalisé sur alumine

Le circuit est ensuite réalisé (Fig. III-16) et mesuré. La réponse électromagnétique simulée et la mesure sont visibles sur la figure III-17.

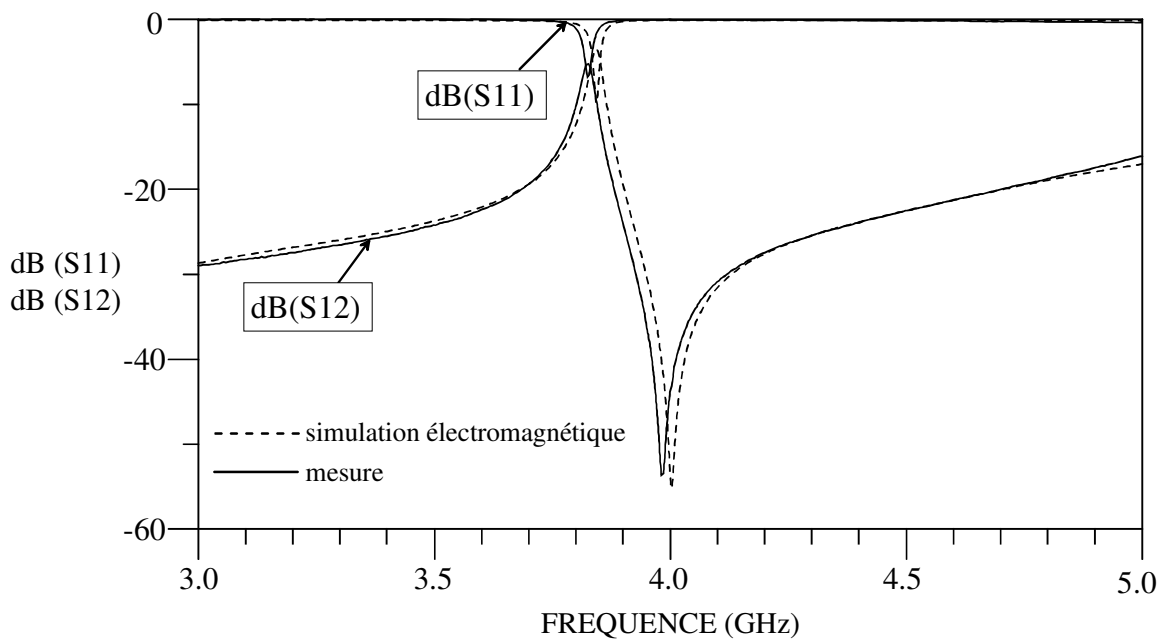


Figure III-17 : Réponses électriques simulée et mesurée du *HPWR*

Nous constatons que l'allure de la réponse mesurée est très proche de celle de la réponse simulée, ce qui démontre la qualité de la synthèse que nous avons présentée, le modèle décrit bien ce qui se passe physiquement. Nous pouvons

malgré tout observer un léger décalage en fréquence. Ce décalage fréquentiel est le même pour le zéro de transmission et pour le pôle, il provient d'une variation de la permittivité du substrat entre la valeur annoncée et la valeur réelle.

Par ailleurs, nous pouvons constater que les pertes mesurées sont supérieures aux pertes espérées suite à la simulation. Cependant, la sélectivité mesurée est aussi supérieure à la sélectivité simulée, ce qui explique que les pertes soient augmentées.

Cette première réalisation d'un *HPWR* seul nous a permis de valider la synthèse du résonateur présentée. Ainsi, nous avons pu noter la bonne corrélation entre la simulation et la mesure. Nous allons maintenant synthétiser un filtre d'ordre 2 afin de valider la synthèse d'ordre n présentée.

III.3.2 Synthèse et réalisation d'un filtre d'ordre deux à base de *HPWR*

Le filtre que nous allons présenter a été réalisé lors du même run que le résonateur seul présenté auparavant. C'est pourquoi les caractéristiques technologiques sont identiques : ce filtre est réalisé sur une alumine Kyocera de permittivité 9,9, de 380 μm d'épaisseur et avec une tangente de pertes de $3\text{e-}4$.

Dans un souci de rapidité, nous avons décidé de concevoir un filtre dont le zéro de transmission et le pôle seront situés aux mêmes fréquences que celles du *HPWR* présenté au paragraphe III.4.1. Ceci nous permet de ne pas avoir à caractériser de nouveau le paramètre équivalent nL de la *SICC* en fonction de la largeur de l'iris d'accès à la cavité. Nous pouvons de nouveau utiliser le même abaque qui est représenté à la figure III-13. Pour cette raison, nous allons développer un filtre dont la fréquence centrale est de 3,8 GHz et la fréquence du zéro de transmission est de 3,95 GHz. De plus, nous avons choisi une bande passante relative de 5%.

Les équations de synthèse ainsi que l'abaque présenté en figure III-13 mènent aux dimensions données dans les tableaux III-2 et III-3. Les valeurs de ce tableau ont été obtenues après une phase d'optimisation telle que celle qui a été décrite pour le *HPWR* (optimisation de la longueur physique de façon à faire concorder les

équations de synthèse E III-11, E III-24, E III-25 et l'abaque présentée en figure III-13). Le tableau III-2 présente les valeurs des paramètres relatifs aux résonateurs.

Remarque : Nous avons fait le choix d'utiliser des résonateurs identiques pour des raisons de simplicité. Bien entendu, il est possible d'utiliser des résonateurs ayant par exemple des zéros de transmission différents. L'intérêt de cette méthode sera discuté par la suite.

Stubs court-circuités		SICCs	
I (degrés)	Z ₀ (Ω)	C/n (pF)	n*L (nH)
47	5,696	0,51	3,178
I (mm)	W (mm)	diamètre des SICCs (mm)	largeur des iris (mm)
3,24	7,227	18,49	7.227

Tableau III-2 : Paramètres et dimensions des résonateurs issus de la synthèse idéale

Le tableau III-3 présente les impédances caractéristiques et largeurs des inverseurs d'admittance.

Z _{c01}	Z _{c12}	Z _{c23}
Impédances Caractéristiques Calculées (Ω)		
24,967	11,882	24,967
Largeurs Associées (mm)		
1,175	3,1	1,175

Tableau III-3 : Impédances caractéristiques et largeurs des inverseurs d'admittance issus de la synthèse idéale

La réponse électrique de cette synthèse idéale est présentée en figure III-18

Nous générons ensuite le masque du filtre et ce circuit est simulé grâce à un simulateur électromagnétique 3D (HFSS™). La réponse de cette simulation électromagnétique est présentée sur la figure III-19.

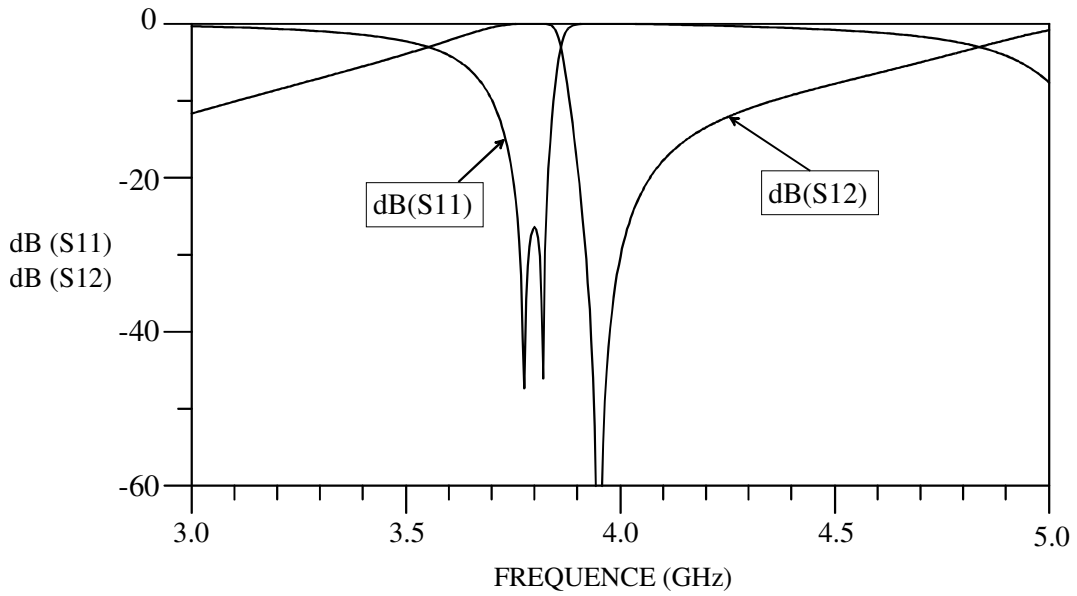


Figure III-18 : Réponse électrique de la synthèse idéale d'un filtre d'ordre deux à base de HPWR

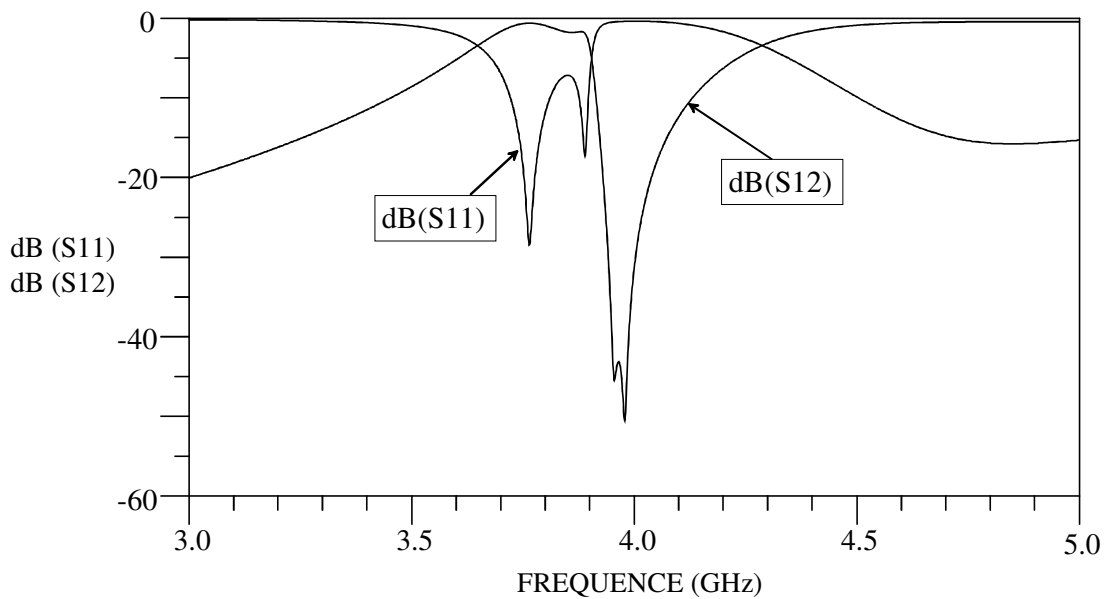


Figure III-19 : Réponse simulée du filtre HPWR avant réglage électromagnétique

Nous voyons ici qu'il est nécessaire d'effectuer un réglage électromagnétique. La phase de réglage électromagnétique consiste à modifier les longueurs et/ou les largeurs des lignes de transmission microruban. Cet aspect est l'un des énormes

avantages procurés par le HPWR : le réglage est facile et rapide car les éléments de réglage sont dissociés :

- les inverseurs d'admittance gèrent les couplages inter-résonateurs, ils comportent une longueur et une largeur modifiables.
- les éléments plans composant les résonateurs (stub court-circuités) fixent la fréquence du pôle.

La réponse électrique présentée sur la figure III-19 montre clairement que le couplage entre les deux résonateurs est trop important, une correction concernant l'impédance caractéristique de l'inverseur situé entre les deux résonateurs est nécessaire. En revanche, les paramètres liés aux résonateurs ne nécessitent que de très faibles changements.

Stubs Court-circuités	
l (mm)	W (mm)
3,24	7,207
l (degrees)	Z₀ (Ω)
47	5,71
Correction / valeurs issues de la synthèse	
0%	0,25%

Tableau III-4 : Paramètres et dimensions corrigés des résonateurs

Z_{c01}	Z_{c12}	Z_{c23}
Largeurs de ligne (mm)		
1,225	1,429	1,225
Impédances Caractéristiques Equivalentes (Ω)		
24,26	21,73	24,26
Correction / valeurs issues de la synthèse		
2,91%	82,9%	2,91%

Tableau III-5 : Impédances caractéristiques et largeurs modifiées des inverseurs d'admittance

Ainsi, les paramètres et dimensions faiblement modifiés des résonateurs sont présentés dans le tableau III-4 tandis que le tableau III-5 présente les impédances caractéristiques modifiées des inverseurs d'admittance. Comme indiqué, la modification concerne principalement Z_{c12} qui passe de $11,9 \Omega$ à $21,7 \Omega$. Les autres impédances caractéristiques sont quasiment inchangées, les paramètres des résonateurs sont eux aussi identiques aux valeurs calculées grâce à la synthèse. Le masque modifié ainsi qu'une photographie du filtre réalisé sont présentés sur la figure III-20.

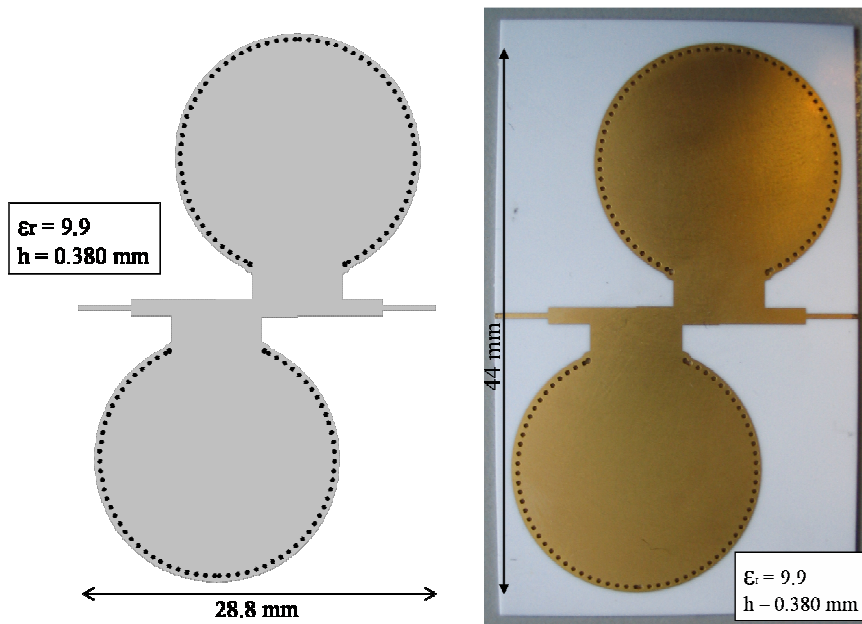


Figure III-20 : Masque et photographie du filtre d'ordre deux à base de *HPWR*

La réponse issue de la simulation électromagnétique du masque modifié, ainsi que la réponse électrique mesurée du filtre réalisé sont présentées sur la figure III-21.

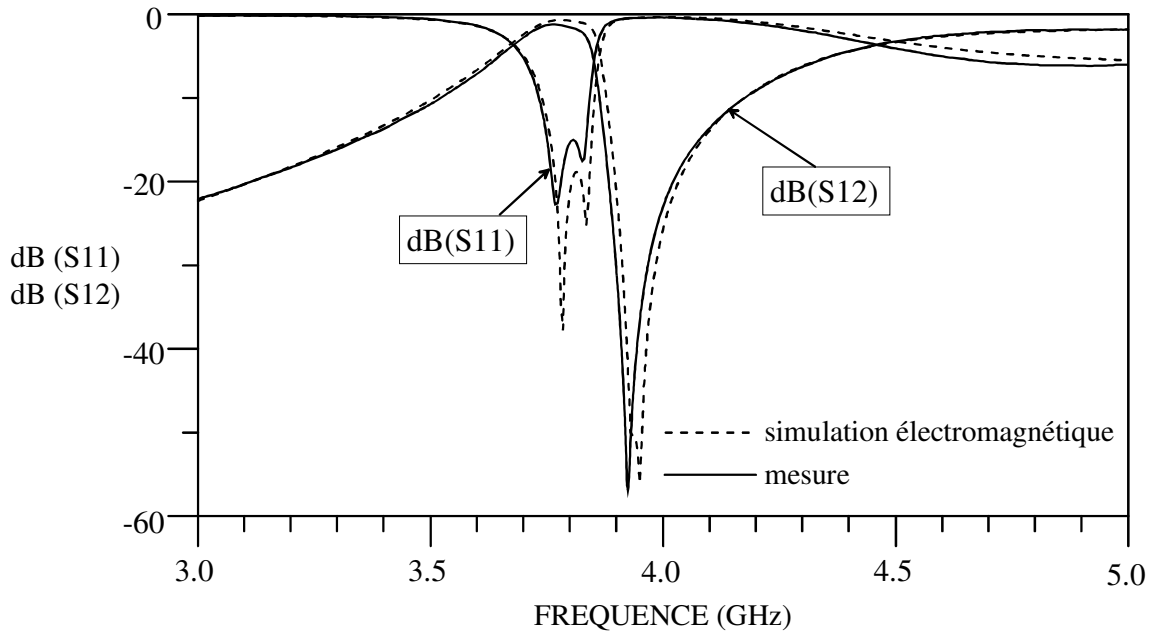


Figure III-21 : Réponses électriques mesurée et simulée du filtre d'ordre 2

Ici, nous pouvons de nouveau observer un faible décalage en fréquence qui est lui aussi dû à une variation de la permittivité du substrat par rapport à la permittivité annoncée. Hormis cette dispersion technologique, nous pouvons constater une très bonne corrélation entre la simulation et la mesure du point de vue de l'allure des courbes. Cependant, ici encore, nous pouvons relever que les pertes mesurées sont plus élevées que celles attendues, mais la réponse électrique mesurée est aussi plus sélective. La bande passante relative mesurée est de 4,75% et les pertes mesurées sont de 0,98 dB. La différence observée entre les bandes passantes simulée et mesurée est probablement due aux dispersions technologiques. En effet, les circuits sont réalisés sur une alumine dont nous ignorons la valeur exacte de la permittivité. De plus, les positionnements et diamètres réels des vias n'ont pu être contrôlés, une dispersion sur l'une de ces grandeurs pourrait expliquer cette modification de bande passante.

La réalisation de ce filtre d'ordre deux a permis de mettre en évidence que la synthèse décrit précisément les phénomènes physiques rencontrés, ce qui induit une étude circuit rapide et dont la réponse est proche de la solution. D'autre part, cet exemple de réalisation montre bien l'avantage d'une solution dont les éléments de réglage sont planaires dans la mesure où cela facilite grandement l'identification des

données à modifier (ici, couplage entre les résonateurs trop fort d'où modification de l'impédance caractéristique Z_{c12}).

Nous allons maintenant présenter un exemple de filtre d'ordre 3 fonctionnant à 15 GHz nous permettant de comparer les performances électriques des filtres *HPWR* avec les performances de filtres *SICC*.

III.3.3 Réalisation d'un filtre *HPWR* d'ordre 3.

Suite à la réalisation de ces deux circuits à des fréquences voisines de 4 GHz dont le but était de démontrer l'acuité de la synthèse, nous allons maintenant présenter un filtre d'ordre 3. L'objectif est de mettre en évidence les performances du *HPWR*, puis de les comparer à celles des filtres *SICC* présentés précédemment.

Le circuit fonctionne à une fréquence de 15,25 GHz. A cette fréquence, de nombreux phénomènes parasites apparaissent. Aussi, la synthèse présentée précédemment nous permet de nous approcher du masque finalement réalisé, mais une étape de réglage électromagnétique est nécessaire. Cependant, il convient de souligner que même si le masque issu de la synthèse est quelque peu éloigné du masque finalement retenu, l'existence de la synthèse est un élément appréciable et utile dans la mesure où cela permet d'identifier plus facilement les différents points de réglage.

Le filtre synthétisé est conçu sur une alumine de 380 μm , il a une fréquence centrale de 15,25 GHz et un zéro de transmission situé à une fréquence de 15,6 GHz. La bande passante de ce filtre est de 1,5%. Suite à la synthèse idéale de ce filtre, nous avons procédé à un réglage à l'aide du simulateur électromagnétique HFSS[™]. Le réglage électromagnétique de ce filtre a pris environ deux jours.

Ce filtre comporte trois résonateurs, son masque est présenté à la figure III-22.

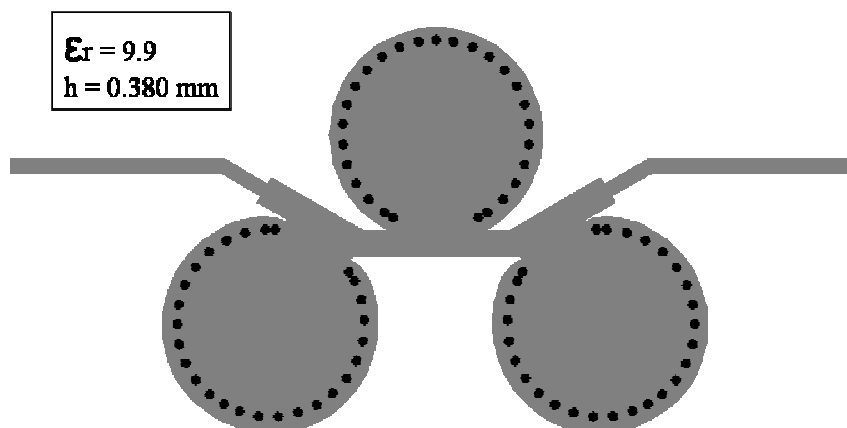


Figure III-22 : Masque du filtre d'ordre 3 à base de *HPWR*

Ce filtre a été fabriqué et une photo de la réalisation est visible sur la figure III-23.

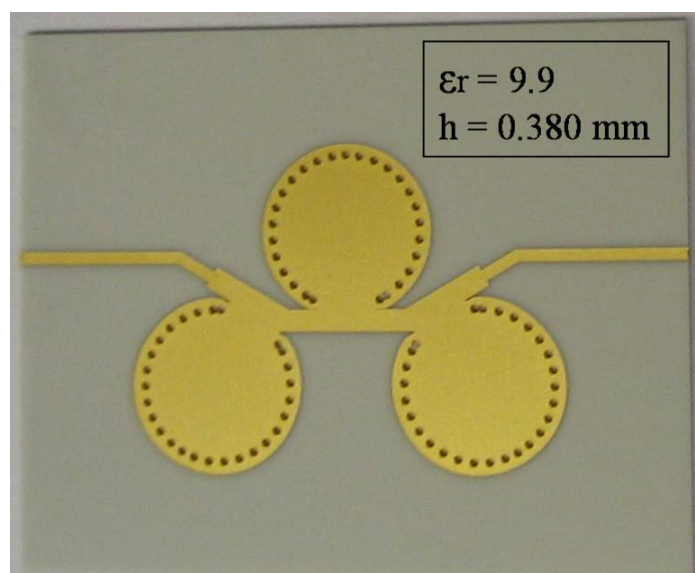


Figure III-23 : Photographie du filtre d'ordre 3 à base de *HPWR*

Les réponses électriques simulée et mesurée sont présentées sur la figure III-24.

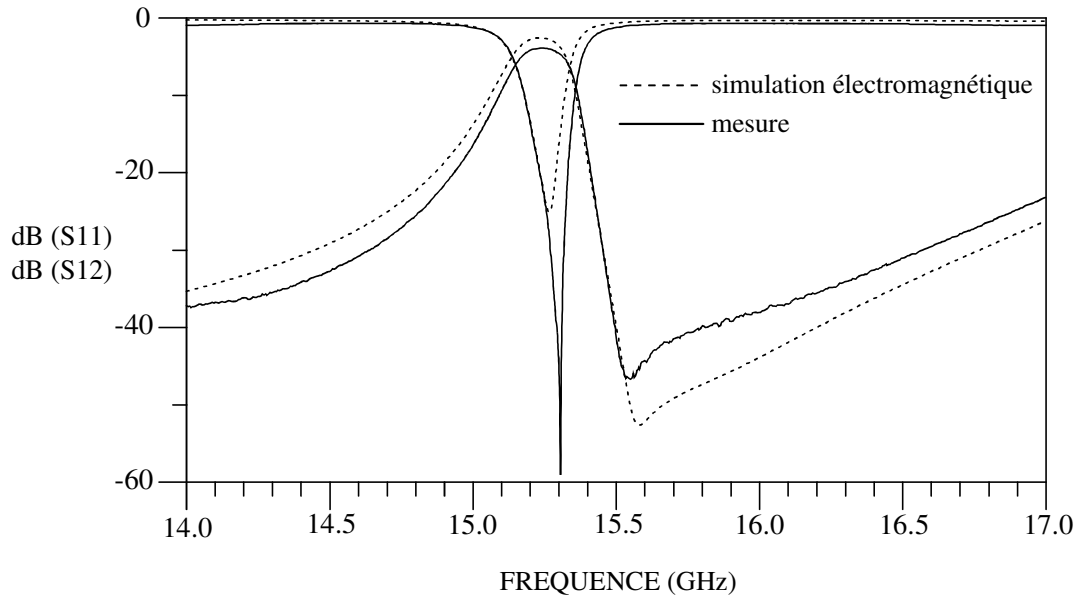


Figure III-24 : réponses électriques simulée et mesurée du filtre d'ordre 3 à base de HPWR

Nous pouvons constater sur cette figure qu'il y a une forte ressemblance dans l'allure des réponses simulée et mesurée. Comme dans les cas précédents, nous pouvons noter une différence entre le niveau de pertes espéré suite à la simulation et celui mesuré sur le circuit. Cette différence est, ici aussi, principalement imputable à la différence de bande passante relative entre mesure et simulation. Ces circuits ayant été réalisés lors du même run que le filtre d'ordre 2, nous pensons qu'il s'agit ici aussi de dispersions technologiques relatives au substrat et / ou à la réalisation (permittivité / dimensions et positions des trous métallisés)

Comme pour l'ensemble des circuits réalisés sur alumine, nous observons un décalage en fréquence dû à la dispersion de la permittivité du substrat. Notons toutefois que la sensibilité de cette structure est bien inférieure à la sensibilité des *SICC*. Ceci est dû à l'utilisation de lignes de transmission, les champs sont donc répartis à la fois dans le diélectrique et dans l'air, la sensibilité vis-à-vis de la dispersion de permittivité est donc plus faible.

A partir des réponses électriques mesurées du filtre d'ordre 3, nous avons extrait le coefficient de qualité d'un *HPWR*. Pour cela, nous allons utiliser la formule suivante [III-2] :

$$Q_v = \frac{4.343 \times n}{IL \times w}$$

E III-28

Dans cette expression, n correspond à l'ordre du filtre, ici, $n = 3$, IL représente les pertes d'insertion mesurées, exprimées en dB, ici, les pertes d'insertion sont de 2,558 dB, w est la bande passante relative, dans notre cas, $w = 0,0133$. A partir de ces valeurs, le coefficient de qualité à vide Q_v du résonateur est de 382.

Nous sommes conscients des limites d'utilisation de l'expression E III-28, notamment pour les filtres à zéros de transmission, cependant, nous n'avons pas d'autres moyens de quantifier le coefficient de qualité d'un *HPWR* hormis avec cette méthode.

Ce coefficient de qualité calculé de 382 permet d'avoir un élément de comparaison avec les filtres développés précédemment, et cela nous permet de dire que le *HPWR*, en plus des avantages cités précédemment, présente des performances électriques supérieures non seulement par rapport aux topologies planaires conventionnelles, mais aussi par rapport aux topologies à base de *SICC*. En effet, les filtres à base de *SICC* présentés lors du chapitre III ont des coefficients de qualité de l'ordre de 300. L'augmentation des performances entre les topologies *SICC* et *HPWR* est de l'ordre de 30%, alors que l'amélioration par rapport aux topologies planaires est de +110% environ.

Notons que nous avons ici un filtre *HPWR* d'ordre 3 présentant une bande passante relative de 1,3% et des pertes d'insertion de 2,56 dB alors que le filtre d'ordre 3 *SICC* décrit au cours du deuxième chapitre a une bande passante relative de 1,45% et 3,8 dB de pertes (chapitre II-4-2).

III.4 Conclusion et perspectives

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté une structure de filtre originale permettant le contrôle d'une bande coupée et d'une bande passante. Cette topologie, nommée *HPWR*, est bâtie non seulement à partir d'éléments planaires facilement modélisables mais fait aussi appel à des parties volumiques *SICC*. Aussi,

nous avons pu développer une synthèse à base de lignes de transmission et d'éléments *LC*. Ceux-ci nous ont permis de représenter les parties volumiques. Nous avons décrit une méthode de contrôle des valeurs des capacité et inductance équivalentes de cette cavité *SICC*. Ensuite, différentes réalisations ont mis en évidence la précision de la synthèse d'une part et les performances de la topologie *HPWR* d'autre part.

Ce résonateur *HPWR* rassemble de nombreux avantages.

Le premier d'entre eux concerne les performances électriques. Ce résonateur possède un bon facteur de qualité grâce à l'exploitation d'une recombinaison constructive, considérée comme la résonance. La présence d'un zéro de transmission participe aux bonnes performances électriques dans la mesure où celui-ci crée une réjection forte aux abords de la bande passante. La présence et la maîtrise de ce zéro de transmission permettent de répondre à des spécifications de filtrage très contraignantes.

L'existence d'une synthèse est un point fort en ce qui concerne le développement de ce type de filtres. En effet, elle permet une conception rapide et proche de la réalité comme nous avons pu le voir au travers des exemples exposés. Ainsi, nous évitons une longue phase d'optimisation électromagnétique.

De plus, le *HPWR* offre une excellente compatibilité avec d'autres éléments planaires. Afin d'illustrer cette compatibilité, ainsi que les avantages énumérés ci-dessus, nous avons réalisé la synthèse d'un filtre d'ordre 4 en se basant sur des spécifications typiques de filtres devant équiper des récepteurs en bande C de charges utiles de satellites de télécommunication. Le filtre que nous proposons est un filtre mixte *HPWR / DBR*. Les résonateurs 1 et 4 sont des *DBR* et les résonateurs 2 et 3 sont des *HPWR*. Les zéros de transmission *HF* des deux *DBR* sont confondus, ils sont situés à une fréquence de 4,70 GHz. De même, les réjections *BF* de ces mêmes résonateurs *DBR* sont toutes les deux à 2,90 GHz. Les zéros de transmission issus des cavités sont tous deux localisés à 4,40 GHz. Le masque du filtre est présenté sur la Figure III-25.

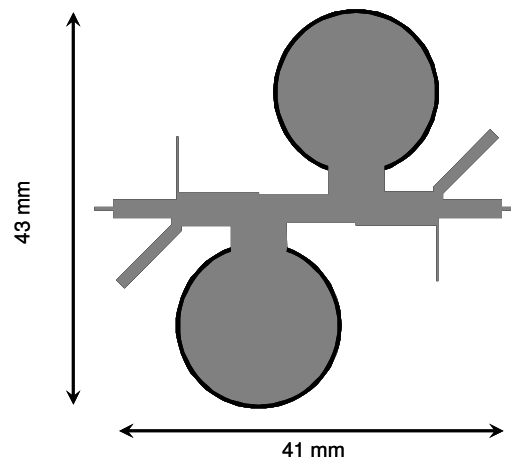


Figure III-25 : masque d'un filtre mixte DBR/HPWR d'ordre 4 sur des spécifications en bande C.

La réponse électrique simulée électromagnétiquement est décrite sur la figure III-26. Cette réponse permet d'entrevoir les performances atteignables avec un tel filtre bien que le réglage électromagnétique ne soit pas complètement finalisé. La spécification en bande C impose une réjection à -40 dB à la fréquence de 4,45 GHz. Dans le cas présenté, nous avons choisi de durcir cette condition en faisant fonctionner la cavité *SICC* à la fréquence de 4,40 GHz. Le filtre proposé est aussi plus large bande que ce qu'imposent les spécifications, ceci peut être corrigé, notamment en modifiant la position des zéros de transmission *BF* issus des *DBR*. Par ailleurs, les niveaux de platitude et de pertes dans la bande passante imposés par les spécifications sont au maximum respectivement de 0,7 dB et de 2 dB.

Comme on peut le constater sur la figure III-26, ces exigences sont très largement respectées.

Pour arriver au réglage actuel du filtre, il nous a fallu environ sept jours.

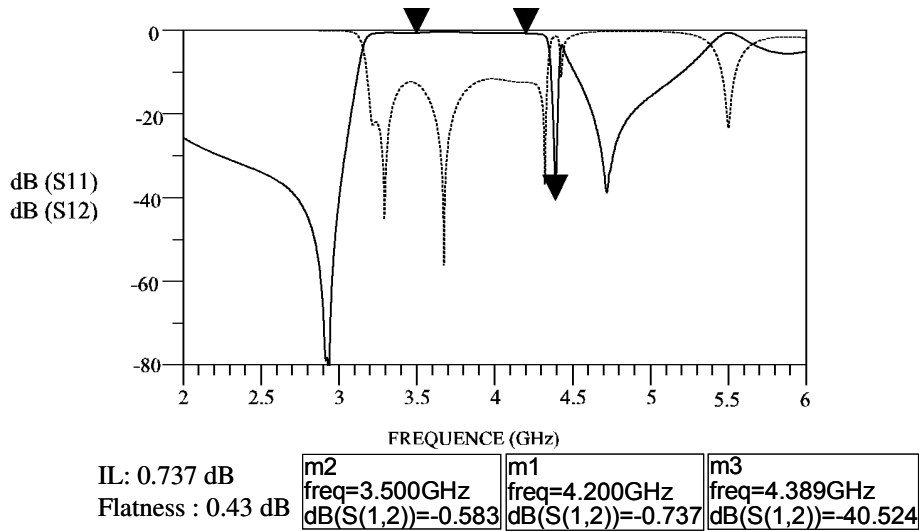


Figure III-26 : réponse électromagnétique simulée du filtre mixte DBR/HPWR d'ordre 4.

L'étude de ce cas de figure permet de comparer les performances d'un *HPWR* avec le filtre purement planaire qui équipera la prochaine génération de récepteur en bande C. A titre de comparaison, la réponse électrique et les caractéristiques du filtre planaire sont présentées sur la figure III-27.

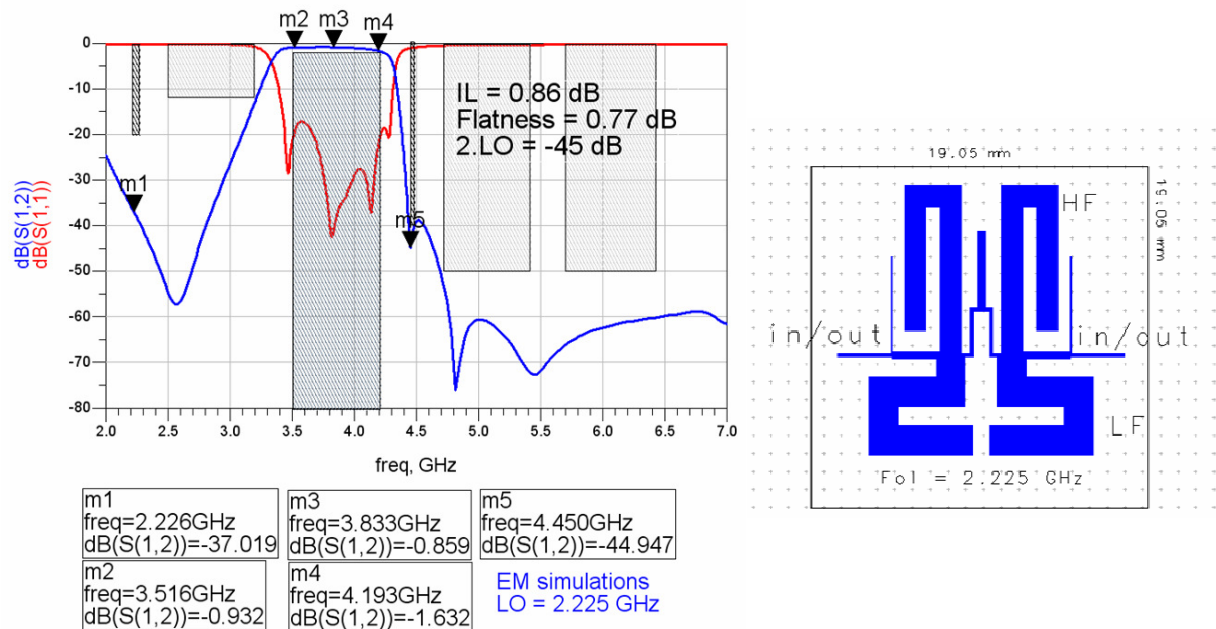


Figure III-27 : masque du filtre planaire et sa réponse électromagnétique simulée (spécifications spatiales en bande C) [III.3].

Le résonateur *HPWR* est peu sensible aux dispersions technologiques, comme nous avons pu le voir grâce aux différentes réalisations. Cependant, il est important de réfléchir aux possibles ajustements post-réalisation afin de compenser ces éventuelles dispersions technologiques. A ce titre, l'utilisation de résonateurs *DBR* est intéressante. En effet, comme nous l'avons détaillé au cours du premier chapitre, les topologies planaires à base de stubs permettent d'ajouter des plots de réglages afin de pallier les dérives dues aux dispersions technologiques. Le filtre présenté pourrait donc être doté de tels dispositifs (Fig. III-28). Malheureusement, l'ajout de ces plots ne permet pas de modifier la fréquence du zéro de transmission issu des cavités. Or la précision de positionnement de ce zéro de transmission est cruciale en raison de l'importance de la réjection qu'il crée.

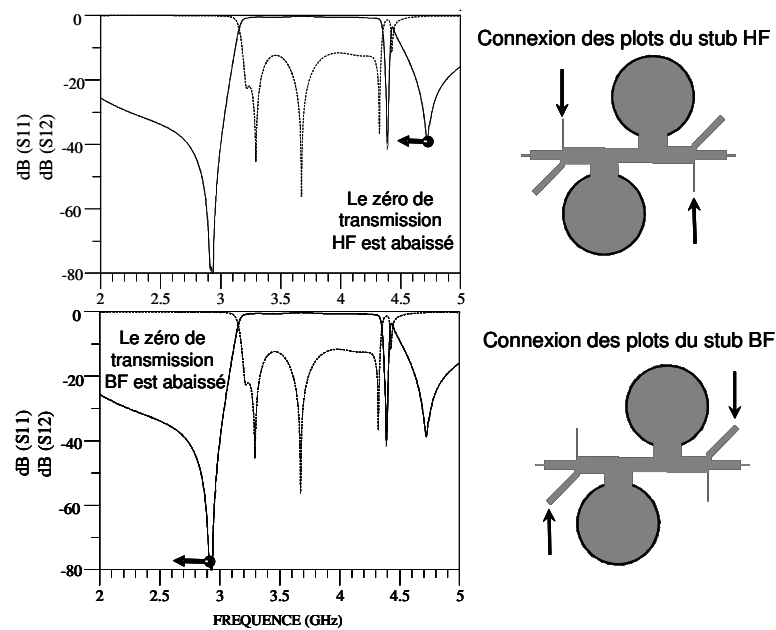


Figure III-28 : principe du réglage post-réalisation sur les stubs.

Parmi les avantages, nous pouvons noter que le *HPWR* ne comporte aucun couplage de proximité par lignes couplées. L'influence d'un couvercle métallique sur la structure est donc relativement faible, ce qui devrait faciliter l'encapsulation.

Cette topologie présente aussi des inconvénients, le plus gênant d'entre eux étant probablement l'apparition de remontées parasites. Soulignons cependant que grâce au caractère hybride du *HPWR*, nous sommes en mesure d'ajouter des éléments planaires (stub par exemple) de façon à maîtriser la réponse électrique hors bande [III.4-III.6].

L'encombrement de cette structure est un point faible. En comparaison avec le filtre planaire *DBR* présenté, la surface du filtre mixte *HPWR / DBR* est multipliée par quatre. Bien qu'il soit possible de replier les parties planaires tels que les stubs, la surface occupée par les filtres *HPWR* est importante.

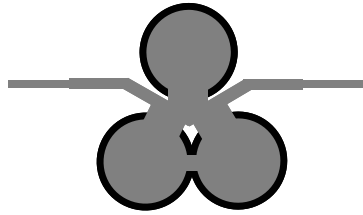
Un autre inconvénient de cette structure par rapport aux circuits planaires est sa fragilité mécanique due aux trous métallisés. Cependant, bien que nous n'ayons pas fait d'études approfondies à ce sujet, il semblerait que les circuits à base de *HPWR* soient moins fragiles mécaniquement que les circuits à base de *SICC* ou de *SIW* en raison de l'absence de zone de concentration des trous métallisés (forte concentration de vias aux abords des iris de couplage inter-cavité dans le cas des *SICC*). Nous n'avons pas cassé de circuits au cours des campagnes de mesures. La fragilité mécanique de tels circuits reste un problème à résoudre, notamment parce qu'elle peut écarter cette structure de certains domaines d'applications (spatial par exemple).

Cette structure *HPWR* possède des avantages et des inconvénients qui la démarquent des structures planaires. Globalement, l'amélioration des performances s'est faite au détriment d'autres paramètres tels que la réponse hors bande, la fragilité mécanique ou l'encombrement. Ainsi, nous voyons apparaître un nouveau compromis.

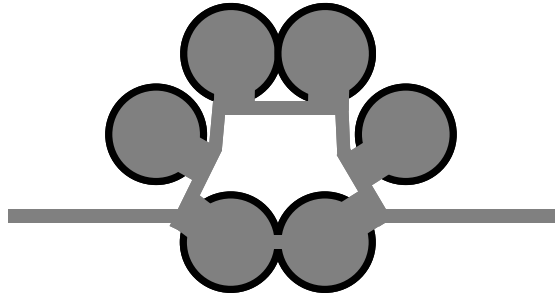
En ce qui concerne les perspectives associées à ce travail, plusieurs axes peuvent se dégager.

Tout d'abord, un travail conséquent reste à faire au niveau topologique pour la conception de fonctions de filtrage particulières à base de *HPWR*. Ainsi, l'étude de topologies à couplages indirects pourrait permettre de créer des zéros de

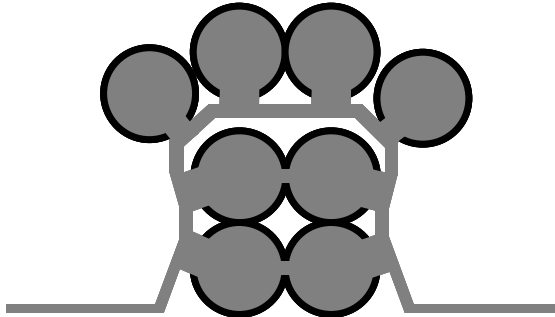
transmission supplémentaires et /ou d'aplatir le temps de propagation de groupe. En raison de la particularité de la résonance du *HPWR* (résonance basée sur une recombinaison constructive), le couplage entre des résonateurs non adjacents semble difficile à réaliser. En conséquence, on pourrait dans un premier temps imaginer coupler uniquement les cavités en s'inspirant des travaux effectués à propos des couplages inter-stubs des filtres *DBR* [III-7]. A titre indicatif, nous présentons sur la figure III-29 des topologies possibles de filtres présentant des couplages indirects entre cavités non adjacentes. Ces couplages pourraient être de type électrique ou magnétique selon la réponse électrique désirée.



filtre d'ordre 3 avec couplage indirect de type magnétique entre les cavités des résonateurs 1 et 3.



filtre d'ordre 6 avec couplage indirect de type magnétique entre les cavités des résonateurs 1 et 6.



filtre d'ordre 8 avec couplage indirect de type magnétique entre les cavités des résonateurs 1 et 8 et entre les cavités des résonateurs 2 et 7.

Figure III-30 : topologies de filtres HPWR présentant des couplages indirects entre cavités de résonateurs non-adjacents.

Un autre point à développer concernant la structure que nous venons de présenter est son accordabilité. En effet, des travaux ont déjà été menés concernant

l'accordabilité des structures planaires à zéros de transmission [III.8-III.10], l'accordabilité des structures *SIW* classiques a elle aussi fait l'objet d'études [III.11-III.15]. Aussi, il nous semble utile de reconsidérer cette problématique à propos des filtres *HPWR / DBR* dans la mesure où cette structure comporte des éléments planaires et volumiques. Il est probablement possible de tirer parti des particularités et des possibilités d'accord de chacun de ces éléments.

Enfin, une étude plus générale concernant la transposition et l'adaptation de cette topologie à d'autres technologies comme par exemple la technologie triplaque ou encore la technologie *LTCC* serait à mener.

Bibliographie du chapitre III

[III.1] C. Quendo, E. Rius, C. Person

"Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-lengths stubs"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 52, pp 1034-1044, mars 2004.

[III.2] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones

"Microwave Filters, Impedance-Matching, Networks, and Coupling Structures"

Dedham, M.A.: Artech House, 1980, pp 421-433

[III.3] E. Rius, C. Quendo, Y. Clavet, A. Manchec, C. Person, J.-F. Favennec, P. Moroni, J.C. Cayrou, J.-L. Cazaux

"Dual-Behavior Resonator (DBR) C-Band Planar Band-Pass Filter for a Space Application"

IEEE Asia Pacific Microwave Conference

Yokohama, Japon, décembre 2006

[III.4] C. Quendo

"Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées"

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale

Brest, N° d'ordre 839, novembre 2001

[III.5] C. Quendo, C. Person, E. Rius, M. Ney

"Integration of optimized low-pass filters in band-pass filters for out-of-band improvement"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques special issue

Vol. 49, Issue 12, pp 2376-2383, décembre 2001

[III.6] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, J-F. Favennec

“Synthesis of dual behavior resonator (DBR) filters with integrated low-pass structures for spurious responses suppression”

IEEE Microwave and Wireless Components Letters

Vol. 16, Issue 1, pp 4–6, janvier 2006

[III.7] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, J-F. Favennec

“Synthesis of capacitive-coupled dual-behavior resonator (CCDBR) filters”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

Vol. 54 Issue 6 pp 2346-2355, juin 2006

[III.8] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, G. Tanné, C. Person, F. Huret, P. Blondy, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot

“Bandwidth and Central Frequency Tunable Bandpass Filter”

IEEE 32nd European Microwave Conference

Milan, Italy, septembre 2002

**[III.9] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy
G. Tanné, E. Rius, G. Tanné, C. Person, F. Huret**

“MEMS switchable interdigital coplanar filter”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Special Issue on Microelectromechanical Devices for RF Systems: Their Construction, Reliability and Applications

Vol. 51, n°1, pp 320-324, janvier 2003

[III.10] E. Fourn

“Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale

Brest, décembre 2004

[III.11] J-C. Bohórquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanné, E. Fourn

“Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter”

IEEE International Microwave Symposium

San Francisco, CA, USA, juin 2006

[III.12] J-C. Bohórquez, B. Potelon, C. Quendo, C. Person, E. Rius, G. Tanne

“Reconfigurable Second Order Planar SIW Filter”

IEEE International Workshop on Microwave Filter

Toulouse, France, octobre 2006

[III.13] J-C. Bohórquez, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanné, B. Potelon,

“Reconfigurabilité de la Bande passante des Cavités Intégrés dans le Substrat”

15^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes

Toulouse, France, mai 2007

[III.14] J-C. Bohórquez, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanné, B. Potelon,

“Etude de Cavités Intégrées SIW Reconfigurables en Fréquence Centrale”

15^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes

Toulouse, France, mai 2007

[III.15] J-C Bohórquez

“Contribution à la conception de filtres reconfigurables sur la base de technologies planaires et SIW ”

Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale

Brest, juin 2007

CONCLUSION GÉNÉRALE



CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse traitent du filtrage à base de cavités intégrées dans le substrat. Partant de l'état de l'art proposé dans le premier chapitre, nous avons étudié deux axes d'amélioration des structures *SIW* : rendre plus rapide et plus facile la conception de circuits d'une part et améliorer les performances électriques d'autre part.

Aussi, dans le deuxième chapitre, nous avons introduit une nouvelle forme de cavité *SICC* présentant une flexibilité de conception importante. Au cours de ce chapitre, nous avons aussi présenté une nouvelle topologie permettant de réaliser un couplage de type électrique. Nous avons montré, grâce à la réalisation de circuits, que l'association des couplages de différents types (électrique et magnétique) permet d'accéder à des fonctions de filtrage avec des réponses variées. Cependant, il est apparu au cours de ce deuxième chapitre que la conception de circuits *SICC* est longue et fastidieuse en raison de l'impossibilité de modéliser ces structures. Les performances électriques de ces *SICC* sont approximativement équivalentes à celles des structures *SIW*.

Le chapitre trois est consacré à l'étude d'une nouvelle topologie de résonateurs présentant une synthèse planaire dont les performances électriques sont améliorées de 30% environ par rapport aux *SICC*. Cette topologie présente donc l'avantage d'être facile à concevoir tout en ayant des performances électriques correctes. Cette structure novatrice est basée sur l'utilisation d'une recombinaison constructive entre des éléments planaires et volumiques. Dans ce chapitre, nous avons laissé une large place aux perspectives, nous avons évoqué la nécessité de maîtriser les remontées parasites hors-bande, ceci dans le but de les atténuer ou d'obtenir des réponses de type multibande. L'accordabilité des structures ainsi que l'adaptation du concept à d'autres technologies de réalisation comme par exemple la technologie triplaque ont aussi été évoquées. Ces axes de travail sont évidemment primordiaux concernant les *HPWR*.

Conclusion générale

Plus généralement, plusieurs problématiques liées aux technologies hybrides planaire/volumique se dégagent de ce travail :

Des efforts doivent être faits afin de pouvoir industrialiser ces concepts. Dans cette optique, il faudra, entre autres, travailler sur les réglages post-réalisation et sur la fragilité mécanique de ces circuits. Dans ce sens, la conception d'un module front-end radio complet utilisant des éléments hybrides planaires/volumiques intégrés dans le substrat constitue une perspective motivante. Une telle réalisation permettrait en effet d'illustrer la compatibilité planaire, la facilité à connecter des éléments actifs et les bonnes performances électriques de ces structures.

Par ailleurs, la montée en fréquence et notamment l'utilisation des bandes U, Q, V, W semble assez prometteuse car les longueurs d'onde dans le substrat pour ces fréquences sont du même ordre de grandeur que les épaisseurs de celui-ci [c1-c3]. Dans ce cas, certains modes de résonance intéressants du point de vue facteur de qualité pourraient alors être exploités.

Enfin, dans un autre registre, nous pourrions imaginer d'utiliser des *SICC* pour concevoir des réjecteurs ou des résonateurs seuls utilisés dans des *VCOs*.

Bibliographie de la conclusion

[c.1] K.K. Samanta, D. Stephens, I.D. Robertson

“60 GHz multi-chip-module-receiver with substrate integrated waveguide antenna and filter”

Electronic Letters,

Volume 42, n°12, juin 2006

[c.2] D. Stephens, P.R. Young, I.D. Robertson

“Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguides and Filters in Photoimageable Thick-Film Technology”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques special issue

Volume 53, Issue 12, pp 3832-3838, décembre 2005

[c.3] D. Stephens, P.R. Young, I.D. Robertson

“W-Band substrate integrated waveguide slot antenna”

Electronic Letters,

Volume 41, n°4, février 2005

Conclusion générale

LISTE DES TRAVAUX

--

LISTE DES TRAVAUX

Publications internationales

[P-1] **B. Potelon, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person, J.-C. Bohorquez**
“Design of Narrow Bandpass Filter based on Hybrid Planar Waveguide Resonator”
Soumise à IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques

[P-2] **E. Mihaylova, B. Potelon, S. Reddy, V. Toal, C. Smith**
“Mechanical characterization of unplasticized polyvinylchloride thick pipes by optical methods”
Optics and Lasers in Engineering vol. 41, issue 6, pp 889-900, juin 2004

Communications internationales

[CI-1] **B. Potelon, J.-C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person**
“On the design flexibility of Substrate Integrated Circular Cavities”
International Workshop on Microwave Filter
Toulouse, France, octobre 2006

[CI-2] **J.-C. Bohorquez, B. Potelon, C. Quendo, C. Person, E. Rius, G. Tanné**
“Reconfigurable Second Order Planar SIW Filter”
International Workshop on Microwave Filter
Toulouse, France, octobre 2006

- [CI-3] **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)”
 IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium
 San Francisco, CA, USA, juin 2006
- [CI-4] **J.-C. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanné, E. Fourn**
 “Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter”
 IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium
 San Francisco, CA, USA, juin 2006
- [CI-5] **B. Potelon, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person, F. Bodereau, J.-C. Cayrou, J.-L. Cazaux**
 “Design of X-band planar reflection resonators”
 European Microwave Conference
 Paris, France, octobre 2005
- [CI-6] **C. Quendo, E. Rius, A. Manchec, Y. Clavet, B. Potelon, J.-F. Favennec, C. Person**
 “Planar tri-band filter based on dual behavior resonator (DBR)”
 European Microwave Conference
 Paris, France, octobre 2005

Communications nationales

- [CN-1] **B. Potelon, J.-C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person**
 “Cavités circulaires enterrées (SICC) : étude de la flexibilité”
 15^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes 2007
 Toulouse, France, mai 2007

- [CN-2] **J.-C.Bohorquez, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanné, B. Potelon**
“Reconfigurabilité de la Bande passante des Cavités Intégrés dans le Substrat”
15^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes 2007
Toulouse, France, mai 2007
- [CN-3] **J.-C.Bohorquez, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanné, B. Potelon**
“Etude de Cavités Intégrées SIW Reconfigurables en Fréquence Centrale”
15^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes 2007
Toulouse, France, mai 2007

Autres Conférences et colloques divers

- [D-2] **B. Potelon**
“Use of HFSS™ for the simulation of microwave passive structures”
Application Workshop for High Performance Design
Paris, France, novembre 2006
- [D-1] **B. Potelon, C. Quendo, E. Rius, J.F. Favennec, C. Person, F. Bodereau, J.-C. Cayrou, J.-L. Cazaux**
“Design of X-band planar reflection resonators”
Réunion du GDR Ondes
Besançon, France, novembre 2005

Liste des travaux

Les figures présentées sont de l'auteur sauf :

- I.9 & I.10 H. Miranda
University of Porto, School of Engineering
Electrical and Computer Engineering Department
Building I, Lab I320
Rua Dr. Roberto Frias, s/n
4200-465 Porto, Portugal
- I.16-I.17 <http://lpm.epfl.ch/>
Laboratoire de production microtechnique.
Ecole Polytechnique de Lausanne
Station 17, 1015 Lausanne, Suisse
- I.18-I.19 R. Valois
Université de Limoges
XLim
123, avenue Albert Thomas - 87060 Limoges Cedex, France
- I.20 K. Wu
Ecole Polytechnique de Montréal
2500, Chemin de Polytechnique
Montréal, Québec, Canada



Etude et Conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires -Volumiques

Résumé :

Les systèmes modernes de télécommunication touchent un public de plus en plus large, ce qui induit inexorablement une utilisation intensive de la gamme hyperfréquence. Pour éviter la saturation des services disponibles, les spécifications concernant les systèmes sont de plus en plus exigeantes. Ces contraintes drastiques sont reportées sur les différents éléments et en particulier sur les filtres. C'est dans ce contexte que nous présentons une nouvelle technologie de réalisation de filtres, l'objectif étant d'améliorer les performances électriques des filtres sans renoncer à la facilité de réalisation des circuits.

Ainsi, dans le premier chapitre, nous introduisons les deux techniques historiques de fabrication de filtres, les technologies planaire et volumique. Puis une association de ces deux technologies appelée Substrate Integrated Waveguide (SIW) est présentée. Elle consiste à créer des cavités enterrées à l'intérieur d'un substrat planaire.

Dans le deuxième chapitre, nous proposons des améliorations concernant cette technique SIW, celles-ci concernent non seulement les topologies des résonateurs mais aussi les possibilités de couplages entre les résonateurs.

Enfin, dans le troisième chapitre, nous présentons une nouvelle topologie de filtre basée sur une recombinaison entre éléments planaires et cavités intégrées. La synthèse de ce résonateur est aussi décrite dans cette partie. Les avantages de cette nouvelle topologie sont une conception aisée ainsi que des bonnes performances électriques.

Mots clefs : *Hyperfréquences – Micro-ondes – Systèmes de télécommunication – Filtre passe-bande – Synthèse de filtre – Filtre planaire – Filtre volumique – Filtre hybride – Cavité intégrée – Substrate Integrated Waveguide – Hybrid Planar Waveguide Resonator –*

Study and Design of Hybrid Planar-Waveguide Microwave Filters

Abstract :

Modern systems of telecommunication concern an increasingly large audience, this induces unrelentingly an intense use of the microwave spectrum. To avoid saturation of the available services, specifications on the systems are increasingly demanding and these drastic constraints are deferred on the various elements and in particular on filters. In this PhD dissertation, we present a new technology of filters, the objective is here to improve electric performances of filters without giving up the ease of realization of these circuits.

Thus, in the first chapter, we introduce the two historical technologies of filters, planar and waveguide ones. A new technique combining advantages of these two technologies is then presented. This one is called Substrate Integrated Waveguide (SIW) and consists in delimitating cavities into the planar substrate.

In the second chapter, we propose improvements concerning this SIW technique, improvements are related not only to topologies of the resonators but also to couplings between resonators.

In the last chapter, we present a new topology of filter based on a constructive recombination between planar elements and integrated cavities. We also present the synthesis of this topology. Main advantages of this topology are an easy design as well as good electric performances.

Keywords : *Microwaves – Telecommunication Systems – Bandpass Filter – Filter Synthesis – Planar Filter – Waveguide Filter – Hybrid Filter – Substrate Integrated Waveguide – Hybrid Planar Waveguide Resonator –*