



Etude des techniques et technologies de conception et de réalisation de filtres hyperfréquences basés sur des guides d'onde intégrés au substrat: performances, compacité, accordabilité

Benjamin Potelon

► To cite this version:

Benjamin Potelon. Etude des techniques et technologies de conception et de réalisation de filtres hyperfréquences basés sur des guides d'onde intégrés au substrat: performances, compacité, accordabilité. Electronique. Université de Bretagne Occidentale, 2016. tel-01895633

HAL Id: tel-01895633

<https://theses.hal.science/tel-01895633>

Submitted on 29 Oct 2018

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.

Habilitation à Diriger des Recherches

/ UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

**École Doctorale : Santé, Information-Communications,
Mathématique, matière ED SICMA 373**

présentée par
Benjamin POTELON

Préparée au Lab-STICC,
*Laboratoire des Sciences et Techniques de
l'Information, de la Communication et de la
Connaissance,*
6, avenue Le Gorgeu- CS 383– 29238 Brest Cedex 3

**Etude des techniques et technologies de conception et de réalisation
de filtres hyperfréquences basés sur des guides d'onde intégrés au
substrat: performances, compacité, accordabilité**

HDR soutenue le 16 septembre 2016 devant le jury composé de :

Georges Kossiavas, Professeur à L'Université de Nice Sophia-Antipolis,	Président
Philippe Ferrari, Professeur à l'Université Grenoble-Alpes,	Rapporteur
Dominique Baillargeat, Professeur à l'Université de Limoges,	Rapporteur
Gaétan Prigent, Maitre de Conférences (HDR) à l'ENSEEIH, T,	Rapporteur
Eric Rius, Professeur à l'Université de Brest,	Examineur
C. Quendo, Professeur à l'Université de Brest,	Examineur
C. Person, Professeur à l'Institut Mines-Télécom Atlantique,	Examineur
Jean-François Favennec, Maitre de Conférences (HDR) à L'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest,	Examineur

Sommaire

Introduction Générale	1
Bibliographie de l'introduction	5
Chapitre 1	9
I.1 Introduction	9
I.2 Réalisation de filtres SIW	9
I.2.1 Description de la technologie SIW	9
I.2.2 Cavités et Filtres SIW	11
I.2.2.1 Cavités SICC	11
I.2.2.2 Travail sur les couplages des résonateurs SIW	12
I.2.2.2-a Couplages d'accès aux résonateurs SIW	12
I.2.2.2-b Couplages magnétiques entre deux cavités SIW	13
I.2.2.2-c Couplages magnétiques entre deux cavités SIW	15
I.2.3 Application de ce concept à une problématique industrielle	17
I.3 Filtres HPWR	24
I.3.1 Motivations	24
I.3.2 Description du Hybrid Planar Waveguide Resonator (HPWR)	25
I.3.3 Conception de filtres à base de résonateurs HPWR et applications	26
I.3.3.1 Conception du filtre d'ordre 2 avec des résonateurs HPWR	26
I.3.3.2 Conception de filtres mixtes HPWR/DBR d'ordre 4	30
I.3.3.2.a topologie 1 : HPWR 1,4 + DBR 2,3	31
I.3.3.2.b topologie 2 : HPWR 2,3 + DBR 1,4	36
I.3.4 Conclusion	37
I.4 Conclusion	39
Bibliographie du premier chapitre	43

Chapitre 2	49
II.1 Introduction	49
II.2 Utilisation de substrats à forte permittivité	49
II.2.1 Problématique liée à la conception de filtres planaires sur des substrats de forte permittivité	51
II.2.2 Conception de filtres SIW sur des substrats de forte permittivité	53
II.3 Utilisation de technologies multicouches	60
II.3.1 Technologie multicouche sur substrat polymère avec perçages de type microvias	60
II.3.1.1 Présentation de la technologie	60
II.3.1.2 Conception et réalisation de filtres sur cette technologie	61
II.3.2 Technologie multicouche sur substrat polymère avec perçages mécaniques	64
II.3.2.1 Description de la technologie	64
II.3.2.2 Conception et réalisation de structures sur cette technologie	65
II.4 Utilisation de technologies multicouches avec des substrats à forte permittivité	70
II.4.1 Présentation de la technologie LTCC avec des substrats à forte permittivité	70
II.4.2 Conception et réalisation de filtres	72
II.4.2.1 Couplages entre cavités	72
II.4.2.2 Couplages d'accès	74
II.4.2.3 Conception de filtre	76
II.4.2.3-a Filtre SIW en bande X	76
II.4.2.3-b Filtres SIW en bande L & S	78
II.4.2.3-b Filtres planaires en bande L & S	81
II.5 Conclusion	85
Bibliographie du deuxième chapitre	89

Chapitre 3	93
III.1 Introduction	93
III.2 Réglage post-réalisation	96
III.2.1 Réglage vers les basse-fréquences	97
III.2.2 Réglage vers les hautes fréquences	99
III.2.3 Post-réglage monodirectionnel	100
III.2.4 Post-réglage bidirectionnel	102
III.3 Agilité fréquentielle	109
III.3.1 Structure SIW coupe-bande agile en fréquence centrale	111
III.3.2 Filtres SIW agiles en fréquence, commutés par des MEMS	115
III.3.3 Filtres agiles en fréquence accordés par des fluides	125
III.3.3.1 Liquides utilisés pour l'accordabilité	128
III.3.3.1.a-Liquides conducteurs	128
III.3.3.1.b Liquides diélectriques	128
III.3.3.2 Dispositifs planaires accordables par voie microfluidique	129
III.3.3.2-a Stub accordable par voie microfluidique	129
III.3.3.2-b Filtre à stubs accordable par voie microfluidique	134
III.3.3.2-c Filtre SIW accordable par voie microfluidique	136
III.3.3.4 Conclusion	138
III.4 Conclusion	139
Bibliographie du troisième chapitre	143

Conclusion générale et perspectives	151
Liste des travaux publiés ou présentés	159
Encadrements de thèses	167
Curriculum Vitae	169

Introduction

Introduction

En 1882, Friedrich Nietzsche, écrivait «*Nos outils d'écriture participent à l'éclosion de nos pensées* » [1], cette affirmation est aujourd'hui plus que jamais d'actualité.

En effet, à l'actuelle époque de l'omniscience numérique, nous ne pouvons que constater les évolutions que les multiples moyens de communication dits modernes ont impliquées dans notre façon de communiquer, bien sûr, mais bien au delà dans nos façons de nous comporter, de vivre et de penser [2]. Ces évolutions dans la structuration de la réflexion se sont accompagnées – causes ou conséquences ? – d'une évolution des outils fondamentaux de l'écriture que sont les mots et les symboles (écriture SMS, néologismes, *réforme de l'orthographe* ?).

Mais il est également frappant de constater que cette assertion d'un philosophe contemporain de James Clerk Maxwell peut également s'appliquer aux outils d'écriture permettant de retranscrire les phénomènes physiques nous entourant : les équations. Ainsi, bien que les équations de Maxwell puissent être considérées comme immuables, et en ce sens nul besoin d'un nouvel outil pour les réécrire, les avancées constantes des outils logiciels s'appuyant sur ces équations nous ont ouvert, et continueront à ouvrir de multiples possibilités suscitant l'éclosion de nouvelles pensées, de nouveaux concepts [3].

Ainsi, grâce aux progrès des outils logiciels modélisant de façon plus en plus précise les phénomènes naturels, et pour répondre à l'avidité toujours plus importante de la population pour des canaux de transmission plus rapides, avec des débits toujours plus élevés, notre époque propose, on pourrait d'ailleurs s'interroger sur la réalité des besoins [4], une multitude de services, principalement sans fil pour communiquer, s'auto-diagnostiquer, se localiser, s'informer, se divertir...

Cette offre pléthorique à destination du grand public (dont Eric Rius ! [5]-[7]) comme des entreprises ou des services publics (armées, services de sécurité ou de secours, scientifiques...) amène inexorablement une exploitation de plus en plus intense de la ressource naturelle inépuisable mais limitée qu'est le spectre électromagnétique. Devant ces contraintes, il n'est pas d'autre solution que d'optimiser les systèmes, notamment en concentrant leur emprise spectrale exclusivement sur la bande qui leur est allouée ou en montant en fréquence.

Ces contraintes d'optimisation spectrale, bien souvent associées aux impératifs de coûts, de portabilité, c'est à dire de compacité et d'autonomie, et donc de faible consommation énergétique se reportent sur les différents composants des systèmes et notamment sur les filtres analogiques de fréquence en raison de leur fonction essentielle et de leur position cruciale dans les architectures des systèmes.

C'est dans ce domaine des filtres analogiques hyperfréquences qu'est apparue la technique des guides intégrés aux substrats ou Substrate Integrated Waveguide (SIW), appelée par les impératifs de performances électriques élevées, de faible coût et d'intégration aisée, et grâce aux développements de la puissance de calcul et de la finesse de modélisation des logiciels permettant l'analyse et la conception de telles structures.

Ce domaine des filtres SIW est l'objet principal des recherches scientifiques que j'effectue au sein d'une équipe du Lab-STICC depuis une dizaine d'année. L'objectif de ce mémoire de Habilitation à Diriger des Recherches est de proposer une vue d'ensemble des travaux effectués autour de cette thématique.

Ce manuscrit est donc le reflet de mes travaux, ceux-ci s'inscrivant plus largement dans une dynamique collective. Ce document propose une synthèse des études réalisées et s'articule autour de trois parties :

Le premier chapitre s'attachera à décrire la recherche de performances électriques élevées avec des structures SIW. C'est ainsi que dans le prolongement de ma thèse, nous avons poursuivi les travaux sur ce sujet, en nous focalisant sur les aspects topologiques et sur les éléments de synthèse permettant une conception rapide et maîtrisée de ces structures. L'objet de nos recherches a ensuite été de confronter la conception de ces structures à des problématiques et des spécifications industrielles

Le deuxième chapitre traitera de la compacité, à ce niveau, nos travaux se sont attachés à minimiser l'encombrement de filtres ou de sous-ensemble de filtres, qu'ils soient basés sur des techniques SIW ou sur des topologies planaires, en s'appuyant sur des technologies de réalisation tout à fait particulières. Ainsi, différents travaux

de conception de filtres ont été menés sur des processus technologiques permettant la réalisation d'empilements multicouches, sur des processus technologiques planaires simples mais en utilisant des substrats à forte permittivité diélectrique relative ainsi que sur des processus technologiques multicouches utilisant des substrats à forte permittivité diélectrique relative, tel que le procédé de fabrication LTCC high K.

Le troisième chapitre concerne la problématique de l'agilité fréquentielle, cette thématique est vaste et les activités de recherche que nous avons menées ont été principalement centrées sur l'agilité de structures SIW, qu'il s'agisse de filtres passe-bandes ou bien encore de filtres coupe-bandes. En ce qui concerne les éléments d'accord, différentes solutions ont été investiguées, des plus industrielles (diodes varactors) aux solutions un peu plus amont (MEMS) jusqu'aux solutions exploratoires basées sur l'accord à base de déplacement de liquides diélectriques ou conducteurs dans des micro-canaux enfouis dans le substrat.

Enfin, la dernière partie de ce mémoire permettra de conclure et de proposer des pistes de travail en ce qui concerne les projets futurs, qu'ils soient dans la lignée des travaux entrepris et décrits ici ou bien qu'il s'agisse de diversification des activités.

Bibliographie de l'Introduction

- [1] F. Nietzsche, « lettre de la fin de février 1882 » in F. Nietzsche Briefwechsel: Kritische Gesamtausgabe, G. Colli et M. Montinari édit., Berlin, 1975– 1984, III, 1, p. 172.
- [2] D. Ferrière « L'école. La démocratie. IEP : Questions contemporaines » Armand Colin, 2016
- [3] R. Garg, I. Bahl, M. Bozzi « Microstrip Lines and Slotlines » Third Edition, Artech House, 2013
- [4] J. Mariani, J.-M. Besnier, J. Bordé, J.-M. Cornu, M. Farge, J.-G. Ganascia, J.-P. Haton, E. Serverin, « Pour une éthique de la recherche en Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (STIC) » Rapport du Comité d'Ethique du CNRS (COMETS), novembre 2009.
- [5] E. Rius, « Etude de filtres planaires dans le domaine centimétrique et millimétrique. Contribution à l'amélioration de leurs performances », HDR, Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2004.
- [6] C. Quendo, « Etudes de filtres planaires hyperfréquences. Définition de nouvelles topologies et synthèses associées », HDR, Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2008.
- [7] J-F Favennec, «Contribution au développement des techniques et des technologies de conception et de réalisation de filtres hyperfréquences :nouveaux matériaux, nouvelle topologie, agilité en fréquence », HDR, Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2016.

Chapitre 1

I.1 Introduction

La réalisation de fonction dans le domaine des micro-ondes a pendant longtemps été approchée selon l'une des deux solutions technologiques suivantes : volumiques ou planaires. Ces deux technologies présentent des intérêts complémentaires (facteurs de qualité et puissance admissible élevés pour les technologies volumiques, intégration, compacité, faibles coûts et existence de modèles permettant une synthèse rapide pour les technologies planaires) mais souffrent également des inconvénients inhérents, à savoir faibles facteurs de qualité pour les technologies planaires et coûts élevés et poids/encombrement importants pour les technologies volumiques. Tout naturellement l'idée de les marier pour tirer parti des avantages et essayer de gommer les inconvénients de chacune de ces technologies est apparue.

I.2 Réalisation de filtres SIW

I.2.1 Description de la technologie SIW

La technologie Substrate Integrated Waveguide (SIW) a été introduite en 2001 [1]-[4]. Le 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 propagation du mode considéré. Cependant, la substitution de murs électriques réels par des trous métallisés implique que certains modes ne peuvent pas se propager. Les modes qui ne peuvent pas s'établir sont ceux dont les lignes de courant sont perpendiculaires aux vias. Les guides SIW propagent uniquement des modes TE_{10} dans l'épaisseur du substrat. 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. Ainsi, le circuit peut facilement être connecté aux autres éléments de façon planaire. Quelques exemples de filtres SIW sont présentés sur la Figure I.1 ([2]-[4]).

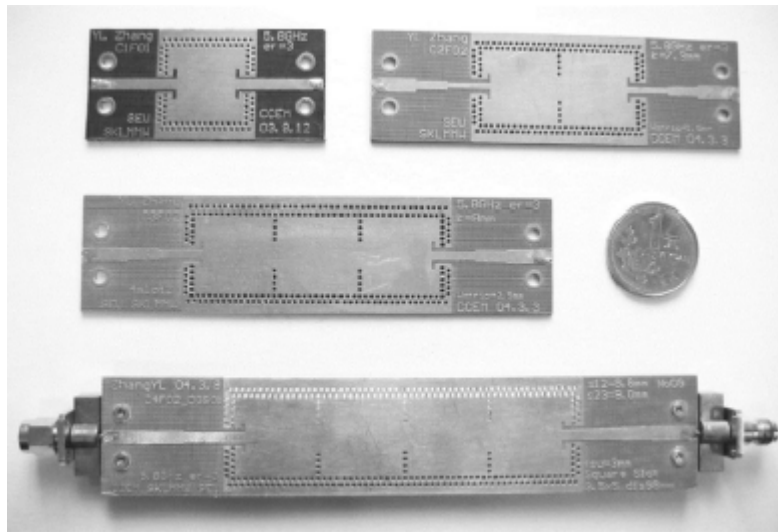


Figure I.1 : Photographie de filtres SIW

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 et de la conception 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 planaire, un poids faible et un coût de fabrication peu important au regard des techniques volumiques.

En revanche, la difficulté à modéliser finement non seulement autour de la résonance mais aussi hors bande impliquent un recours fréquent à l'utilisation de simulation EM, et donc des ressources informatiques considérables ainsi que des temps de réglages lors de la conception qui peuvent être importants. 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. Lors de ma thèse [5], je me suis donc attaché à améliorer la facilité de conception de ces filtres d'une part en introduisant une nouvelle topologie de cavités cylindriques nommées SICC's (Substrate Integrated

Circular Cavities) puis en examinant une nouvelle topologie de couplage permettant de réaliser des couplages de natures différentes (électrique et magnétique).

I.2.2 Cavités et Filtres SIW

La réalisation de trous métallisés permet de délimiter une cavité SIW intégrée au substrat. Les cavités fonctionnent généralement sur des modes TE_{101} , pour obtenir de bons facteurs de qualité, il est alors préférable d'utiliser un substrat le plus épais possible, tout en restant sur ce même mode. Notre contribution en ce qui concerne l'étude des résonateurs SIW s'est focalisée sur deux aspects, d'une part la forme de la cavité en elle-même, et d'autre part l'étude et l'optimisation des couplages. Nous avons ainsi travaillé non seulement sur les couplages d'entrée/sortie de ces cavités mais aussi sur les couplages entre deux cavités SIW.

I.2.2.1 cavités SICC

Sur l'aspect topologie des cavités, dans le cadre de ma thèse, nous avons proposé des cavités ayant des formes circulaires (Substrate Integrated Circular Cavities – SICC, Figure I.2) afin de faciliter la conception, et ainsi augmenter la flexibilité et la facilité de conception. Cette flexibilité de conception sera illustrée lors de la réalisation de filtres, c'est à dire lorsque plusieurs cavités seront couplées entre elles.

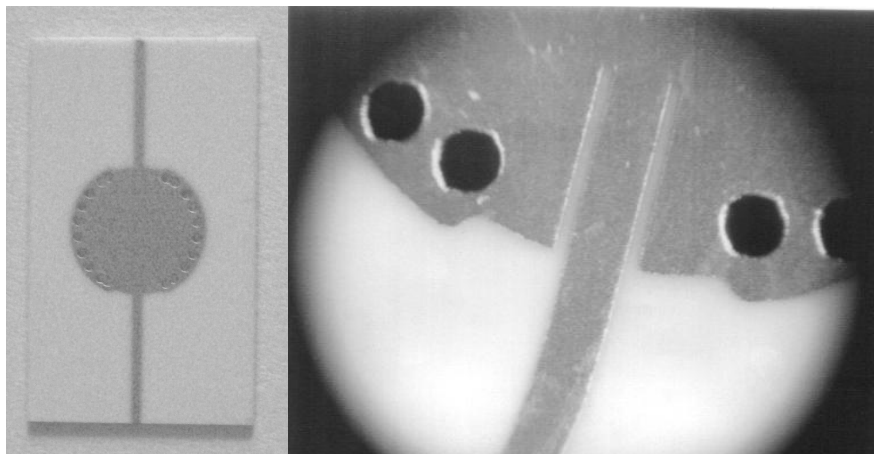


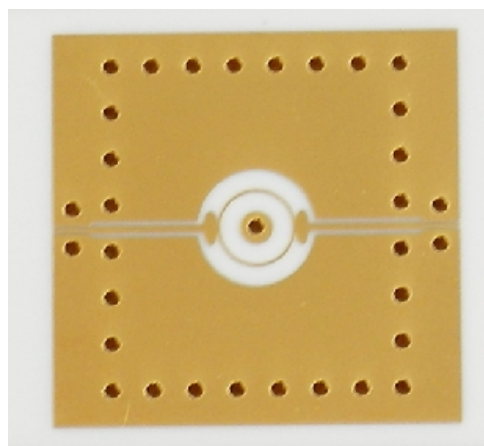
Figure I.2 : photographie d'une Substrate Integrated Circular Cavity

En ce qui concerne les couplages, nos travaux se sont focalisés sur deux aspects distincts, d'une part les couplages d'entre-sortie, et d'autre part les couplages entre cavités.

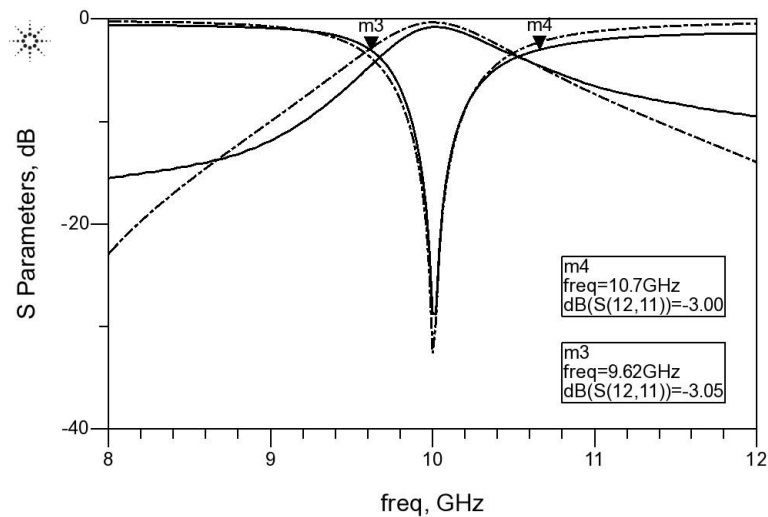
1.2.2.2 Travail sur les couplages des résonateurs SIW

1.2.2.2-a Couplages d'accès aux résonateurs SIW

En ce qui concerne les études menées sur la façon d'introduire l'énergie dans une cavité, nous nous sommes essentiellement focalisés sur l'accès à une cavité SIW placée en absorption et nous avons travaillé sur la topologie d'accès à une cavité SIW placée en absorption dans le but d'obtenir de forts niveaux de couplage [6], contrairement à ce qui est fait dans la littérature [7]- [9]. La topologie résultante, développée dans le cadre de la thèse de Mathieu Cariou, est visible sur la Figure I.3. Elle se compose d'une ligne d'impédance caractéristique 50 ohms qui se divise au centre de la cavité en deux lignes en parallèle, chacune ayant une impédance caractéristique de 100 ohms. Il est à noter que sur la Figure I.3, un via a été placé au centre de la cavité, et donc entre les deux lignes de 100 ohms mais ce via n'est pas indispensable au bon fonctionnement du couplage fort vers la cavité. La réponse électrique est présentée à la Figure I.3-b, la bande relative est de l'ordre **de contre** pour les solutions proposées dans la littérature [7]- [9].



(a)



(b)

Figure I.3 : Réalisation d'une cavité utilisée en absorption, avec un fort couplage- photographie du circuit (a) et réponse électrique mesurée (b)

I.2.2.2-b Couplages magnétiques entre deux cavités SIW

La réalisation de couplages entre différentes cavités SIW permet la création de fonction de filtrage. Ces couplages sont le plus souvent réalisés grâce à des ouvertures créées dans la rangée de vi de façon à délimiter des iris de couplage. La Figure I.4 [10] présente la réalisation de filtres d'ordre 2 en utilisant des iris de couplage ouverts entre deux cavités. Au passage, cette figure présente également la flexibilité introduite par les cavités SICC décrite au chapitre I.2.2.1 puisqu'il est possible d'accéder à ces cavités avec un angle quelconque. Tous ces filtres possèdent les mêmes valeurs de couplage en entrée, en sortie, et inter résonateur. Seul les angles d'alimentation varient d'un filtre à l'autre.

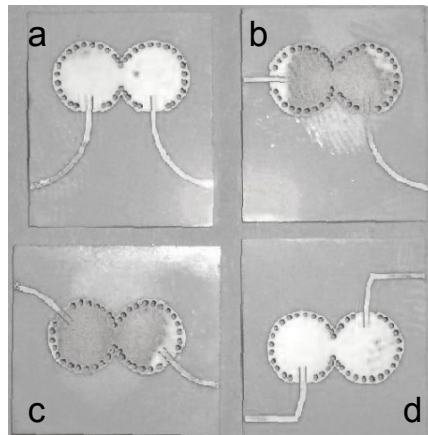


Figure I.4 : Photographie des filtres SICC d'ordre 2 avec différents angles d'alimentation

Les réponses électriques de ces structures sont présentées à la Figure I.5.

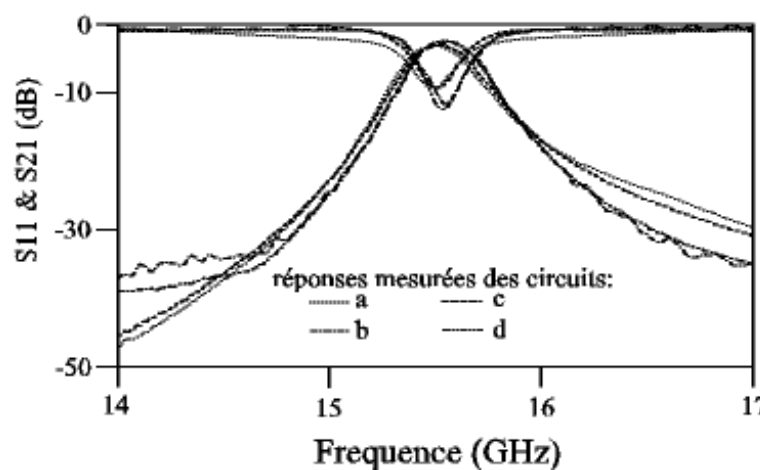


Figure I.5: Réponses électriques des filtres d'ordre 2

Les couplages créés par l'intermédiaire d'iris de couplage sont des couplages de type magnétique. Mais dans certains cas, il peut-être judicieux de réaliser des couplages de type électrique

Ainsi, si l'on réalise un filtre d'ordre 3 avec ce type de couplage, en introduisant un rétrocouplage entre le premier et le troisième résonateur du même type, le zéro de transmission créé sera situé « au dessus » de la bande passante (Figure I.6 et I.7)

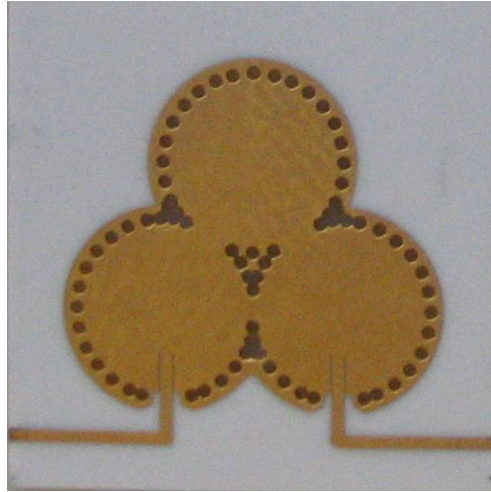


Figure I.6: Photographie du filtre d'ordre 3 à couplage indirect 1-3 positif

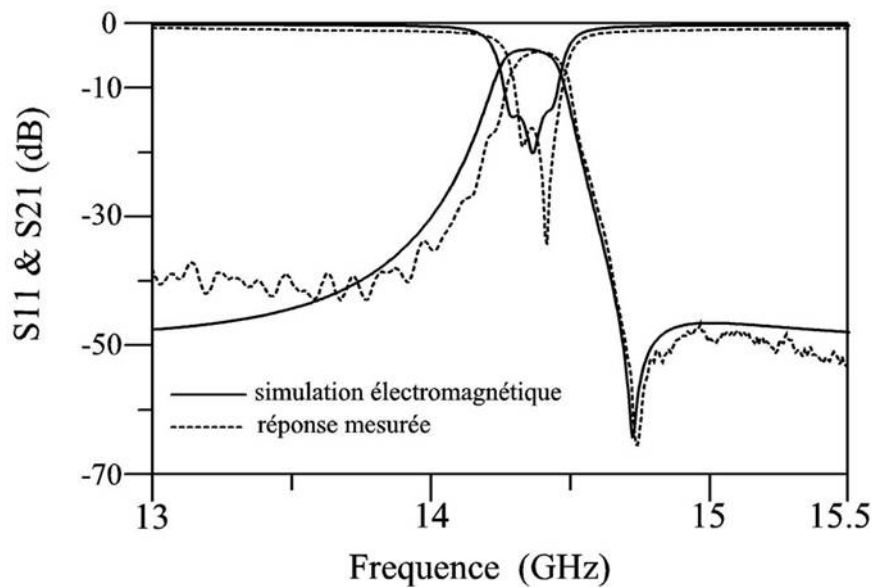


Figure I.7 : Réponse électrique simulée et mesurée d'un filtre d'ordre 3 à couplage indirect 1-3

Si l'on souhaite placer ce zéro de transmission à une fréquence inférieure à la fréquence centrale du filtre, il faut introduire un couplage de signe opposé, c'est à dire un couplage de type électrique.

1.2.2.2-c Couplages magnétiques entre deux cavités SIW

Ce couplage est constitué d'une ligne coplanaire gravée sur la face supérieure. Un schéma de la ligne réalisant le couplage est présenté sur la Figure I.8.

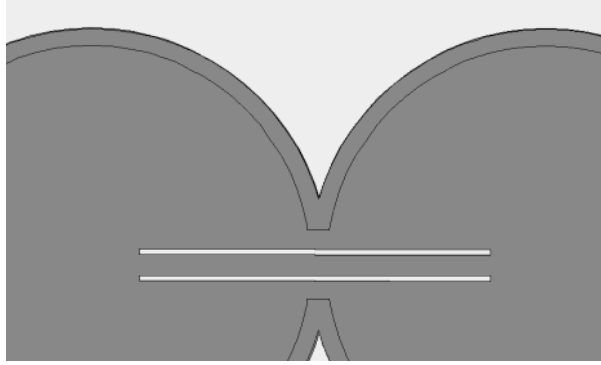


Figure I.8 : Illustration de la ligne coplanaire servant à réaliser le couplage électrique

Un filtre d'ordre 3 a été réalisé sur un substrat d'alumine de permittivité 9.9 et d'épaisseur 380 μm , une photographie de celui-ci est visible sur la Figure I.9.



Figure I.9: Mesure d'un circuit d'ordre 3 à couplage négatif

La mesure est présentée sur la Figure I.10.

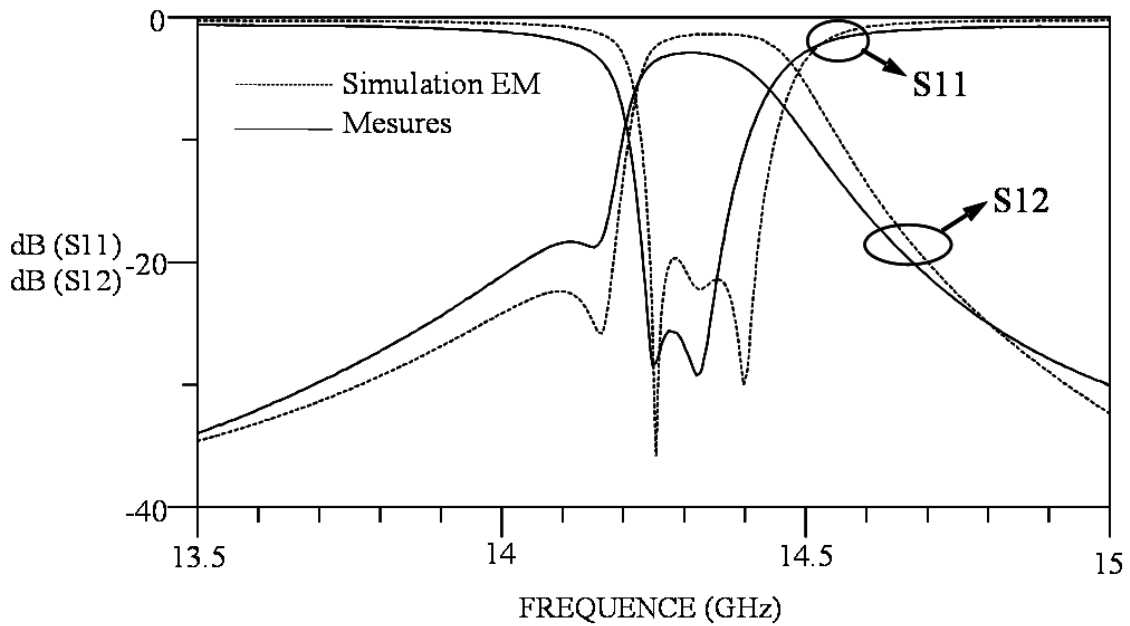


Figure I.10 : Réponse électrique mesurée du filtre d'ordre 3 à couplage indirect électrique

L'apparition du zéro de transmission provient bien 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 [11].

I.2.3 Application de ce concept à une problématique industrielle

Dans le prolongement de ces travaux, nous avons estimé qu'il serait intéressant de confronter ce concept de SIW ainsi que la topologie de couplage de type électrique à des applications industrielles et c'est la raison pour laquelle nous avons travaillé dans le cadre de la thèse d'Abbas El Mostrah sur des spécifications correspondant à des besoins industriels dans le domaine des télécommunications spatiales civiles. Ce cahier des charges a été défini par ThalesAleniaSpace (TAS) dans le cadre du projet ANR FILIPIX.

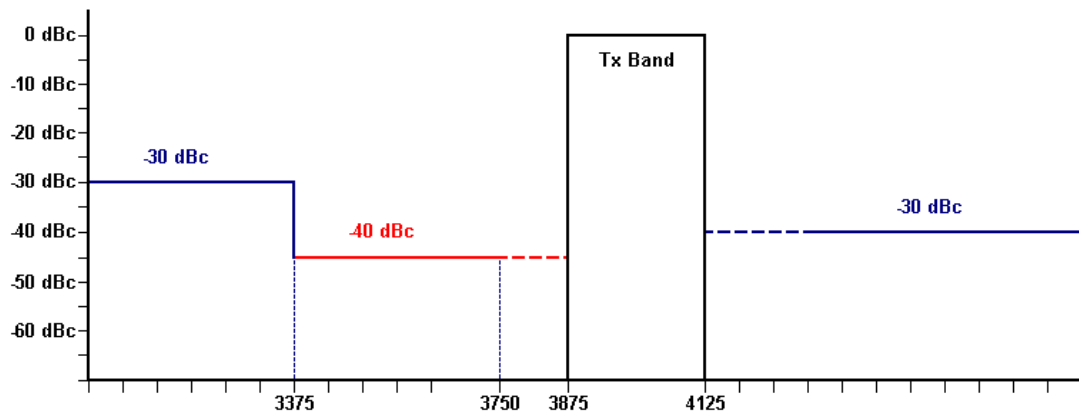


Figure I.11 – Gabarit du filtrage Tx en bande C.

A partir de la synthèse de Marcuvitz [12], nous avons synthétisé un filtre d'ordre 6 en ligne répondant à ces spécifications. Il est à noter que nous avons ici préféré travailler avec des couplages inter-cavité réalisés sous forme de posts inductifs en raison du niveau de couplage proposé par cette topologie de couplage qui est plus approprié à la bande passante relative recherchée. Cela présente également un avantage mécanique en ce qui concerne la fragilité mécanique des circuits. Les transitions d'accès choisies ici sont de type « taper ».

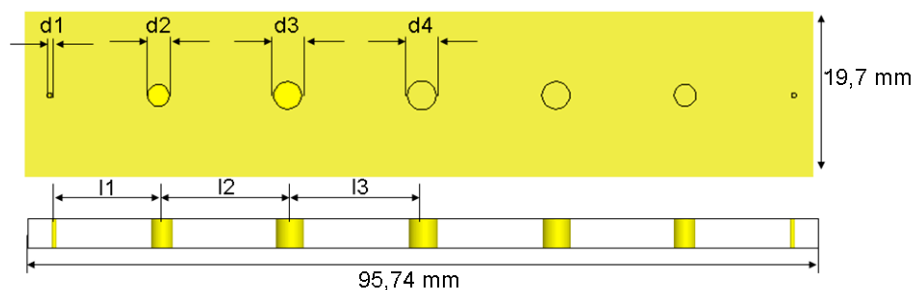
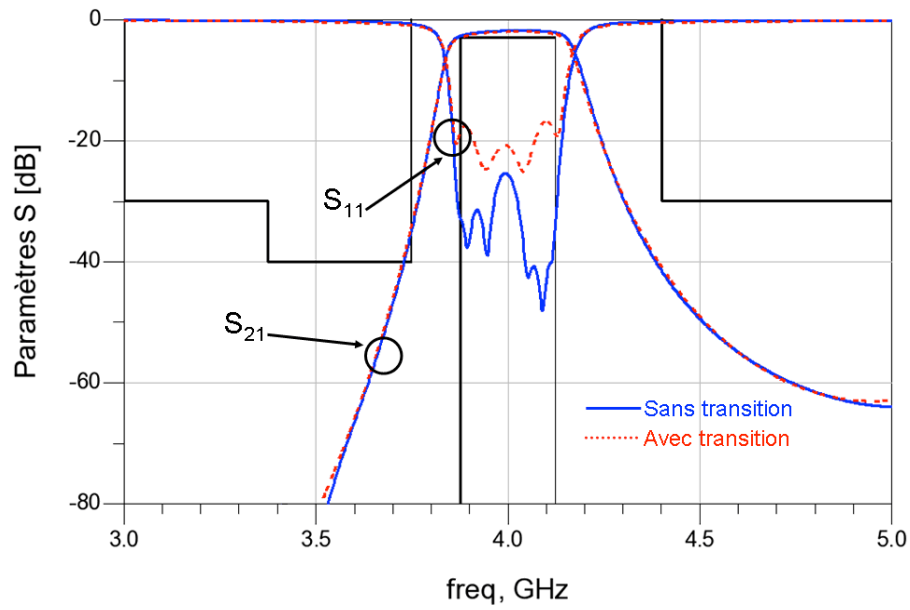


Figure I.12 – masque du filtre SIW d'ordre 6 (sans transition)



(b)

Figure I.13 – Réponses électriques simulées électromagnétiquement avec et sans transition.

Ce filtre a ensuite été replié afin de procéder à l'introduction du couplage croisé réalisé grâce à la topologie de couplage permettant d'obtenir un couplage de nature électrique (Figure I.14).

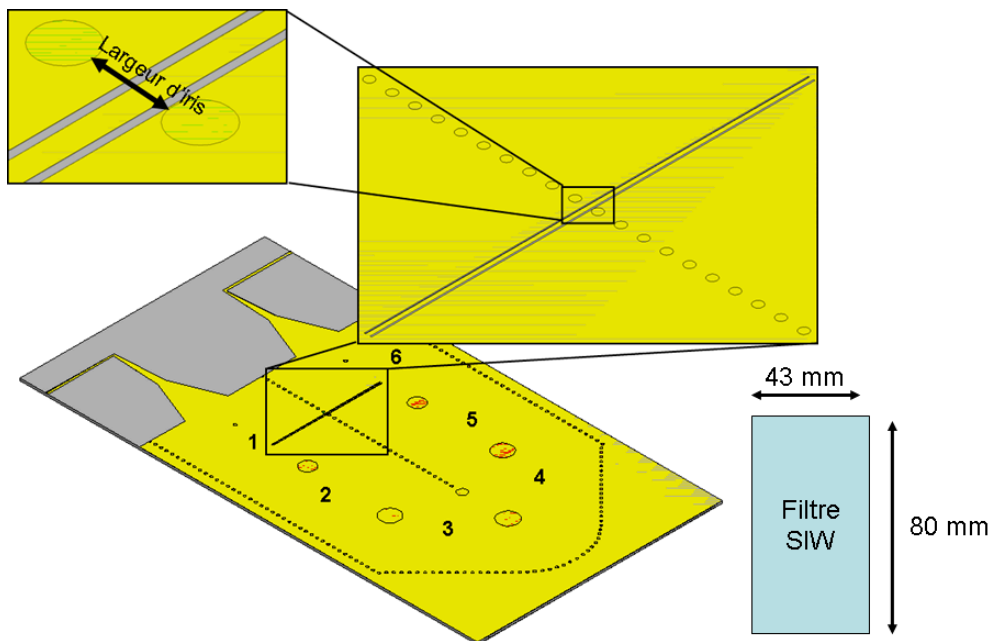


Figure I.14 – Masque du filtre SIW d'ordre 6 rétro-couplé par une ligne coplanaire (GCPW)

La platitude observée est de l'ordre de 0,7 dB et on peut noter que la ligne coplanaire présente une résonance à la fréquence de 3,35 GHz. Le niveau des pertes d'insertion est de 2.268 dB.

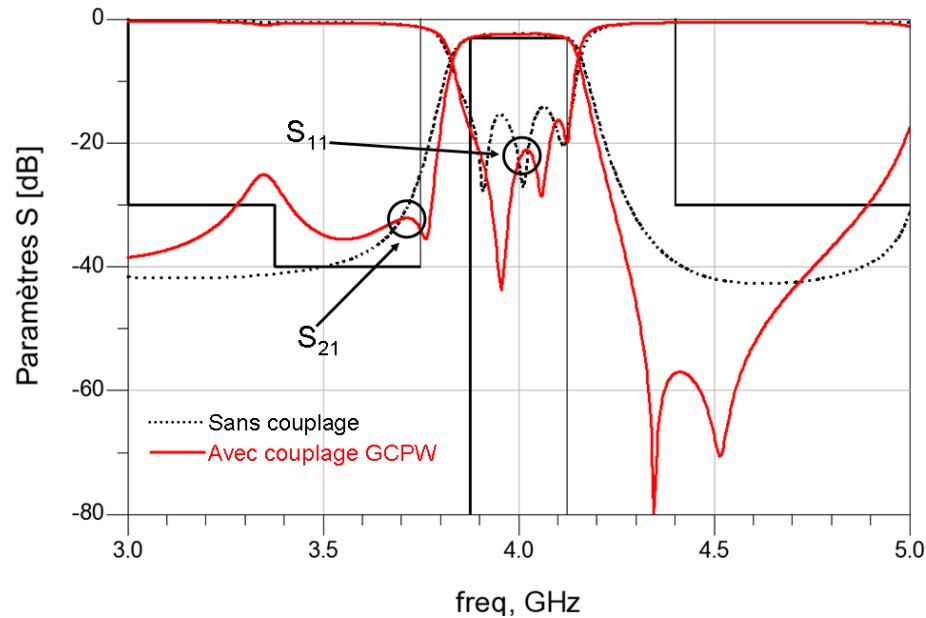


Figure I.15 – Réponses électromagnétiques simulées du filtre SIW rétro-couplé via une ligne coplanaire.

Couplage électrique par ligne Thin Film MicroStrip (TFMS)

Comme nous pouvons le constater, cette réponse ne satisfait pas les spécifications électriques visées en raison de la résonance de la ligne coplanaire à une fréquence située dans une bande à rejeter. Afin de s'affranchir de cette résonance, il est nécessaire de pouvoir modifier librement la longueur électrique de la ligne, ce que nous nous proposons de faire en utilisant une surcouche diélectrique. De plus, cela permet l'élimination de l'iris qui participe au couplage de façon indésirable en favorisant l'apparition d'un couplage de type magnétique. Une surcouche diélectrique est déposée sur la face supérieure du filtre sur laquelle une ligne microruban est gravée (Thin Film MicroStrip -TFMS), comme cela est visible sur la Figure I.16. Une ligne coplanaire, jouant un rôle de sonde et placée au centre des cavités aux accès (1 et 6), est excitée par le champ électrique présent dans ces cavités. Ce dernier se propage alors jusqu'à l'autre cavité, via la ligne microruban,

matérialisée sur la face supérieure du filtre SIW. La valeur du couplage ainsi obtenue peut être maîtrisée à l'aide de différents paramètres : la longueur et la largeur de la ligne microruban, la hauteur et la permittivité de la surcouche jouant le rôle du substrat ainsi que les caractéristiques dimensionnelles de la sonde coplanaire.

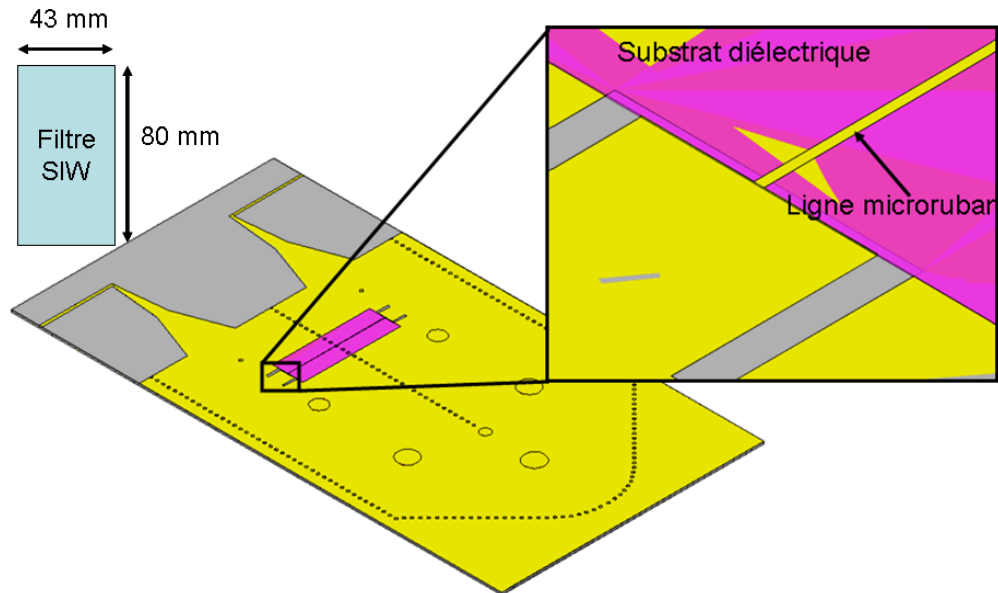


Figure I.16 – Masque du filtre SIW d'ordre 6 rétro-couplé par une ligne TFMS.

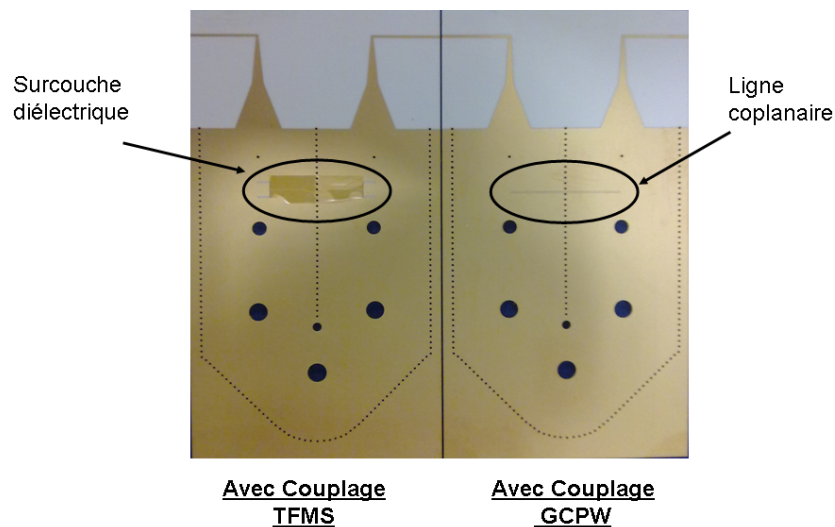


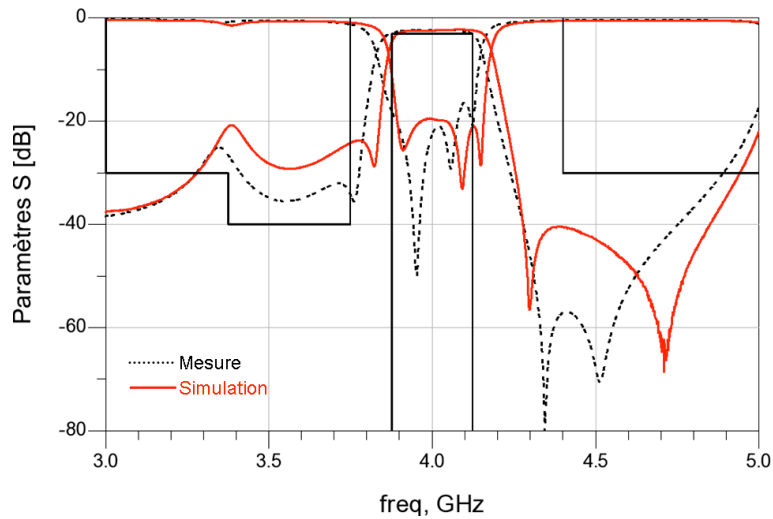
Figure I.17 – Photographie des filtres SIW rétro-couplés.

Une photographie des filtres avec couplage croisé GCPW et TFMS est présentée sur la Figure I.17. La hauteur et la permittivité relative du substrat TFMS sont respectivement de 10 μm et 2,9. La tangente des pertes ($\tan\delta$) de la surcouche Intervia 8010 est égale à 0.026, selon le fabricant. Le substrat utilisé est l'alumine de permittivité 9.9 et d'épaisseur 380 μm .

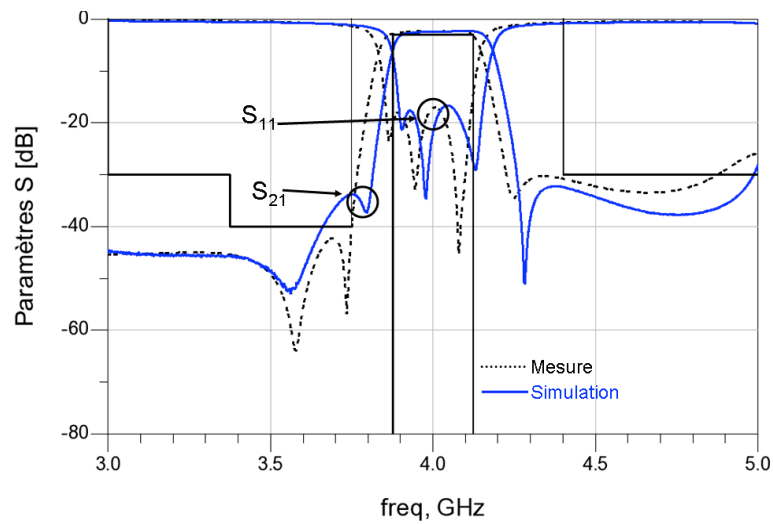
En ce qui concerne le dépôt du diélectrique TFMS, il peut y avoir des problèmes d'adhésion sur la face supérieure du filtre [13]-[14]. Cela apparaît clairement sur la photographie du filtre (cf Figure I.17). Des précautions technologiques particulières sont à prendre lors de cette phase. Les résultats de simulations et de mesures des filtres avec couplage croisé sont présentés sur la Figure I.18.

On peut constater que la réjection dans la bande atténuée inférieure a subi une nette amélioration. Les zéros de transmissions sont positionnés (en simulation) aux fréquences 3.735 et 4.249 GHz avec une réjection de l'ordre de 57 et 35 dB, respectivement. La platitude observée est de l'ordre de 0.62 dB. Le niveau de pertes d'insertion est de l'ordre de 2.4 dB.

Pour le filtre avec un couplage GCPW (cf. Figure I.18 (a)), nous pouvons constater qu'il y a un bon accord dans l'allure des réponses simulées et mesurées. Nous pouvons aussi noter que la résonance de la ligne coplanaire est toujours bien présente au niveau expérimental.



(a)



(b)

Figure I.18 – Réponses électriques simulées et mesurées du filtre SIW rétro-couplé par une ligne coplanaire (a) et par une ligne TFMS (b).

De même pour le filtre avec un couplage TFMS, il s'avère que les résultats de simulation et de mesure sont en bon accord. Cependant, nous notons un décalage en fréquence centrale dans les deux cas de l'ordre de 0.625%. Au vue des rétro-simulations que nous avons effectués, Il semble que la valeur de la constante diélectrique, soit plus proche de 9.6 que de 9.9. En effet, la variation de la permittivité implique une variation de la fréquence de résonance des cavités ainsi que de la valeur des couplages. D'où la nécessité d'anticiper ces problèmes de dispersion technologique en introduisant des fonctions de post réglage. Nous y reviendrons dans le troisième chapitre.

I.3 Filtres HPWR

I.3.1 Motivations

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, 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 de la première partie de ce premier chapitre, nous avons travaillé avec des structures pseudo-volumiques enterrées dans un substrat planaire. Celles-ci apportent un gain en terme de sélectivité par rapport aux topologies purement planaires et permettent une augmentation substantielle du coefficient de qualité. Ces résonateurs SIW conservent une compatibilité avec d'autres 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 conception. Ainsi, les structures présentées ne peuvent être optimisées que grâce à des simulateurs électromagnétiques, ce qui peut être long et fastidieux en raison des temps de calcul élevés. De plus, il est important de souligner que les transitions d'accès apportent des pertes en supplément et que ces pertes sont bien évidemment à prendre en compte dans les performances globales du filtre. Ces pertes de transition étant les mêmes quelque soit l'ordre du filtre, le choix de ces topologies est particulièrement judicieux dans le cadre de filtres d'ordre élevé. En revanche, le choix de ces résonateurs SIW ou SICC est moins pertinent dans le cadre de filtres d'ordre faible.

Dans le cadre de mes travaux de thèse, nous avons donc cherché à développer une structure permettant une hybridation complète entre technologies planaire et volumique, qui conduirait 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).

I.3.2 Description du Hybrid Planar Waveguide Resonator (HPWR)

Le résonateur HPWR peut être décrit comme une ligne de transmission associée à une cavité circulaire utilisée en absorption. Un exemple d'implémentation du HPWR est présenté à la Figure I.19.

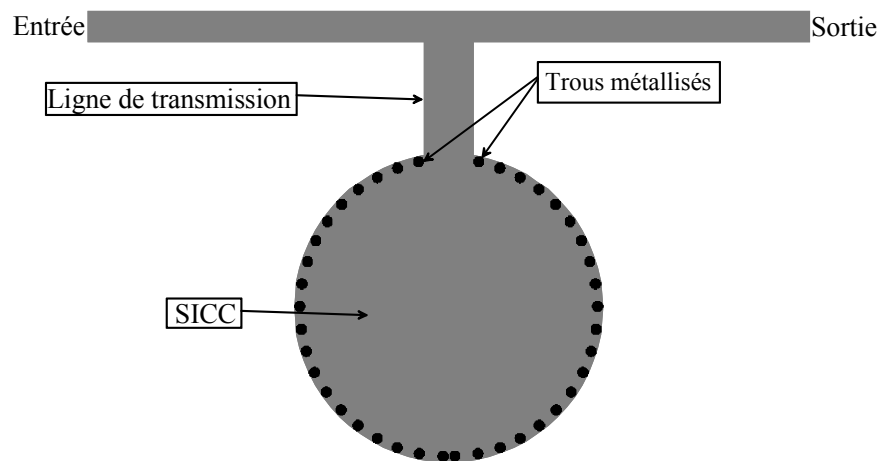


Figure I.19 – Un exemple d'implémentation de HPWR.

Le modèle que nous proposons pour le résonateur HPWR ainsi que la réponse électrique associée sont présentés à la Figure I.20.

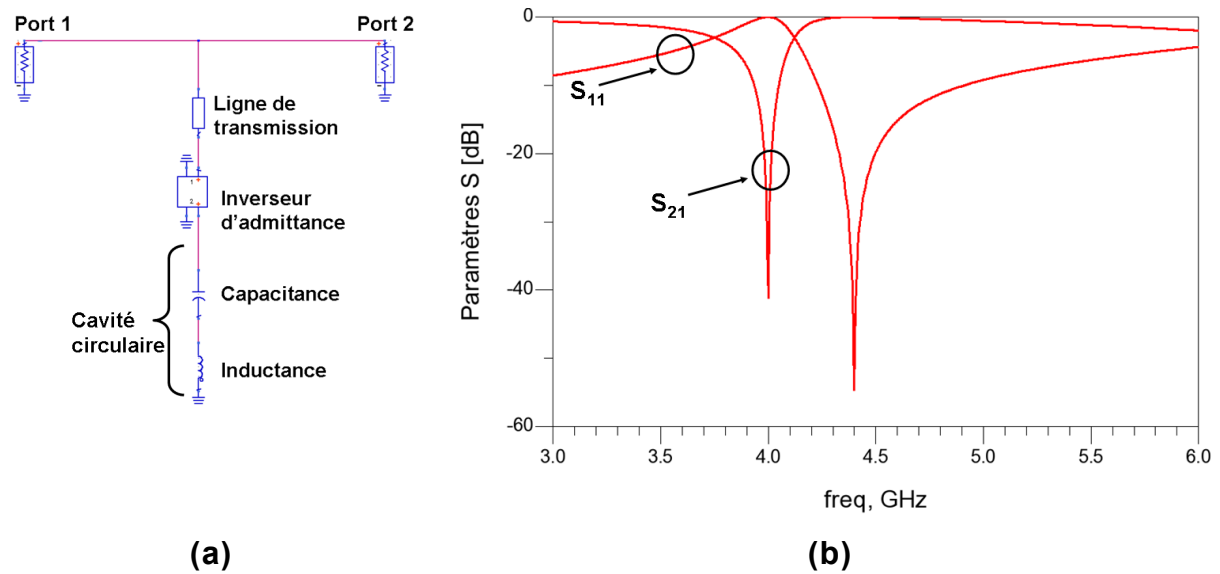


Figure I.20 – (a) Schéma électrique du résonateur HPWR et (b) réponse électrique associée.

D'un point de vue électrique, il présente donc une ligne de transmission chargée par une cavité, ce qui peut être modélisé par une ligne chargée par une impédance équivalente composée d'un circuit LC série connecté grâce à un inverseur d'admittance. La synthèse complète de ce résonateur a été proposée et est détaillée dans [15].

I.3.3 Conception de filtres à base de résonateurs HPWR et applications

I.3.3.1 Conception du filtre d'ordre 2 avec des résonateurs HPWR

Pour réaliser une fonction de filtrage à base de résonateurs HPWR, et compte tenu de l'accès planaire de ces résonateurs, nous pouvons les associer grâce à des inverseurs d'admittance quart d'onde planaire. Les impédances de ceux-ci sont alors calculés en tenant compte des paramètres de pente b_i et selon la fonction désirée : Butterworth, Chebychev... [16]-[19].

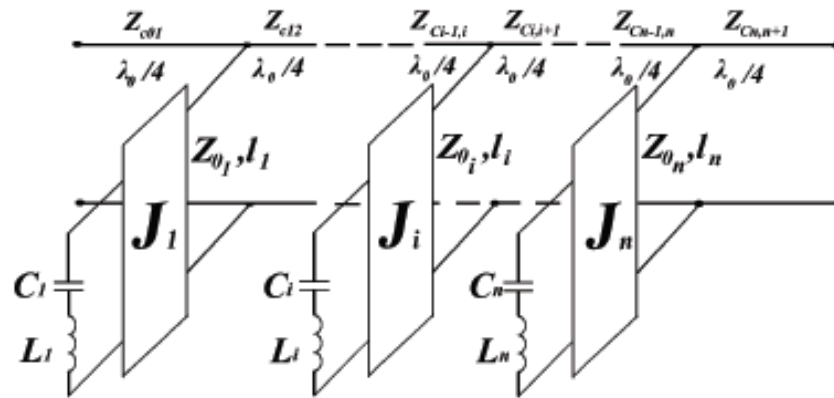


Figure I.21 – Schéma général d'un filtre HPWR d'ordre n.

Un filtre d'ordre 2 basé sur les coefficients de Chebychev avec une ondulation de 0.01 dB conçu pour respecter le gabarit fournit par TAS et présenté à la figure I.12 de ce même chapitre est maintenant pris comme exemple. La conception a eu lieu sur un substrat d'alumine de permittivité diélectrique relative 9,9 et d'épaisseur 380 μm . Les valeurs permettant de dimensionner ce filtre sont consignées dans le tableau I.1.

Degrés de liberté			
I_0 (dans le vide)	b		J
9,4 mm	23,85 S		0,5
Caractéristiques des résonateurs issues de la synthèse <i>(les deux résonateurs sont identiques)</i>			
L	C		Z_0
13,39 nH	10,66 pF		10,978 Ω
Dimensions physiques des résonateurs (mm)			
W_{ligne}	L_{ligne} <i>(équivalent à I_0)</i>	$D_{\text{cavité}}$	L_{iris}
5	0,8	16,35	9,94
Impédance des inverseurs d'admittances (Ω)			

Z_{c01}	Z_{c12}	Z_{c23}
40.485	31.246	40.485
Dimensions physiques des inverseurs d'admittance (mm)		
W_{c01}	W_{c12}	W_{c23}
0,54	0,84	0,54
L_{c01}	L_{c12}	L_{c23}
7,14	6,97	7,14

Tableau I.1 – Valeurs issues de la synthèse du HPWR

La réponse électrique issue de la simulation du modèle est présentée à la Figure I.22.

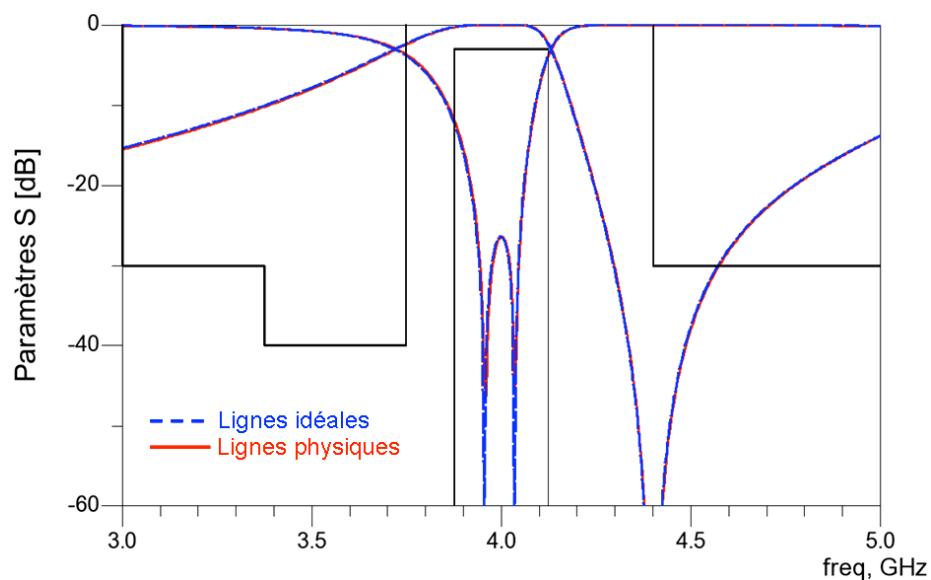


Figure I.22 – Réponses électriques du filtre d'ordre 2 basé sur des résonateurs HPWR

Le masque du filtre est présenté sur la Figure I.23. Au niveau de la connexion entre le résonateur HPWR et les inverseurs d'admittances, nous avons essayé d'être le plus ponctuel possible, c'est pourquoi ces lignes attaquent les résonateurs HPWR avec un angle de 45° mais d'autres configurations d'accès pourraient aussi être envisagées.

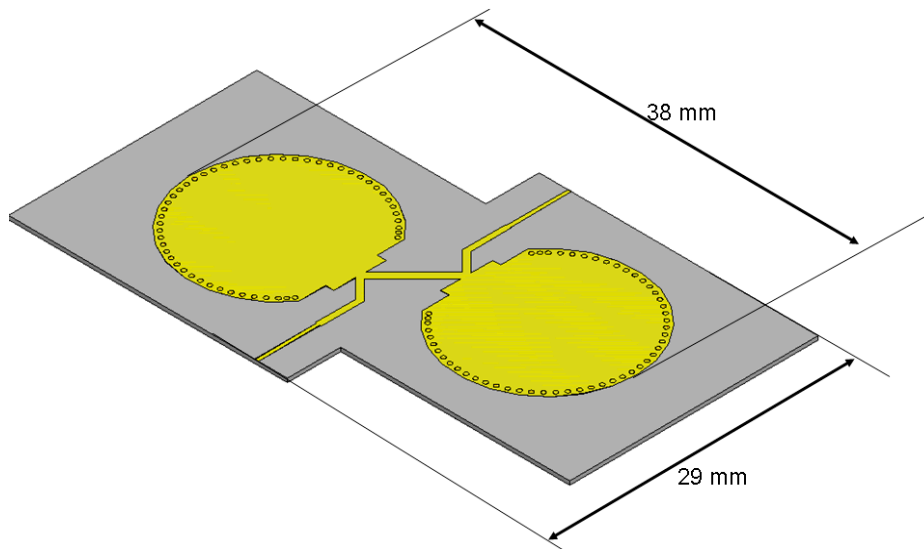


Figure I.23 – Masque du filtre HPWR d'ordre 2 simulé sous HFSS™.

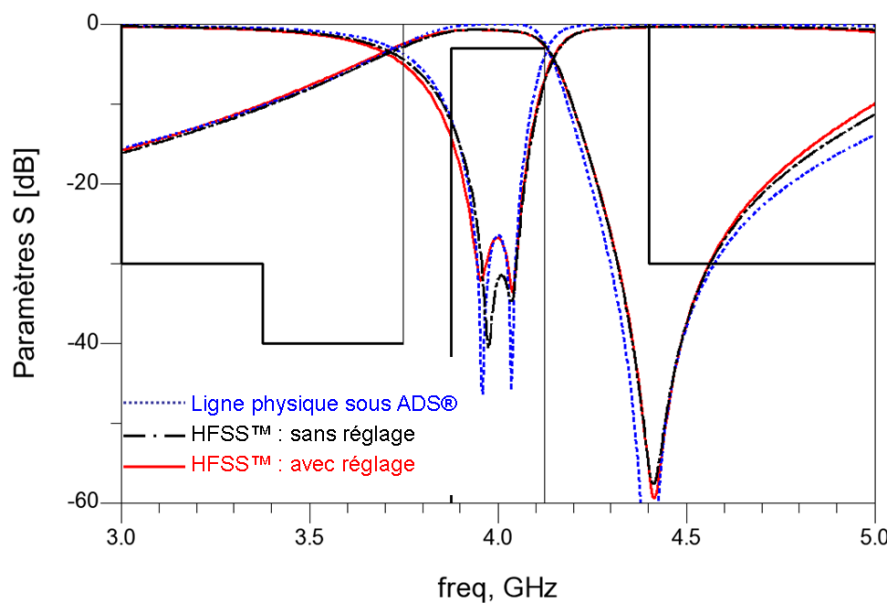


Figure I.24 – Résultats de simulation du filtre HPWR d'ordre 2.

La réponse du filtre après réglage électromagnétique présente une fréquence centrale de 4 GHz et un zéro de transmission à 4.4 GHz. Il est bien adapté en réflexion ($S_{11} < -20$ dB) et possède des pertes d'insertion de 0.7 dB.

L'un des énormes avantages offert par le filtre HPWR est la simplicité et la rapidité du réglage une fois le résonateur HPWR bien caractérisé.

Un autre véritable atout du filtre HPWR est son comportement hors bande pour des fréquences supérieures à celles de la bande passante. Le placement du zéro de transmission intrinsèque au résonateur HPWR dans la bande atténuée inférieure paraît difficile parce que cela nécessite une ligne de transmission de longueur électrique négative. Toutefois, ceci pourrait être résolu en additionnant 180° à cette longueur électrique négative afin d'obtenir une longueur physique réalisable, mais cela pourrait alors poser le problème de l'apparition de la résonance de cette ligne dans la bande passante. Une autre solution pour améliorer les rejections en basses fréquences consiste à augmenter l'ordre du filtre. Cependant, cette solution semble délicate à mettre en œuvre pour des fréquences relativement faibles (bande C et en-dessous) compte-tenu de l'encombrement des cavités. Cet exercice paraît en revanche plus simple lorsqu'il s'agit de la bande Ku, ou pour les fréquences supérieures.

L'utilisation d'un filtre composé exclusivement de résonateurs HPWR paraît donc inappropriée pour répondre aux cahiers des charges contraints en termes de réjections, notamment pour les fréquences inférieures à la bande passante. C'est pourquoi nous nous sommes dirigés vers une solution mixte visant à mélanger des résonateurs HPWR et des résonateurs purement planaires.

1.3.3.2 Conception de filtres mixtes HPWR/DBR d'ordre 4

Nous proposons ici d'optimiser la réponse hors bande du filtre d'ordre deux présenté ci-avant. Dans cet objectif, nous allons tenter de tirer parti de la compatibilité planaire des résonateurs HPWR en leur associant des résonateurs planaires à stubs permettant ainsi de contrôler la réponse hors bande, notamment en basse-fréquence. Plus précisément, parce que chaque résonateur permet de placer deux zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante, nous utiliserons des résonateurs DBR [20]-[31]. Par simplicité, nous utiliserons des résonateurs DBR constitués de stubs en circuit ouvert et associerons aux deux résonateurs HPWR deux résonateurs DBR.

La réponse en fréquence de ces filtres possèdera donc 4 pôles dans la bande passante, deux zéros provenant des stubs BF dans la bande atténuée inférieure et 4

zéros dans la bande atténuée supérieure dont deux provenant des stubs HF des résonateurs DBR et les deux autres des résonateurs HPWR.

L'utilisation de structures à zéros de transmission intrinsèques est un bon moyen d'obtenir de fortes réjections à « moindre coût ». Mélanger des résonateurs de natures différentes nous permet de tirer profit des zéros de transmission issus de chaque type de résonateurs mais aussi d'étudier la possibilité de faire cohabiter des résonateurs présentant des facteurs de qualité différents. La mixité est double, autant du point de vue topologique (DBR, HPWR) que du point de vue technologique (planaire, semi-volumique). Plusieurs arrangements topologiques peuvent alors être envisagés.

I.3.3.2.a topologie 1 : HPWR 1,4 + DBR 2,3

La première configuration consiste à placer les résonateurs HPWR en 1^{ère} et 4^{ème} position et les résonateurs DBR en 2^{ème} et 3^{ème} position. Ceci est présenté sur la Figure I.25.

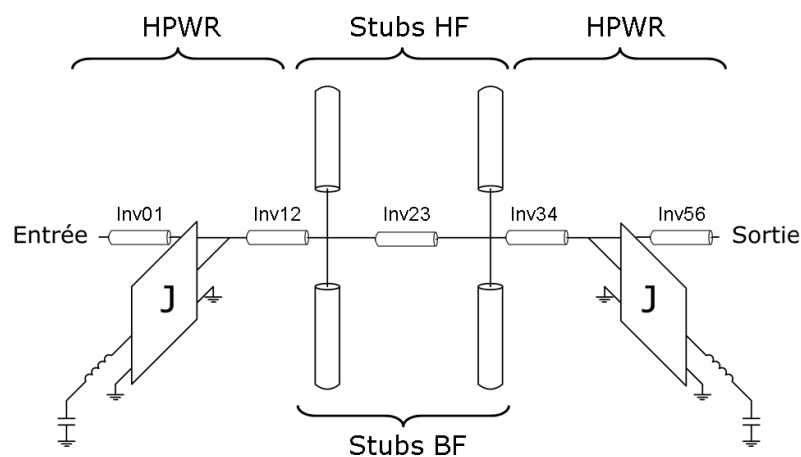


Figure I.25 – Schéma électrique de la topologie 1 du filtre HPWR/DBR d'ordre 4.

Au cours de la conception, nous avons conservé pour les résonateurs HPWR les mêmes caractéristiques électriques que dans la partie précédente. Les zéros de transmission des résonateurs HPWR sont situés à la fréquence de 4.4 GHz alors

que ceux du DBR sont localisés à 3.56 GHz. et à 5.54 GHz. Afin de préserver la symétrie du filtre, les deux résonateurs DBR sont identiques. Le tableau I.2 résume les données issues de la synthèse.

Cavité et ligne de transmission		Résonateur DBR		Inverseurs d'admittance	
C	10.66 pF	Z_{bf}	65.553 Ω	Z₀₁	35.289 Ω
L	133.9 pH	f_{bf}	3.56GHz	Z₁₂	32.319 Ω
J	0.5	Z_{hf}	27.661 Ω	Z₂₃	44.001 Ω
l₀	9.4 mm (à vide)	f_{hf}	5.54 GHz		
Z₀	10.978 Ω				

Tableau I.2 – Résumé des paramètres issus de la synthèse du filtre HPWR/DBR d'ordre 4 (topologie 1)

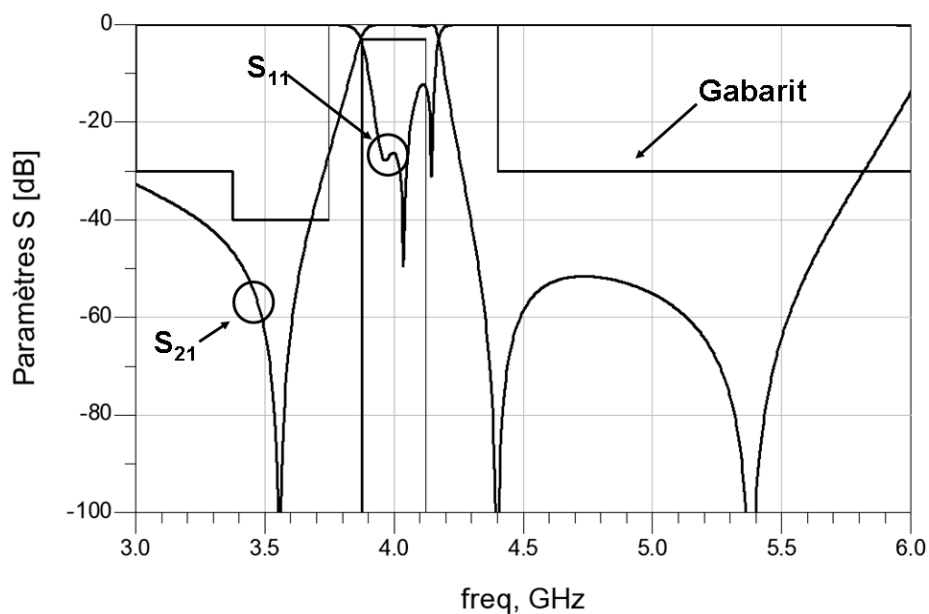


Figure I.26 – Réponse électrique idéale du filtre mixte d'ordre 4 (topologie 1)

Cette synthèse a été effectuée en retenant un paramètre de pente à la fréquence centrale identique pour tous les résonateurs et valant 23,85 S

La réponse électrique présentée Figure I.26, obtenue en utilisant des lignes idéales et des composants localisés ne présente pas une équi-ondulation dans la bande passante, malgré l'utilisation des coefficients de Chebychev.

En effet, l'hétérogénéité des résonateurs utilisés et l'utilisation de résonateurs différents, chacun ayant des zéros de transmission très proches de la bande passante mais de cotés opposés (HF pour les HPWR et BF pour les DBR) génère une différence dans le comportement des pentes de leurs susceptances pour des fréquences proches mais non égale à la fréquence centrale du filtre. Rappelons que la valeur du paramètre de pente calculée précisément à la fréquence centrale a été délibérément fixée égale à 23,85 S pour tous les résonateurs.

Pour bien illustrer le problème, nous avons simulé et comparé les réponses de trois différents filtres d'ordre 4 : un filtre idéal réalisé grâce des composants localisés, un filtre DBR en lignes idéales et un filtre HPWR en lignes idéales et composants localisés. Les réponses électriques sont présentées à la Figure I.27. Nous voyons ici que le placement des pôles pour les deux filtres ne coïncide pas avec les pôles d'un filtre prototype localisé idéal. En effet, l'introduction des zéros de transmission sur la réponse en amplitude se manifeste par un léger décalage de la bande passante en suivant le même déplacement que les zéros les plus proches de celle-ci.

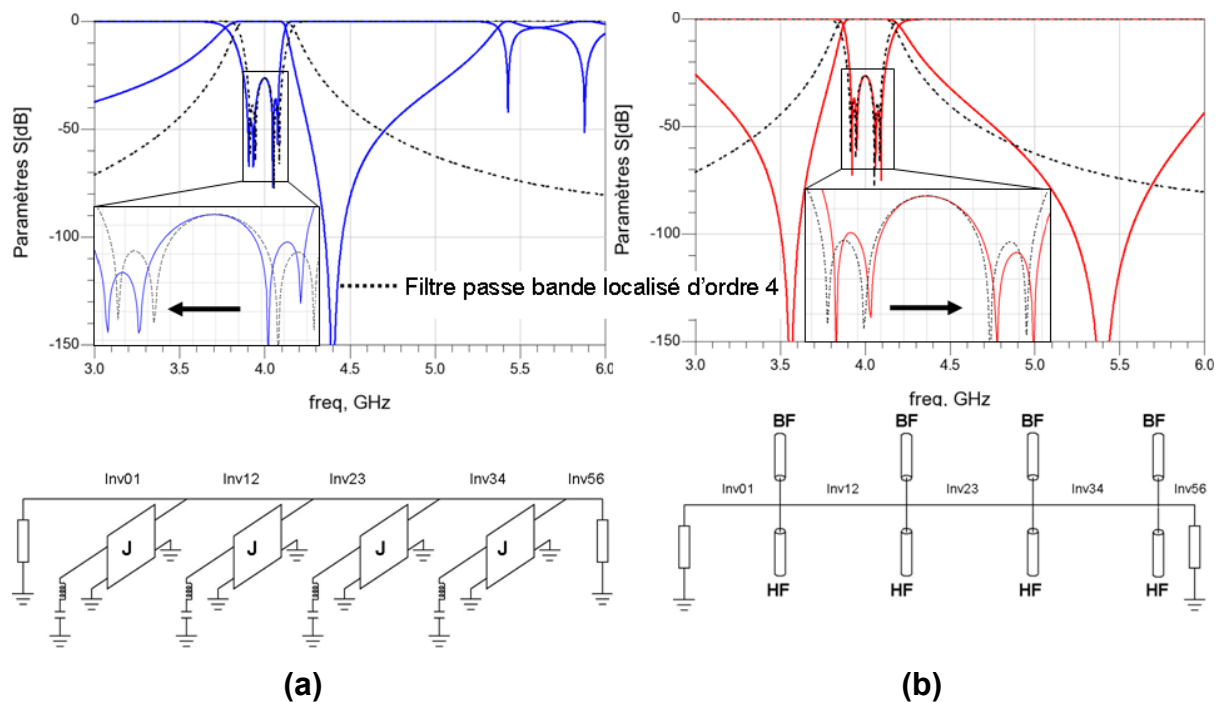


Figure I.27 Comparaison entre les réponses électriques d'un prototype passe bande localisés d'ordre 4 avec (a) filtre HPWR et (b) filtre DBR.

Il est à noter que dans le cas du filtre DBR, une compensation est possible en modifiant la position du zéro de l'autre côté de la bande passante (HF en

l'occurrence) de sorte à rééquilibrer la réponse. Ceci est impossible à réaliser dans le cas du filtre HPWR en raison de la forte asymétrie de sa réponse (présence d'un zéro de transmission d'un coté seulement).

Dans le cas du filtre mixte et sur les spécifications considérées, cette solution ne semble pas pertinente. En revanche, une autre approche consiste à désynchroniser légèrement les résonateurs HPWR et DBR de sorte à ce que ces derniers résonnent avec des fréquences un peu différentes. La Figure I.28 présente la réponse électrique simulée intégrant cette désynchronisation.

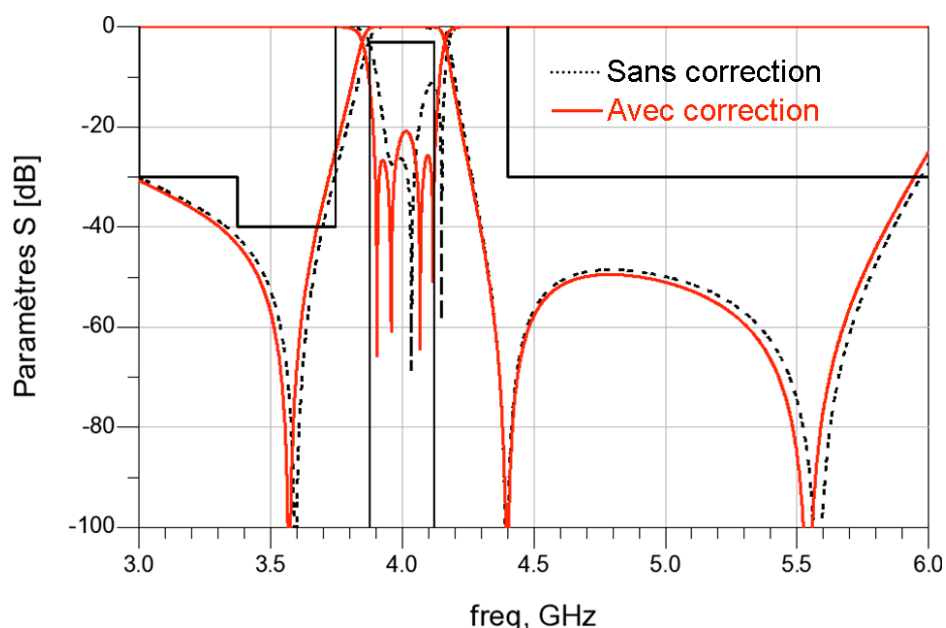


Figure I.28 – Réponses électriques simulées du filtre mixte avec et sans correction dans la bande passante (topologie 1)

Nous sommes conscients que cette modification peut être gênante puisque non intégrée formellement dans la synthèse, cependant le changement opéré sur les valeurs des impédances caractéristiques est faible, de l'ordre de 0.6%. Cette modification, bien que nécessaire, ne modifie pas l'essentiel de la synthèse. Les inévitables ajustements qui apparaissent lors de la mise en œuvre du filtre physique (influence des discontinuités notamment) étant autrement plus importants.

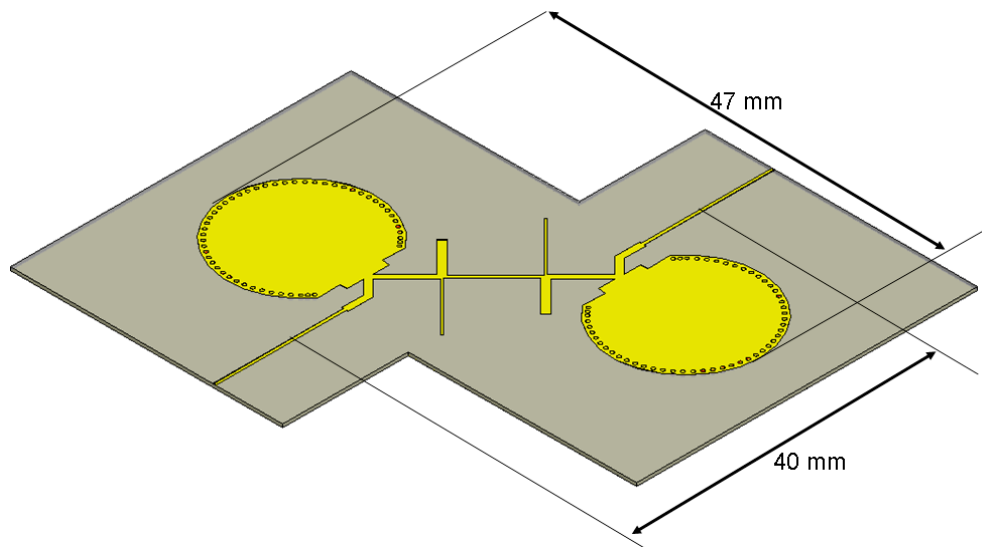


Figure I.29– Filtre HPWR/DBR d'ordre 4 (topologie 1)

Le masque du filtre est présenté à la figure I.29 et la simulation électromagnétique est présentée à la figure I.30.

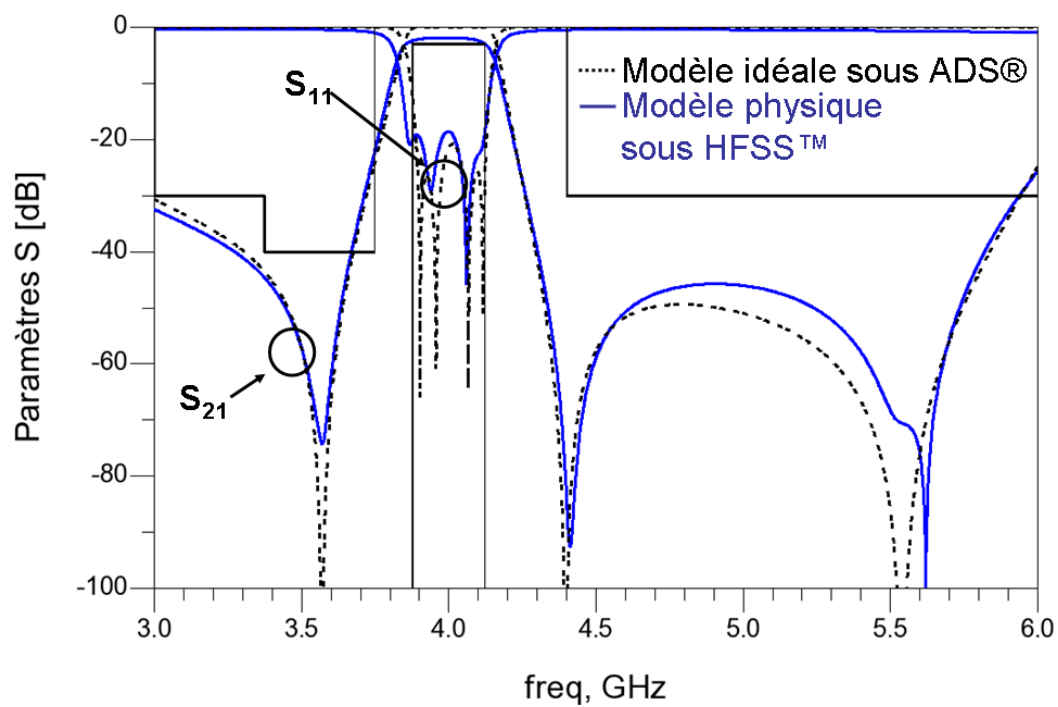


Figure I.30 – Réponses électromagnétiques du filtre mixte HPWR/DBR d'ordre 4 (topologie 1)

I.3.3.2.b topologie 2 : HPWR 2,3 + DBR 1,4

Nous proposons maintenant d'étudier la seconde topologie dans laquelle les résonateurs 2 et 3 sont des résonateurs HPWR, les DBR étant positionnés en première et dernière position.

Cette inversion ne change strictement rien en terme de synthèse. Les valeurs obtenues sont absolument identiques, et la même légère désynchronisation est appliquée.

Les seules différences se situent donc au niveau de l'implémentation physique et notamment des discontinuités qui ne seront plus tout à fait les mêmes et nécessiteront alors des compensations différentes.

Cette réponse électromagnétique est présentée à la Figure I.32. Le filtre présente des pertes d'insertion et une platitude de 1.48 et 1.43 dB. Nous pouvons également noter la présence d'une résonance à la fréquence de 5.53 GHz correspondant à la réponse d'une ligne de longueur électrique $3\lambda/4$ constituée par les trois inverseurs centraux.

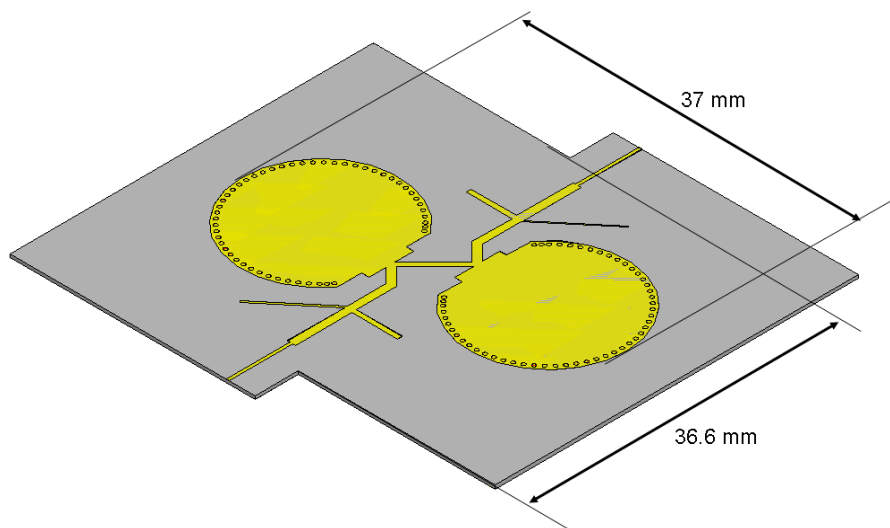


Figure I.31 – filtre HPWR/DBR d'ordre 4 (topologie 2)

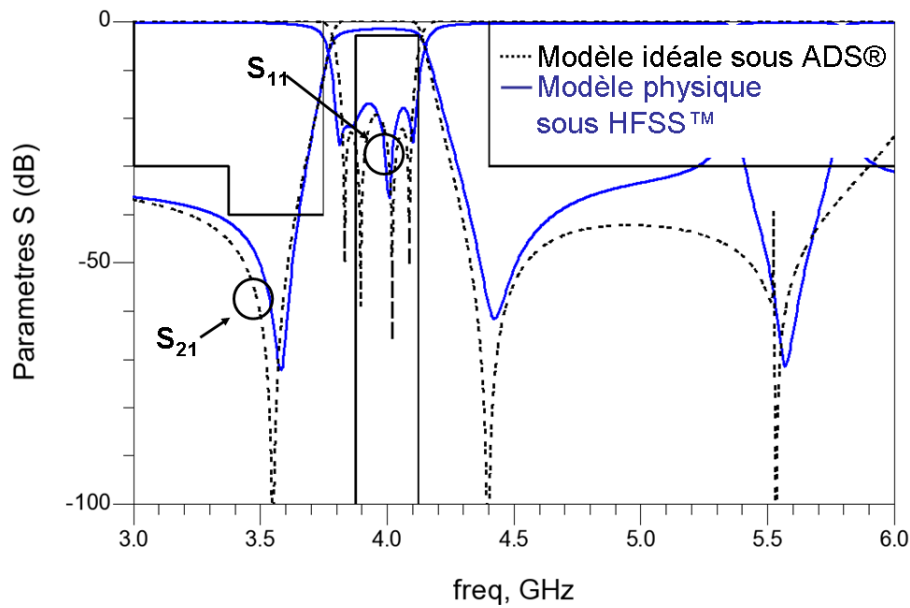


Figure I.32 – Réponses électromagnétiques du filtre mixte HPWR/DBR d'ordre 4 (topologie 2)

En raison de problèmes lors de la réalisation, nous ne sommes pas en mesure de présenter les réponses électriques mesurées pour les différentes topologies associant résonateurs HPWR et DBR, cependant, la réalisation de filtres HPWR a démontré une excellente concordance entre mesures et simulations, on peut donc gager que les réponses mesurées seraient assez proches des simulations.

I.3.4 Conclusion

Au cours de cette partie consacrée au résonateur HPWR, nous avons pu présenter et décrire un nouveau résonateur dont les avantages sont une compatibilité planaire intégrale à l'échelle du résonateur et non plus à l'échelle du filtre comme dans le cas des filtres SIW, et ce, tout en conservant des facteurs de qualité aussi élevés que ceux atteints par les techniques SIW.

De plus, les exemples présentés nous ont permis de démontrer la possibilité d'associer au sein d'un même filtre plusieurs résonateurs de natures différentes (planaire et hybride) et présentant des facteurs de qualité hétérogène bien que cela ait nécessité une légère désynchronisation des résonateurs.

L'étude pragmatique de deux agencements topologiques différents démontre qu'en terme de réponse électrique, la première topologie présentée semble plus intéressante.

La conception et la simulation de filtres exploitant des résonateurs HPWR associés à des DBR sur une spécification industrielle nous a également permis d'avoir des éléments de comparaison vis à vis des filtres SIW. Les observations préliminaires basées sur des simulations électromagnétiques permettent de déduire que les structures à base de HPWR permettent d'obtenir des performances électriques suffisantes tout en occupant une surface plus faible ($40 \times 47 \text{ mm}^2$ pour le filtre mixte HPWR/DBR d'ordre 4 contre $43 \times 80 \text{ mm}^2$ pour le filtre SIW d'ordre 6).

Il faut cependant noter que ces résonateurs, que ce soit le HPWR ou bien le DBR, présentent intrinsèquement des zéros de transmission, ils sont donc particulièrement recommandés dans le cadre de spécifications électriques demandant de fortes réjections à des fréquences particulières.

Afin d'illustrer de façon synthétique les résultats et performances des différentes topologies, les Figures I.33 et I.34 présentent les performances électriques simulées électromagnétiquement pour chacune des topologies ainsi que leur encombrement. A titre d'illustration, un filtre à lignes couplées est également présenté pour comparaison. Les performances sont ensuite résumées dans le Tableau I.3.

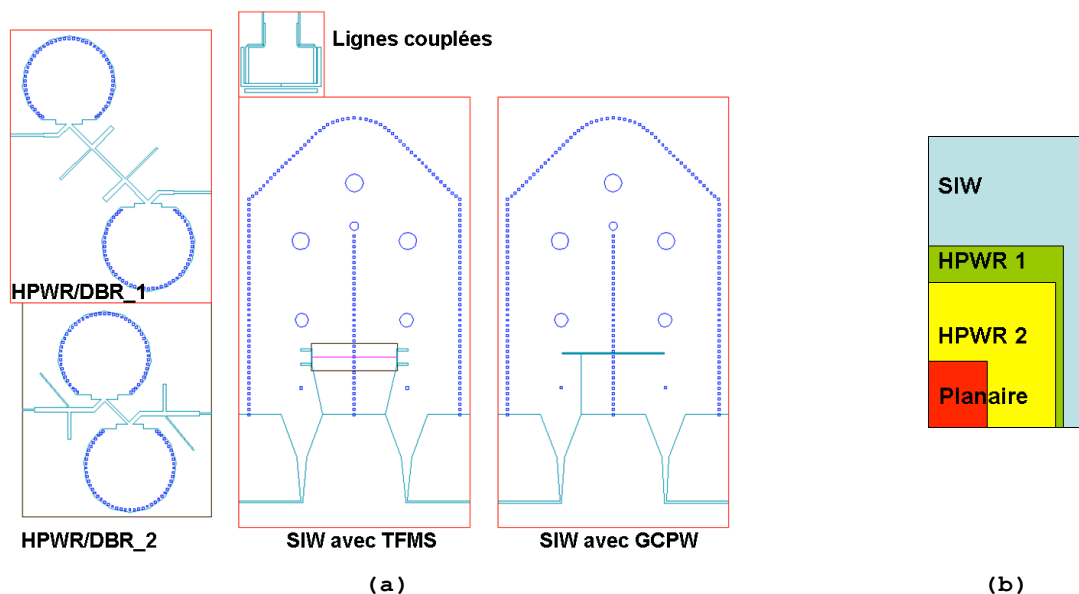


Figure I.33 : Masques des différents filtres (a) et leurs empreintes respectives (b)

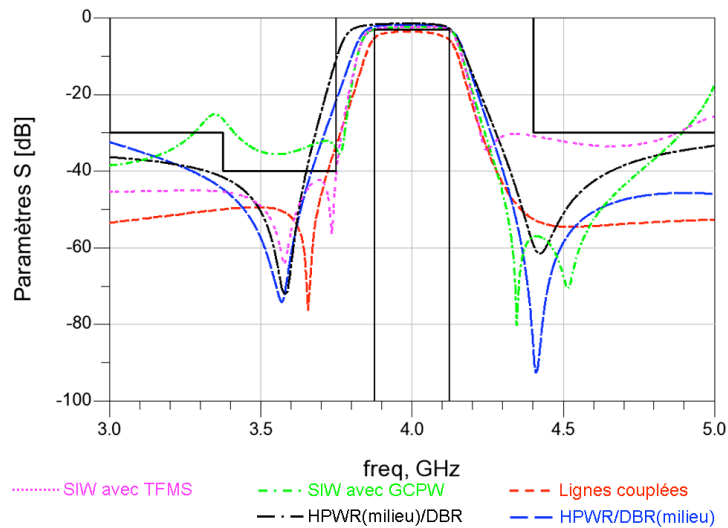


Figure I.34 : Réponses électromagnétiques en transmission des différents filtres

Topologie du filtre	Ordre	Pertes d'insertion (dB)	Platitude (dB)	Réjection à 3.75 GHz (dB)	Réjection à 4.4 GHz (dB)	Taille mm x mm x mm
SIW avec couplage TFMS	6	2.5	0.7	40.3	30	80×40×0.402
SIW avec couplage GCPW	6	2.48	0.6	31.23	57	80×40×0.402
HPWR(3 &4)/DBR	4	1.48	1.43	10.760	59	50×37×0.388
HPWR/DBR(3 & 4)	4	1.78	1.2	21.6	84	40×35×0.388
Lignes couplées	5	3.6	2	33	52	16×16×0.258

Tableau I.3 – Caractéristiques des différents filtres présentés.

I.4 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de présenter les structures SIW qui constituent la colonne vertébrale de mes travaux de recherche depuis mon intégration au Lab-STICC (ex-LEST). Les avantages de ces structures apparues il y a une quinzaine d'année sont maintenant bien identifiés, des facteurs de qualité supérieurs aux technologies planaires et une bonne compatibilité avec ces circuits planaires, que ce soit en terme d'interconnexions (autres circuits, insertion d'éléments actifs...) ou de réalisation technologique. Nous avons pu constater au cours de ces travaux que ces structures SIW sont d'autant plus intéressantes que l'ordre des filtres est important puisque les transitions de mode (TEM vers mode volumique) introduisent des pertes

sur le filtre qui seront nécessairement reportées sur l'ensemble des résonateurs, plus ceux-ci sont nombreux, plus la contribution en pertes des transitions sur chacun d'entre eux sera faible. Afin de pallier ce problème, nous avons proposé une nouvelle topologie dans laquelle la transition de mode est directement intégrée au résonateur et est donc perçue différemment en termes de pertes. Cette nouvelle structure HPWR bénéficie de plus d'un comportement intéressant en ce qui concerne sa réponse hors bande puisqu'il présente un zéro de transmission placé sur sa réponse en amplitude. De plus, la possibilité de synthétiser des filtres en associant ce résonateur HPWR et d'autres structures planaires en utilisant des techniques de synthèse purement planaires (inverseurs planaires) permet de pouvoir synthétiser des filtres associant des résonateurs de nature différentes (HPWR et purement planaires).

L'ensemble de ces études sur les structures SIW a permis de démontrer un réel intérêt en terme de facteur de qualité, cependant, comme souvent dans le domaine des hyperfréquences, une amélioration du facteur de qualité se paye nécessairement sous un autre jour, en l'occurrence, pour les structures SIW, il s'agit d'un accroissement de l'encombrement. En effet, ces structures semi-volumiques souffrent d'un encombrement largement supérieur aux dispositifs planaires.

Dans le second chapitre de ce manuscrit, nous proposons donc d'investiguer les différentes pistes permettant de réduire l'encombrement des circuits SIW tout en maintenant un niveau de facteur de qualité suffisamment élevé pour en garder l'intérêt.

De plus, lors des réalisations des structures SIW, d'inévitables dispersions technologiques apparaissent. Ces dispersions affectent évidemment la réponse électrique, et si nous ne pouvons les prévoir précisément, nous pouvons tenter d'anticiper leurs effets en imaginant des solutions permettant de les compenser, c'est ce que nous proposerons d'étudier dans le cadre du troisième chapitre.

Bibliographie du premier chapitre

- [1]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.
- [2]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.
- [3]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.
- [4]X. Chen, 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.
- [5]B. Potelon "Etude et conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires-Volumiques" Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 2007.
- [6]M. Cariou "Contribution à la conception de filtres coupe-bande SIW et étude de solutions accordables" Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 2014.
- [7]Li-Woo Lee, Seung-Hyun Han, Tae-Soon Yun, Hee Nam, Seung-Yeon Oh and Jong-Chul Lee, "A New Substrate Integrated Waveguide (SIW) Cavity Resonator with Reflective Characteristic," Asia-Pacific Microw. Conf, pp. 1-4, Dec. 2007.
- [8]B.H. Ahmad and I.C. Hunter, "Design and fabrication of a substrate integrated waveguide bandstop filter," Eur. Microw. Conf. pp. 40-42, Oct. 2008.
- [9]B.H. Ahmad and I.C. Hunter, "Substrate Integrated Waveguide Bandstop Filter", Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering, Vol. 2, No. 1, Jan-Ju 2010.
- [10]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)" IMS2006, Juin 2006, San Francisco ,USA
- [11]B. Potelon, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, et J.-C. Bohorquez, « Design of a Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter Using a Novel Topology of Coupling », IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 18, no 9, p. 596-598, sept. 2008.

- [12] N. MARCUVITZ, "Waveguide HandBook" 1986.
- [13] A. El Mostrah, "Étude de filtres semi-volumiques pour les charges utiles flexibles des futurs satellites de télécommunications", Thèse de doctorat en électronique, pp. 55-57, Université de Bretagne Occidentale, Brest, décembre 2011.
- [14] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo & J.-F. Favennec, "C-band cross-coupled SIW filter using a novel topology of electric coupling", Microwave Conference (EuMC), 2010 European, pp. 188-191.
- [15] B. Potelon, C. Quendo, J-F Favennec, E. Rius, S. Verdeyme, C. Person "Design of bandpass filter based on hybrid planar waveguide resonator" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, n°3, pp. 635-644, Mars 2010.
- [16] G. Matthaei, E. M. T. Jones, and L. Young, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures". Artech House, 1980.
- [17] I.C. Hunter, "Theory and Design of Microwave filters ", the institution of electrical engineers, pp. 255-269, 2000.
- [18] P. Rizzi, "Microwave engineering, passive circuits.", Prentice Hall, 1988, p. 466-468.
- [19] Zabalawi, "A generalized Chebychev Channelizing filter" Circuit Theory and application, vol. 13, n°3, pp. 37-45, 1985.
- [20] 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.
- [21] C. Quendo, E. Rius, C. Person, "Nouvelle topologie de filtres planaires à bande étroite et à zéro de transmission utilisant des stubs à saut d'impédance." JNM poitier, Mai 2001.
- [22] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual behavior resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-length stubs," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, n°3, pp. 1034-1044, Mars 2004.
- [23] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual behavior resonators" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, n°3, pp. 734-743, Mars 2003.
- [24] E. Rius, C. Quendo, A. Manchec, . Clavet, C. Person, J. F. Favennec, G. Jarthon, O. Bosch, J. C. Cayrou, P. Moroni, J. L. Cazaux, "Ku-Band microstrip DBR Filter" Microwave Technology and Techniques Workshop Enabling Future Space Systems, Estec, Noordwijk, Pays-Bas, 15 - 16 Mai 2006.

- [25] E. Rius, C. Quendo, A. Manchec, . Clavet, C. Person, J. F. Favennec, G. Jarthon, O. Bosch, J. C. Cayrou, P. Moroni, J. L. Cazaux, "Design of Microstrip Dual Behavior Resonators Filters: A Practical Guide" microwave journal, Décembre 2006.
- [26] E. Rius, C. Quendo, C. Person, O. Bosch, G. Jarthon, J. C. Cayrou, J. L. Cazaux, "New planar filter based on dual behavior resonator. Application to the design of a Ku-band RF filter for a satellite receiver" International Workshop on Microwave Filters, CNES ESA - Juin 2002, Toulouse.
- [27] A. Manchec, "Définition de nouvelles solutions de filtrage en technologie plaquée, "Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, Novembre 2006.
- [28] A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J. F. Favennec, "Planar Dual Behavior Resonator Diplexer on Liquid Crystal Polymer Substrate". European Microwave Conference (EuMC), octobre 2005, Paris, France.
- A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J. F. Favennec, P. Moroni, J. C. Cayrou, J.L. Cazaux, "Ku-Band Microstrip Diplexer Based on Dual Behavior Resonator Filter" IMS2005, Juin 2005, Long beach, USA.
- [29] A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J. F. Favennec, P. Moroni, J. C. Cayrou, J. L. Cazaux, "Duplexeur planaire en bande Ku à base de résonateurs surdimensionnés" JNM2005, Juin 2005, Nantes.
- [30] A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J. F. Favennec, O. Bosch, P. Moroni, J. C. Cayrou, J. L. Cazaux, "Design of a Ku-Band Microstrip Dual Behavior Resonators Filter". International Workshop on Microwave Filters–CNESESA–Septembre 2004-Toulouse.
- [31] R. J. Cameron, M. Yu, . Wang, "Direct-Coupled Microwave Filters With Single and Dual Stopbands", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, n°11, pp. 3288-3297, Novembre. 2005

CHAPITRE 2

II.1 Introduction

Comme nous l'avons décrit dans le premier chapitre, les techniques SIW permettent d'obtenir des structures présentant un facteur de qualité potentiellement plus élevé que les structures planaires tout en gardant une parfaite compatibilité et une technologie de réalisation de type planaire. Ces structures sont donc particulièrement indiquées lorsque les spécifications électriques mises en jeu sont tendues, qu'il s'agisse du niveau de pertes d'insertion ou des réjections (avec l'introduction de zéros de transmission).

En revanche, de part le caractère intrinsèquement volumique des modes mis en œuvre, ces structures SIW ou quasi-volumiques se caractérisent par un encombrement relativement important en comparaison des structures planaires. L'un des axes de travail que nous avons développé concerne la recherche de solutions permettant d'améliorer la compacité de ces structures volumiques en se focalisant sur des solutions d'ordre technologique.

Ainsi, dans ce chapitre, nous proposons de présenter les axes de recherche permettant la réduction de l'encombrement des structures SIW en investiguant différentes solutions technologiques. Dans un premier temps, nous présenterons l'utilisation de substrats à forte permittivité, puis les travaux menés en utilisant des technologies de type multicouches et enfin des structures réalisées sur des technologies multicouches tout en utilisant des substrats à forte permittivité.

II.2 Utilisation de substrats à forte permittivité

Dans le cadre de la thèse de Michel Le Coq [1] financée par le CNES et avec le concours de Thales Alenia Space, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de matériaux à forte permittivité (permittivités relatives de l'ordre de 90) pour la réalisation de filtres passe-bandes pour des applications spatiales.

Pour ce faire, des spécifications typiques de cette industrie en bande C (Figures II.1 & II.2) ont servies de base de travail afin d'avoir des éléments de comparaison.

En effet, la spécification en bande C est très proche de celle étudiée par Abbas El Mostrah dans le cadre du projet FILIPIX et de sa thèse.

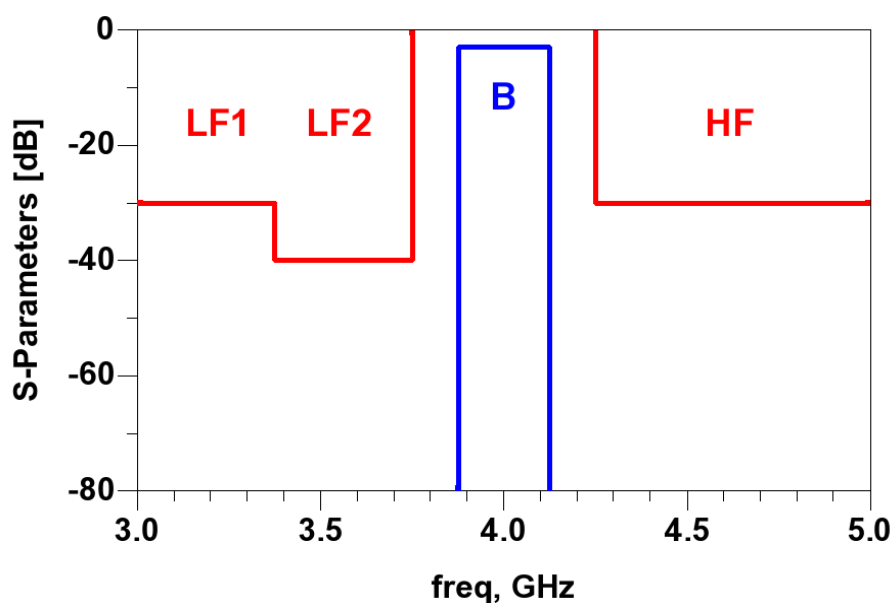


Figure II.1 Gabarit du filtre en bande C ($f_0 = 4$ GHz) étudié dans le cadre de la thèse de Michel Le Coq

Identification	Fréquences	Spécifications	
		S21	S11
Bande atténuée LF1	< 3,375 GHz	< - 30 dBc	-
Bande atténuée LF2	3,375 – 3,750 GHz	< - 40 dBc	-
Bande passante B	3,875 – 4,125 GHz	> -3 dB (flatness < 1 dB)	< -15 dB
Bande atténuée HF	> 4,125 GHz	< - 30 dBc	-

Figure II.2 Spécifications du filtre en bande C ($f_0 = 4$ GHz) étudié dans le cadre de la thèse de Michel Le Coq

Ainsi, lors des travaux menés dans le cadre de la thèse de Michel Le Coq, dans un premier temps nous avons tenté de répondre à ces spécifications à l'aide de

topologies planaires implémentées sur des substrats de forte permittivité puis nous nous sommes focalisés sur l'emploi de structures SIW sur ces mêmes substrats.

II.2.1 Problématique liée à la conception de filtres planaires sur des substrats de forte permittivité

L'objet de l'étude était ici de démontrer la faisabilité de la réalisation de filtres microruban sur des substrats à forte permittivité.

La première problématique rencontrée concernait les impédances caractéristiques réalisables.

En effet, lors de la synthèse et de la conception de filtres, et en particulier lors de la conception de dispositifs sur des substrats de forte permittivité, il est important de connaître les contraintes technologiques liées aux procédés de fabrication.

Ainsi, il convient avant tout de déterminer la gamme d'impédances caractéristiques réalisables, ces impédances étant limitées par les largeurs des lignes microrubans techniquement réalisables.

Les techniques de photolithographie utilisées pour nos réalisations permettent d'obtenir des largeurs de lignes minimales de 50 μm et la largeur maximale des lignes a été fixée à 800 μm afin de conserver un facteur de forme représentatif d'une ligne. Dans le cadre de cette étude, les impédances caractéristiques réalisables sont ainsi comprises entre 39 et 16 Ω à 4 GHz pour des largeurs de lignes associées comprises entre 50 et 800 μm avec un substrat $\epsilon_r = 90$ de 635 μm d'épaisseur. Ces résultats sont présentés sur la Figure II.3 qui illustre aussi l'intérêt de choisir un substrat épais (635 μm) afin de bénéficier d'impédances caractéristiques plus élevées.

Une ligne 50 Ω correspond ici à une largeur W de 12,56 μm et ne peut donc pas être réalisée. Les filtres doivent donc être conçus sur des niveaux d'impédances caractéristiques inférieurs à 50 Ω . Cependant, les lignes d'accès sont dimensionnées en longueur de manière à ramener à leurs extrémités des impédances localisées de 50 Ω . Lors de la mesure ou de la mise en boîtier, les

connexions devront se faire ponctuellement et précisément aux extrémités de ces lignes.

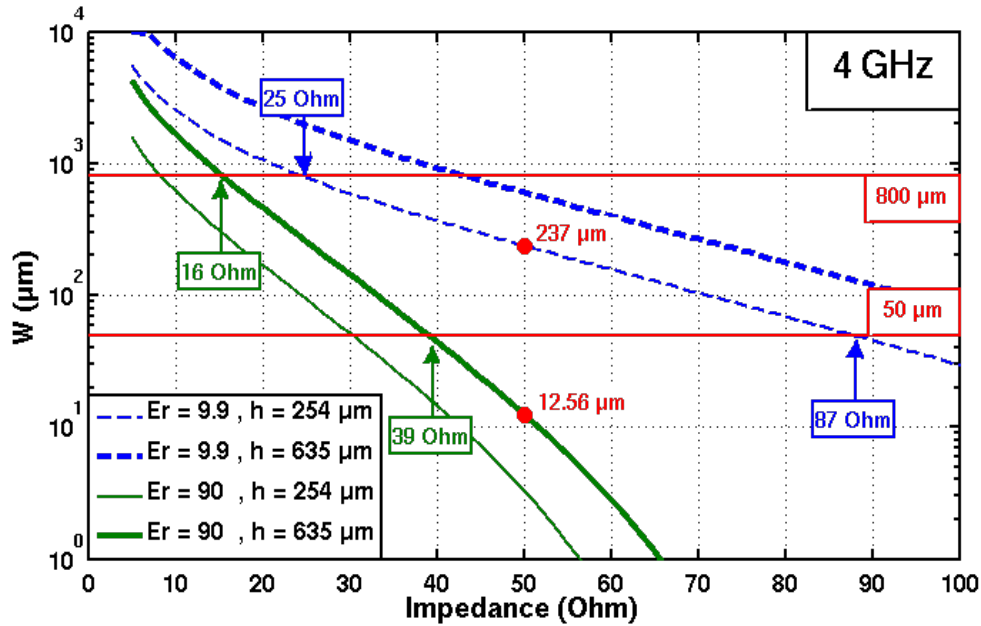


Figure II.3 Gammes d'impédances réalisables à 4 GHz pour différents substrats en technologie microruban

La seconde difficulté rencontrée est la modélisation des structures, qu'il s'agisse de modélisations circuit ou de simulations électromagnétiques. En effet, lors des simulations circuit, des modèles analytiques sont utilisés, or ceux-ci (Kirschning and Jansen [2-4], Kobayashi [5-6], Yamashita [7-8]) sont tous limités par la permittivité relative du substrat. Aussi, il conviendra d'être précautionneux quant à l'exactitude des réponses obtenues lors de simulations circuit.

En ce qui concerne les simulations électromagnétiques, et plus particulièrement pour les simulateurs 2,5 D il s'agit surtout d'être vigilant à l'apparition de modes particuliers dans le substrat, qui peuvent subvenir à des fréquences relativement faibles. Ainsi, la limite que nous avons fixée est la suivante :

$$f < 0,8 \times \frac{C_0}{4 \times h \times \sqrt{\epsilon_{reff}}}$$

(eq. II.1)

Enfin, en ce qui concerne l'utilisation de logiciels de simulation EM 3D, il faudra porter une attention particulière au maillage initial ainsi qu'au raffinement du maillage au cours de la simulation.

II.2.2 Conception de filtres SIW sur des substrats de forte permittivité

Si la synthèse de filtres planaires est limitée par les largeurs de lignes réalisables, et donc des impédances caractéristiques atteignables, celle des filtres SIW est limitée notamment par les diamètres des trous métallisés. Pour une hauteur de substrat de 635 μm , sur des substrats de type céramique, les techniques de perçage employées (Laser) permettent d'obtenir des diamètres de vias supérieurs à 300 μm (valeur minimale). Le choix d'une telle épaisseur de substrat permet de bénéficier d'un facteur de qualité propre aux cavités, de l'ordre de 300. Le facteur de qualité est calculé à partir des dimensions d'une cavité [9], des propriétés diélectriques du substrat et de la fréquence. Il intègre les facteurs de qualité Q_d et Q_c , correspondants respectivement aux pertes dans le diélectrique et celles liées au conducteur [10].

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c}$$

(eq. II.2)

Il serait intéressant d'utiliser un substrat d'une épaisseur plus élevée afin d'augmenter ce facteur de qualité, mais cela augmenterait irrémédiablement les difficultés de perçage et de métallisation.

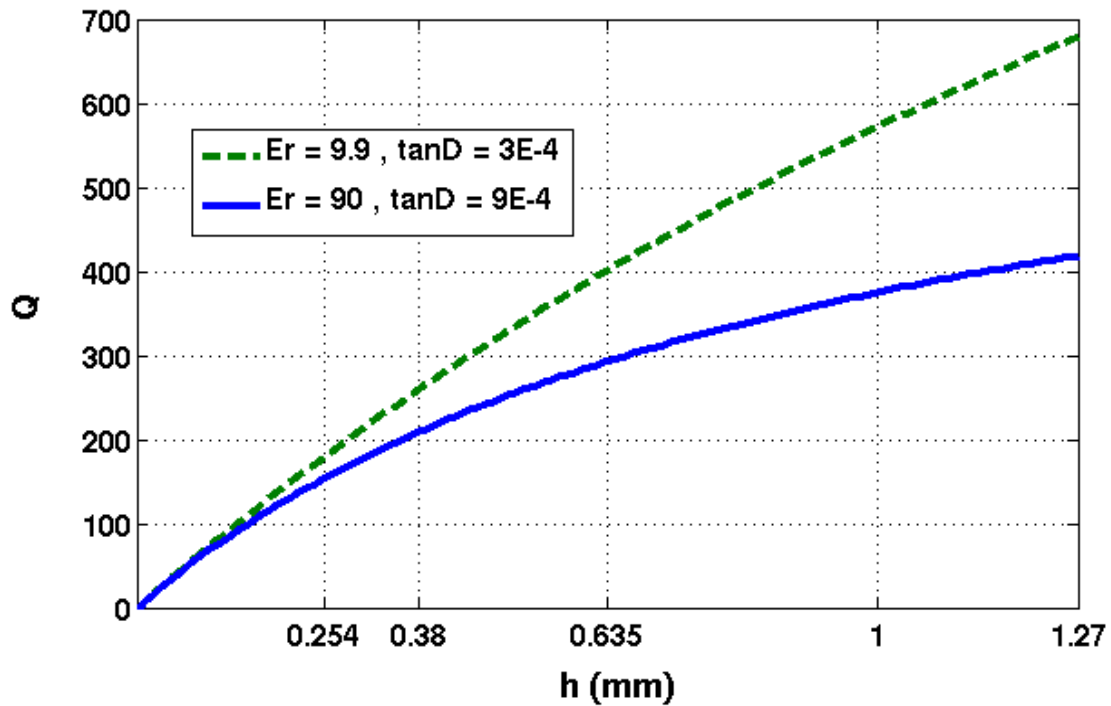


Figure II.4 Estimation du facteur de qualité en fonction de l'épaisseur des substrats (@ 4 GHz, mode TE_{101})

Un filtre d'ordre 6 répondant aux spécifications a été conçu, il est excité par des transitions microruban [11-13], ses dimensions sur un substrat de permittivité $\epsilon_r = 90$ sont données dans le Tableau II.1 et comparées à celle d'un filtre dont la permittivité est de 9,9. Le calcul est indépendant de l'épaisseur du substrat.

Permittivité	Diamètres des posts (mm)				Longueurs des cavités (mm)		
	d1	d2	d3	d4	L1	L2	L3
$\epsilon_r = 9,9$	0.71	2.92	3.65	3.77	12.7	15.1	15.7
$\epsilon_r = 90$	0.24	0.97	1.21	1.25	4.23	5.02	5.22

Tableau II.1 Dimensions des filtres SIW d'ordre 6 conçus sur des substrats de permittivité $\epsilon_r = 9,9$ et $\epsilon_r = 90$

Devant la difficulté à respecter le niveau de pertes spécifié, l'idée est d'élargir la bande passante utile afin de diminuer les pertes d'insertion présentées. Deux solutions sont alors envisageables : soit il faut donc introduire des zéros de transmission afin de respecter les rejections cibles, ce qui nécessite un repliement du filtre et l'implantation d'un dispositif de couplage ou alors l'autre solution est

d'augmenter l'ordre du filtre. Ces deux solutions ont été examinées. Un filtre d'ordre 6 avec une ligne de couplage entre le premier et le dernier résonateur ainsi qu'un filtre d'ordre 8 ont été conçus et réalisés. La solution consistant à introduire un couplage entre le premier et le dernier résonateur est réalisée de la même façon que dans le cadre du filtre sur céramique de permittivité diélectrique relative 9,9 présentée au cours du premier chapitre.

Pour remplacer les rangées de vias servant à définir les parois du filtre, la structure est découpée aux dimensions exactes et les bords sont métallisés.

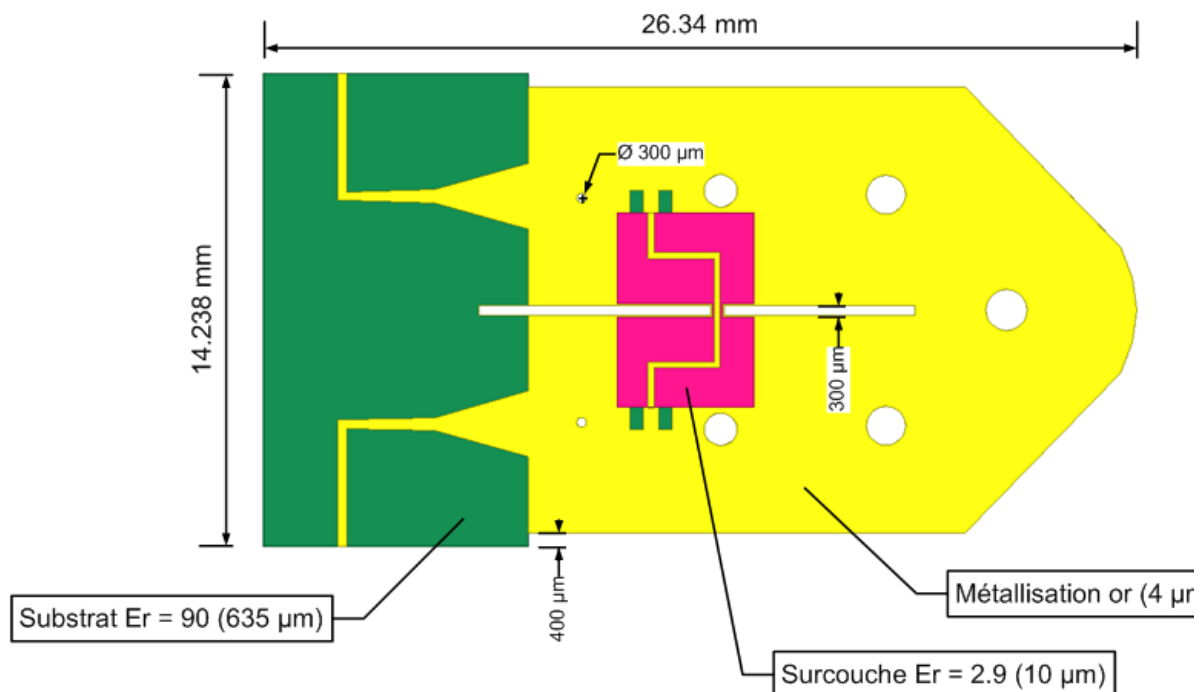


Figure II.5 Schéma du filtre SIW d'ordre 6 (vue de dessus)

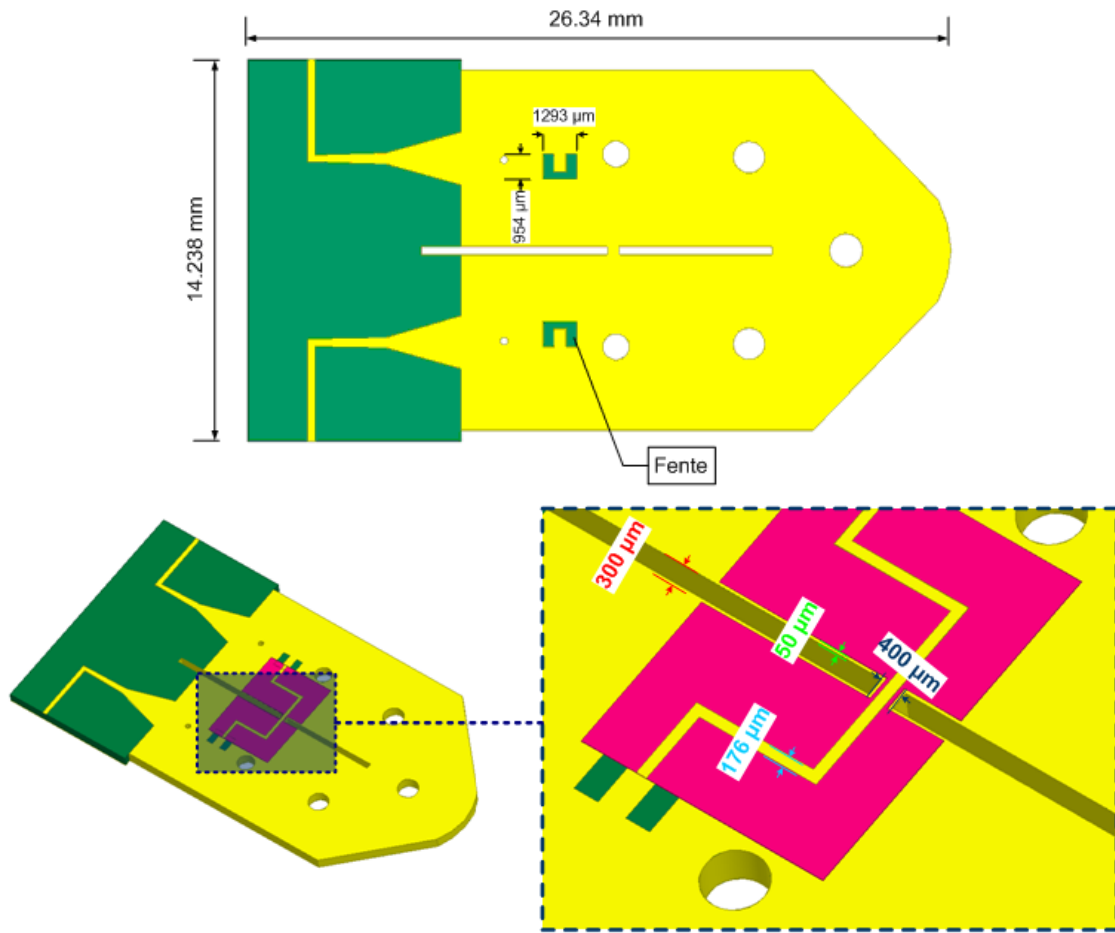
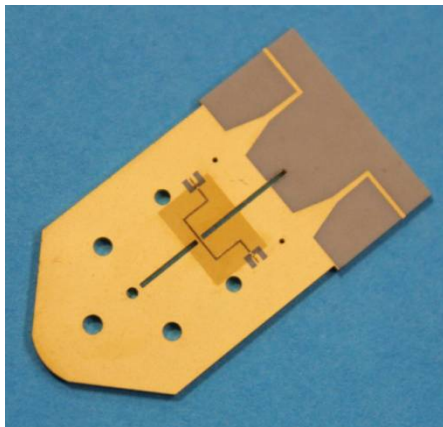


Figure II.6 Introduction d'un couplage entre cavités

Filtre SIW d'ordre 6 avec couplage 1-6

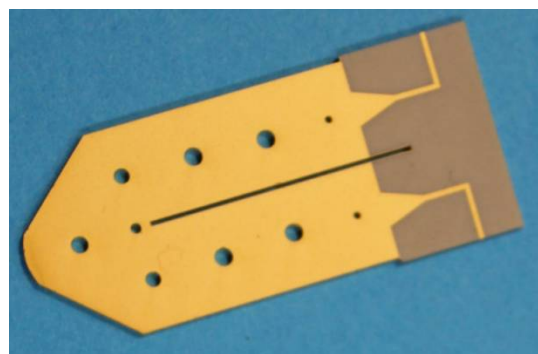


Dimensions : $14.24 \times 26.34 = 375 \text{ mm}^2$

Gain en surface (/ permittivité relative 9.9) : $3214/375 = 8.57$

Photo du filtre SIW d'ordre 6

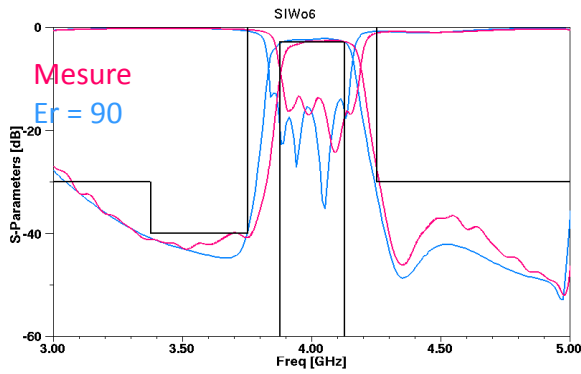
Filtre SIW d'ordre 8



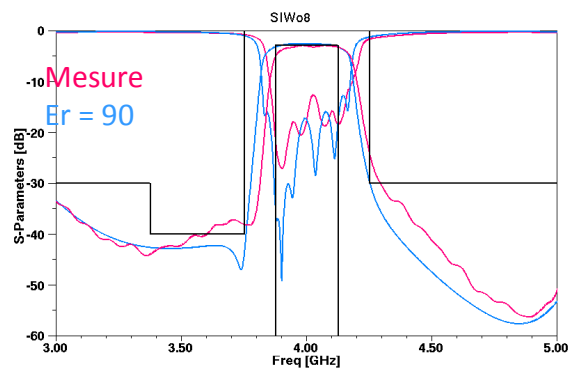
Dimensions : $33,12 \times 14,64 = 485 \text{ mm}^2$

Gain en surface (/ permittivité relative 9.9) : $3214/485 = 6.63$

Photo du filtre SIW d'ordre 8



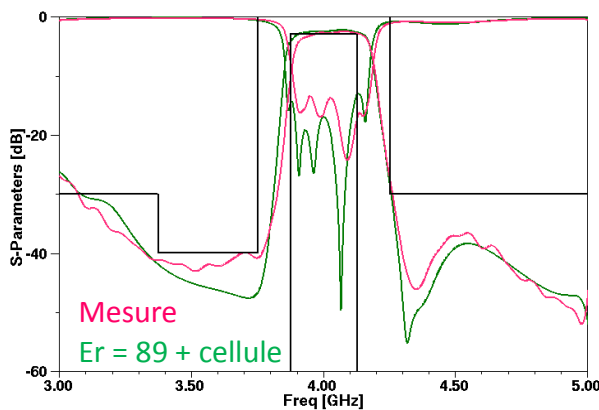
Simulation ($\epsilon_r = 90$) et mesure du filtre SIW d'ordre 6



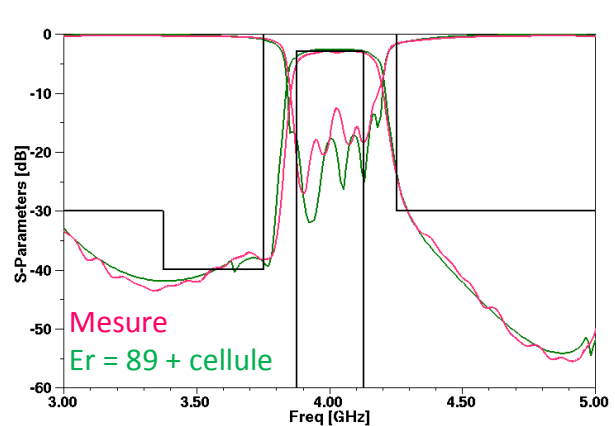
Simulation ($\epsilon_r = 90$) et mesure du filtre SIW d'ordre 8

Figure II.7 Photos, simulations et mesures des circuits réalisés

Les mesures des circuits réalisés laissent entrevoir des différences liées non seulement aux propriétés des matériaux mais aussi aux tolérances de fabrication et aux imprécisions apportées par la mesure. Ainsi, la figure II.8 présente les rétro-simulations en prenant en compte une permittivité de 89 ainsi que les effets liés à la cellule de mesure (notamment présence de murs métalliques verticaux).



Simulation ($\epsilon_r = 89$ avec prise en compte de la cellule) et mesure du filtre SIW d'ordre 6



Simulation ($\epsilon_r = 89$ avec prise en compte de la cellule) et mesure du filtre SIW d'ordre 8

Figure II.8 rétro-simulations des filtres en bande C

Outre les effets liés à la permittivité ou à la présence d'une cellule de mesure, la conicité des trous métallisés s'avère être un paramètre impactant sur la réponse mesurée. La conicité des posts est un effet non désirable lié aux perçages laser. Cette différence entre le diamètre minimal et le diamètre maximal varie en fonction

de la largeur de son faisceau, de sa puissance, de la nature et de l'épaisseur du matériau

La Figure II.9 synthétise l'effet de la conicité des trous métallisés sur la réponse électrique mesurée.

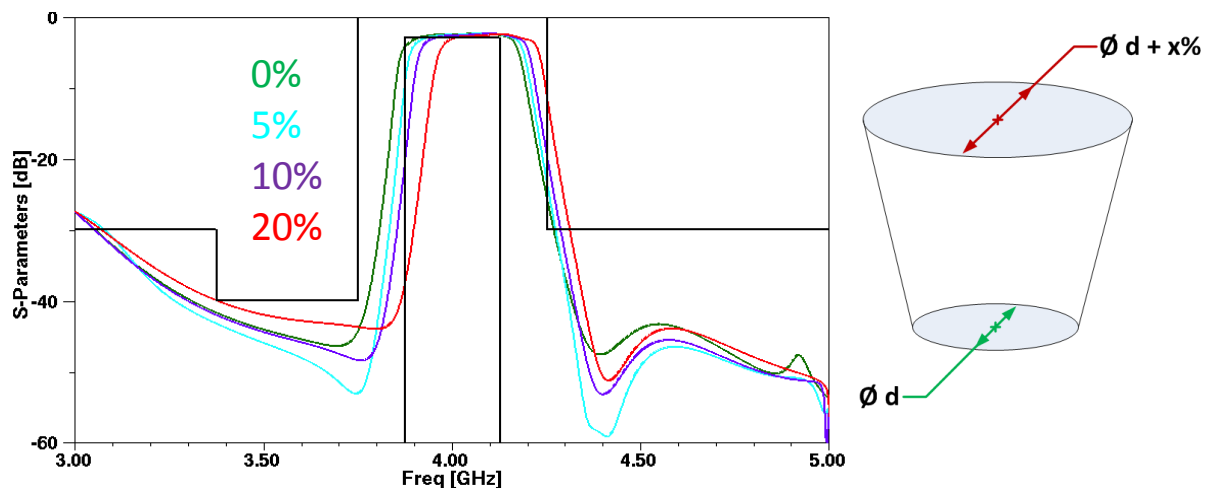


Figure II.9 Effet de la conicité des perçages sur le filtre SIW d'ordre 6

A titre de comparaison, le filtre en bande C développé pour le projet FILIPIX dans le cadre de la thèse d'Abbas El Mostrah réalisé sur Alumine 9,9 est présenté sur la figure II.10 en comparaison des structures développées dans le cadre de la thèse de Michel Le Coq sur un substrat présentant une permittivité diélectrique relative de 90. Toutes ces structures répondent aux mêmes spécifications électriques et cette image permet de mettre en exergue le bénéfice apporté par l'utilisation de substrats à forte permittivité pour ces applications spatiales en bande C.

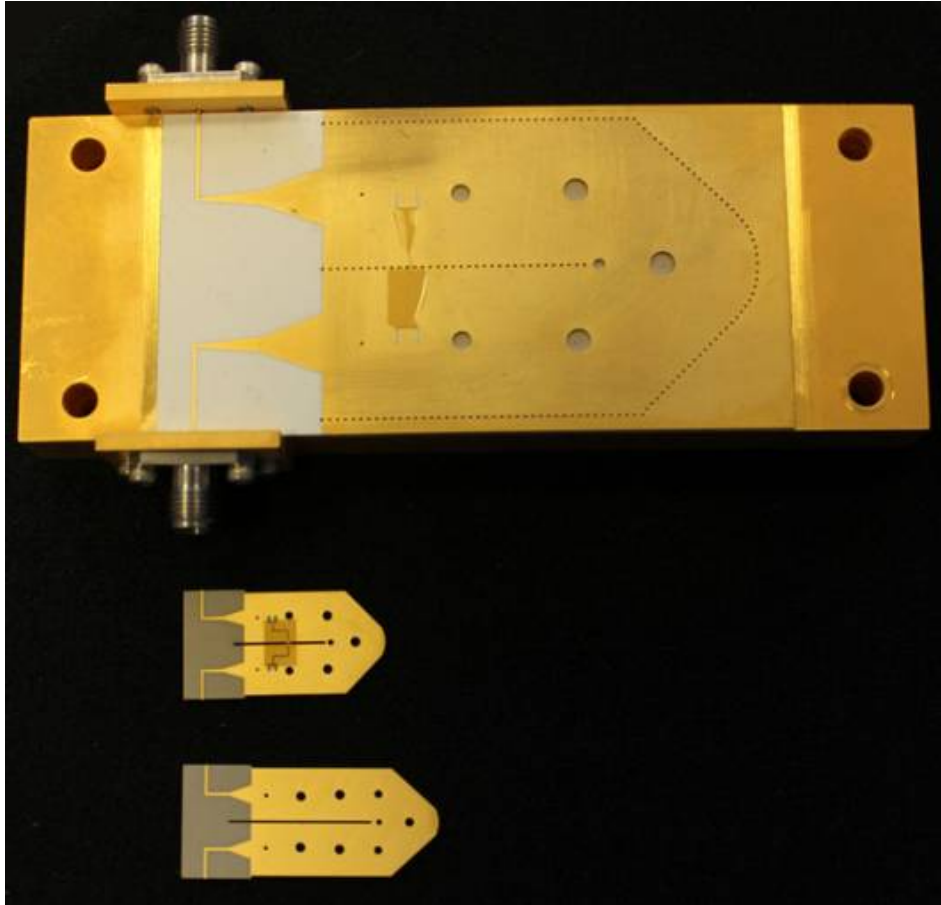


Figure II.10 Comparaison des deux filtres SIW High-K ($\epsilon_r = 90$) avec le filtre existant sur substrat céramique classique ($\epsilon_r = 9,9$)

Cette Figure II.10 permet de mettre en évidence la réduction significative de l'encombrement des structures SIW obtenue grâce à l'utilisation de céramiques forte permittivité. Une autre solution pour parvenir à une réduction de l'encombrement des structures SIW consiste à exploiter la troisième dimension (la hauteur) en utilisant des technologies de type multicouche, nous avons également investigué cette voie.

II.3 Utilisation de technologies multicouches

II.3.1 Technologie multicouche sur substrat polymère avec perçages de type microvias

Dans le cadre du projet européen (Euripides/FP7) MIDIMU-HD, nous avons eu accès à une technologie de type multicouche sur substrats polymères avec la possibilité de réaliser des micro-via.

L'objectif de ce projet était d'évaluer l'intérêt d'une technologie de type multicouche à microvias sur substrats PCB pour réaliser des fonctions hyperfréquences en bande Q et V. L'enfouissement des structures SIW dans des substrats multicouches PCB présente en outre l'avantage de permettre une co-intégration des dispositifs passifs enfouis avec les couches de routage et le report de composants actifs, voire de composants numériques sur la face supérieure.

II.3.1.1 *Présentation de la technologie*

Le procédé de réalisation technologique proposé par AT&S est le suivant : la base est un substrat polymère d'une épaisseur typique d'une centaine de microns, ce substrat est percé et métallisé si nécessaire. Ensuite, de façon symétrique sur les deux faces de ce substrat « core », sont ajoutées des couches de substrat qui peuvent être percées par laser. Ces trous peuvent ensuite être métallisées et la couche métallique extérieure au substrat peut ensuite être gravée. Ces opérations d'ajout de couches de substrats/perçage/métallisation/gravage peuvent ensuite être répétées à plusieurs reprises tout en conservant une symétrie structurale en termes de nombre de couches par rapport au substrat « Core ». Les métallisations et perçages, en revanche, ne sont pas nécessairement symétriques (Figure II.11).

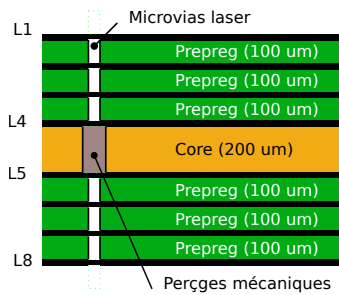


Figure II.11 : structure de l'empilement

Les matériaux mis en œuvre sont des substrats polymères « classiques » présentant une permittivité diélectrique relative de 3.6, l'épaisseur du « core » est de 200 μm et les couches additionnelles mesurent 100 μm d'épaisseur chacune.

II.3.1.2 Conception et réalisation de filtres sur cette technologie

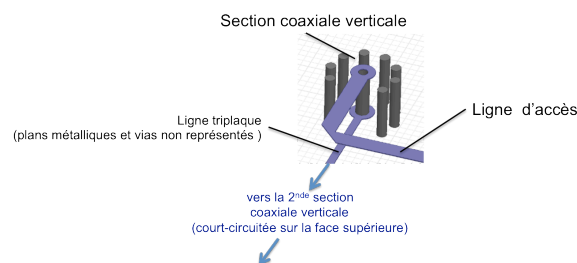
En bénéficiant de cette technologie, le Lab-STICC avait la charge de réaliser des filtres destinés à fonctionner en bande Q.

Ainsi, Stéphane Cadiou a développé des filtres SIW en bande Q. La conception d'un filtre SIW sur une technologie telle que celle présentée permet de réduire de manière notable l'encombrement grâce à la superposition des différentes cavités qui sont ainsi véritablement enterrées dans le substrat. Cependant, le plan de fréquence considéré ne fait pas véritablement état de problèmes d'encombrement mais plus particulièrement de problèmes d'intégration des fonctions analogiques sur la carte sur laquelle sont également implémentées les fonctions numériques. Aussi, afin de démontrer l'intérêt d'implémenter des résonateurs exploitant des modes volumiques tout en tirant parti de la technologie multicouche proposée, nous avons décidé de travailler sur un plan de fréquence plus bas et de réaliser des résonateurs coaxiaux.

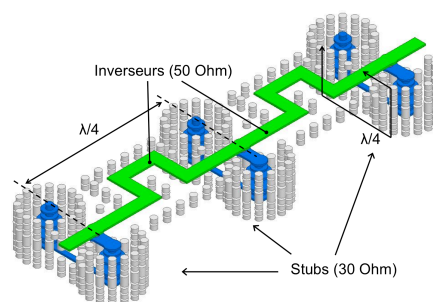
Il ne s'agit pas là à proprement parler de résonateurs SIW selon la forme usuellement admise mais il s'agit bien d'intégrer des résonateurs exploitant des modes de type coaxial dans le substrat. Ainsi, Mathieu Cariou, au cours de son post-doc a développé des filtres à base de résonateurs coaxiaux inter-connectés par des inverseurs planaires situés sur la face supérieure. Les résonateurs sont constitués de trois parties distinctes. La première section est un tronçon de guide

coaxial vertical dont l'âme et le blindage sont constitués de trous métallisés, cette section est alimentée par une ligne d'accès planaire microruban du coté supérieur et connectée à une ligne triplaque enterrée sur les niveaux inférieurs de l'empilement. Cette ligne triplaque enterrée connecte donc d'une part la première section coaxiale et d'autre part la seconde section coaxiale. La seconde section coaxiale est constituée, comme la première, d'une âme et d'un blindage matérialisé par des trous métallisés. Cette section coaxiale est connectée sur sa partie inférieure par la ligne triplaque et elle est terminée par un court-circuit sur son extrémité supérieure. L'ensemble des parties composant le résonateur présentent toutes une impédance caractéristique de l'ordre de 30 ohms. Un schéma présentant le principe de constitution du résonateur est présenté à la figure II.12-a.

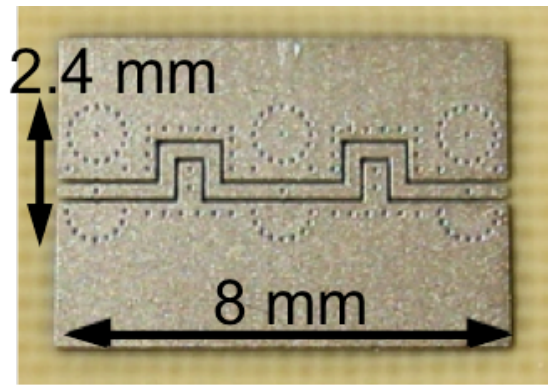
Un filtre d'ordre 3 de bande passante relative 60% fonctionnant en bande X a ensuite été synthétisé sur la base d'une fonction de Tchebychev en appliquant les coefficients obtenus aux impédances caractéristiques des inverseurs d'admittance planaires réalisés grâce à des lignes de transmission planaire. Le schéma de ce filtre est présenté à la figure II.12-b et ses réponses électriques simulés et mesurés sont visibles à la figure II.13. Les dimensions de ce filtre sont de 10mm x 3mm environ.



(a)



(b)



(c)

Figure II.12 : schéma de principe des résonateurs coaxiaux sur technologie PCB multicouche (a) filtre coaxial d'ordre 3 réalisé sur une technologie multicouche avec perçages microvias, vue éclatée (b) et photographie (c)

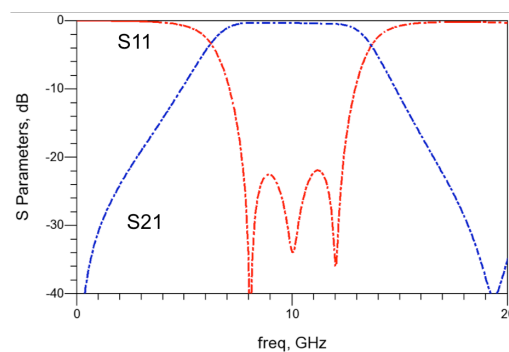


Figure II.13 : réponse électrique associées au filtre coaxial d'ordre 3

Les dimensions de ce filtre d'ordre trois fonctionnant à 10 GHz (Figure II.12-c) permettent clairement de mettre en évidence l'intérêt de la technologie multicouche pour réduire l'encombrement des structures exploitant des modes coaxiaux [14]-[15]. A titre de comparaison, un équivalent en lignes planaires de type triplaque aurait un encombrement de $14 \times 8 \text{ mm}^2$, pour des performances électriques proches.

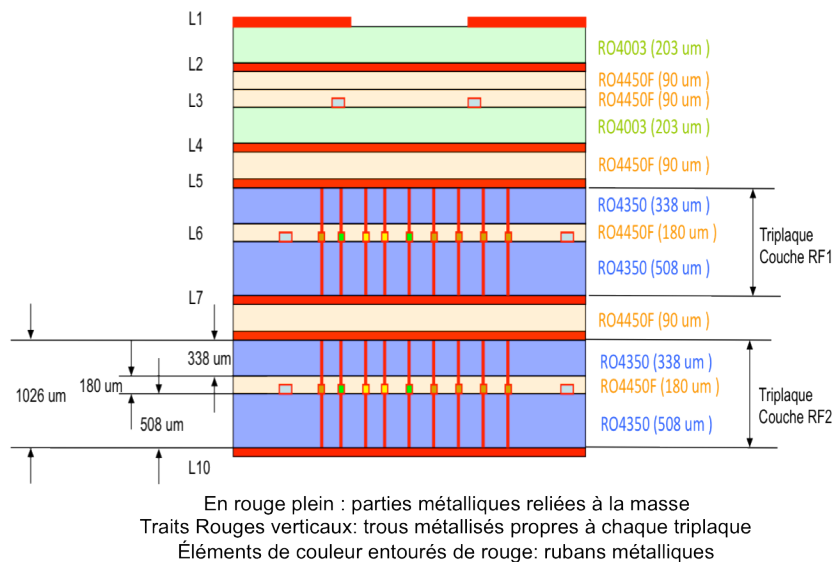
Plus généralement, au cours de ce projet MIDIMU, le développement de différents filtres a permis de mettre en évidence la réduction d'encombrement apporté par l'utilisation de l'aspect tridimensionnel de cet empilement de substrats polymères, aussi bien pour des structures SIW « classiques » que pour des structures exploitant des modes coaxiaux.

II.3.2 Technologie multicouche sur substrat polymère avec perçages mécaniques

Au delà de ces structures exploitant des modes volumiques et coaxiaux, les technologies multicouches sont également intéressantes pour réduire l'empreinte occupée par des structures planaires. Ainsi, dans le projet FUI DENOTEIC nous avons tenté de réduire l'encombrement d'une banque de 8 filtres passe-bandes indépendants étagés entre 2 et 18 GHz.

II.3.2.1 Description de la technologie

La technologie de réalisation ici sélectionnée n'exploite pas de micro-vias mais fait appel à une fabrication dite « séquentielle » : des empilements de type triplaques sont réalisés et percés/métallisés séparément (perçage mécanique) puis assemblés ensemble grâce à l'utilisation de couches de colles diélectriques (« pre-preg »).



Les trous métallisés réalisés après assemblage complet de tout l'empilement ainsi que les contre-perçages ne sont pas représentés

Figure II.14 : Empilement suite à une fabrication séquentielle (projet DENOTEIC)

Une fois l'assemblage réalisé, il est alors possible de percer/métalliser l'intégralité de l'empilement afin d'avoir des vias traversant sur toute l'épaisseur. Il est même possible d'effectuer des contre-perçages en utilisant des forêts de plus gros diamètre de façon à faire disparaître le fût métallique d'un via sur une hauteur maîtrisée (Figure II.14). La réalisation technologique de cet empilement était assurée par Protecno/GTID, partenaire et coordinateur du projet.

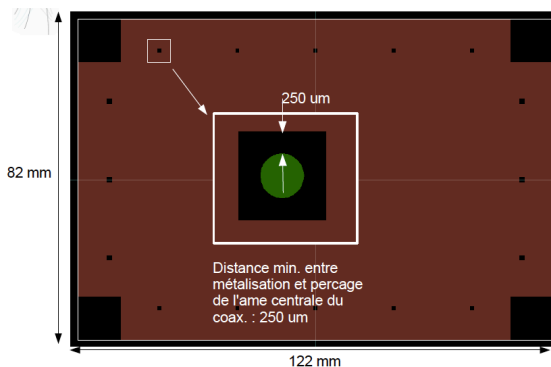
II.3.2.2 Conception et réalisation de structures sur cette technologie

Thales Systèmes Aéroportés, partenaire de ce projet, nous a fourni des spécifications représentatives des contraintes rencontrées dans la conception de leurs modules, il s'agissait de concevoir 8 filtres de bande passante relative constante (43%) entre 2 et 18 GHz pour lesquels l'encombrement devait être minimum. L'ensemble des filtres ne devait pas présenter de remontées parasites dans la bande considérée.

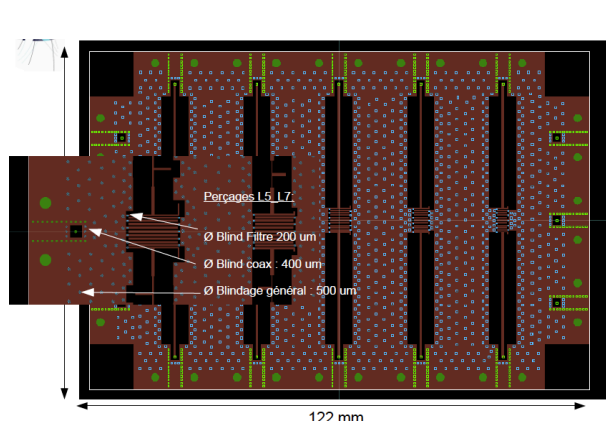
Face à ces spécifications, nous avons choisi d'implémenter une topologie de filtres interdigités afin d'une part exploiter la compacité intrinsèque de cette topologie et d'autre part bénéficier de l'éloignement des remontées parasites (trois fois la fréquence centrale). L'examen des spécifications électriques et notamment des réjections nécessaires nous a conduit à définir un ordre 12 pour les filtres associés à des cellules coupe-bandes permettant de supprimer les remontées parasites liées aux harmoniques des filtres les plus bas en fréquence.

En outre, le choix de cette technologie de réalisation nous a permis de superposer les filtres sur deux étages triplaques (couches RF1 et RF2), ce qui nous a permis de réduire significativement l'empreinte du module.

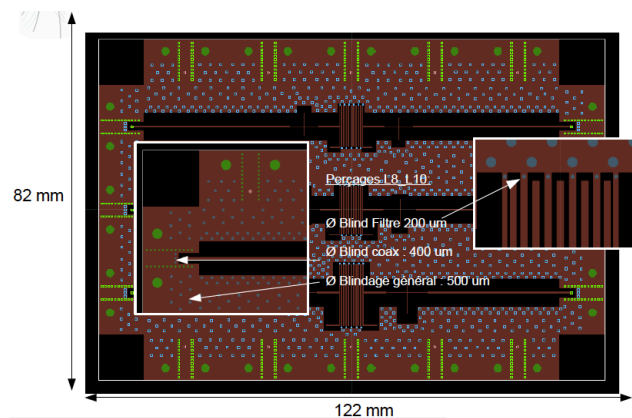
Le module complet est présenté à la Figure II.15, on peut notamment y apercevoir les motifs d'accès permettant de conduire le signal depuis la ligne microruban de la face supérieure jusqu'aux couches triplaques enterrées via une section coaxiale verticale. Les mesures des circuits sont présentées sur les Figures II.16 et suivantes.



Masque de la couche (L2)



Masque de la couche (L6)



Masque de la couche (L9)

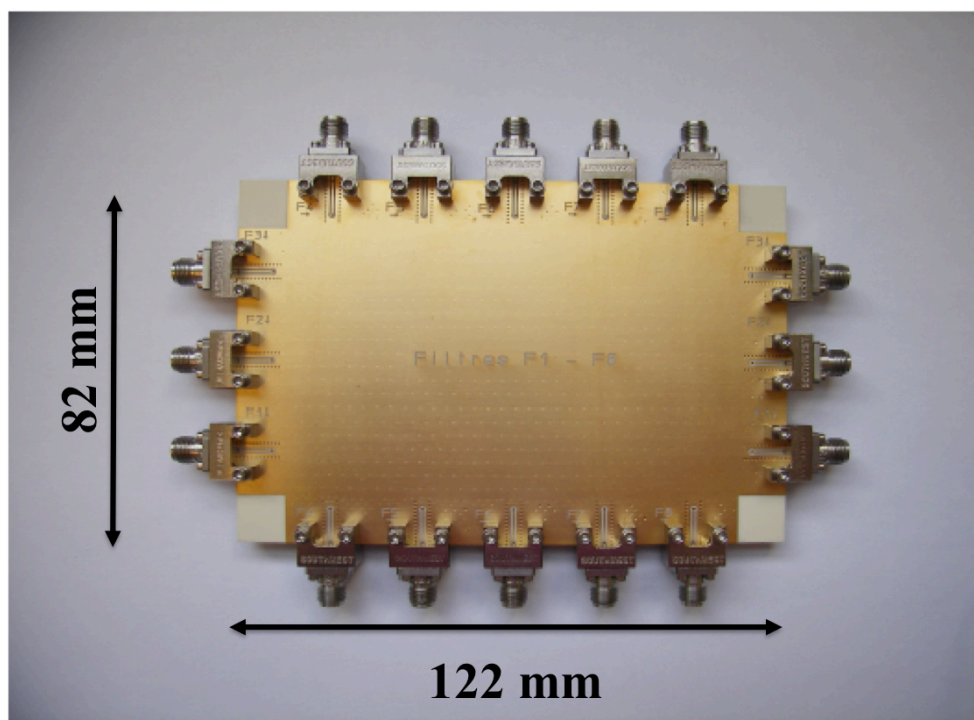
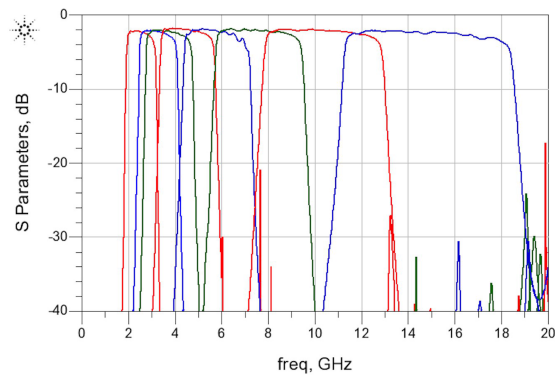
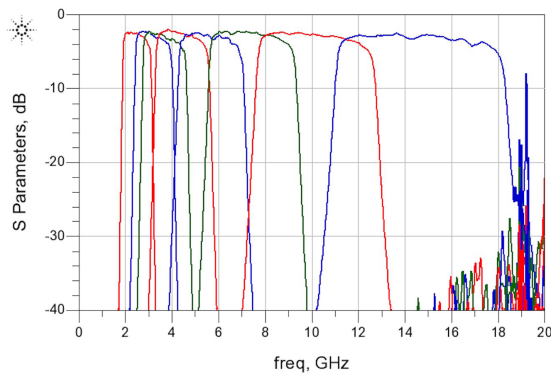


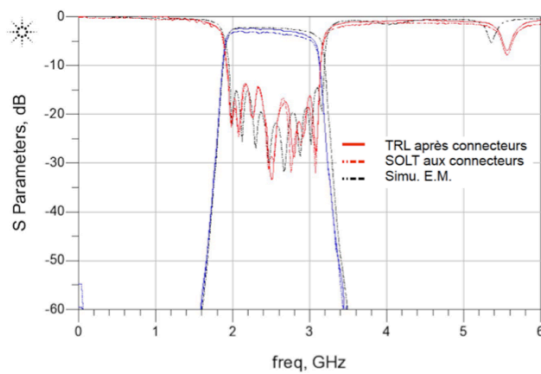
Figure II.15 : Module complet développé au cours du projet DENOTEIC



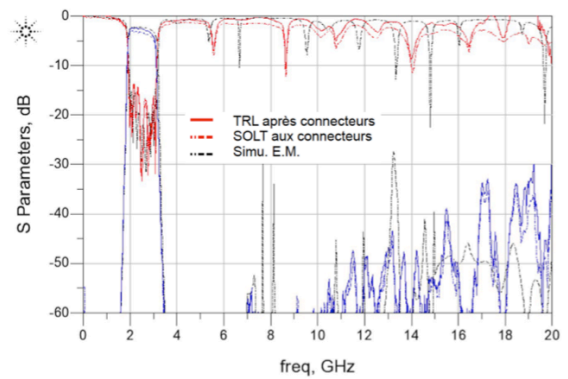
Simulation des filtres F1 à F8



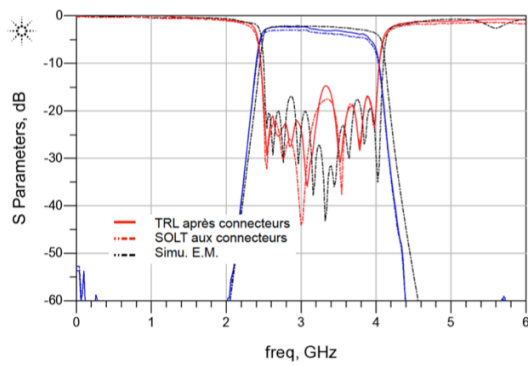
Mesure des filtres F1 à F8 aux connecteurs



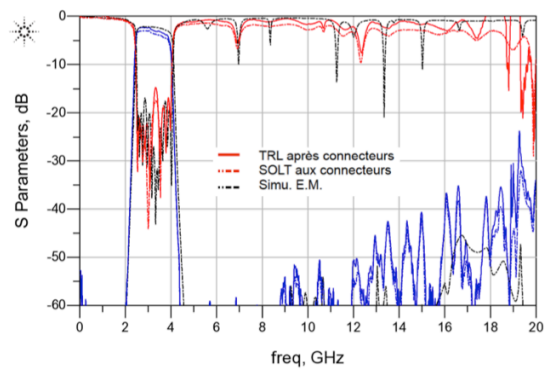
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F1



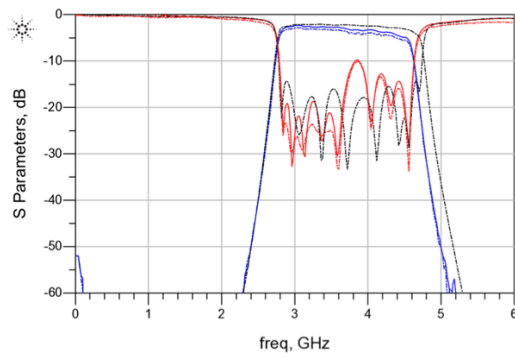
MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F1



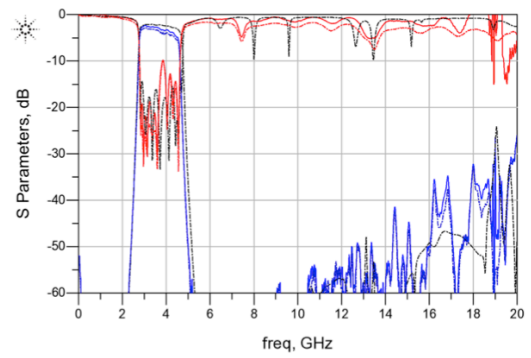
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F2



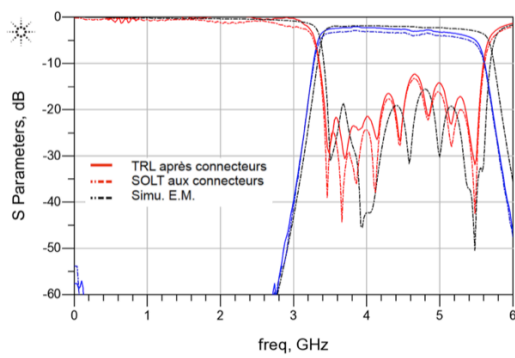
MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F2



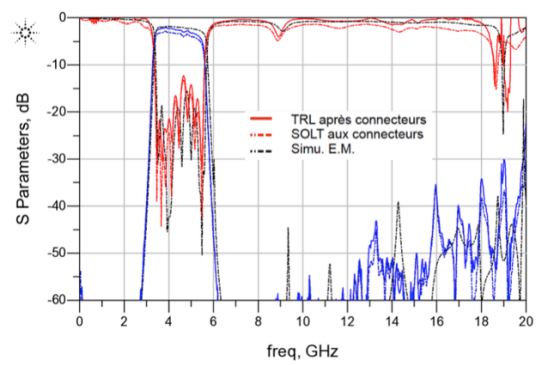
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F3



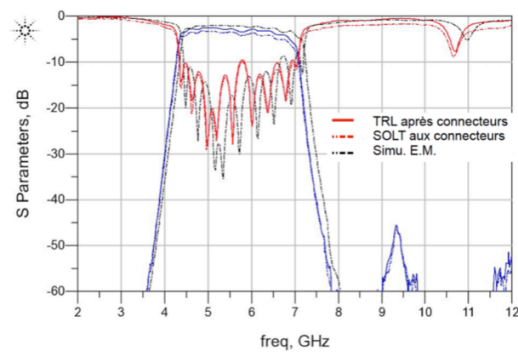
MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F3



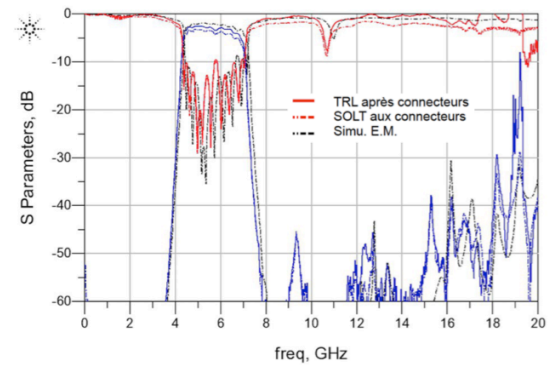
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F4



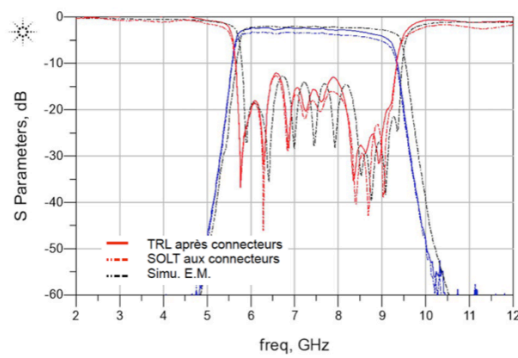
MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F4



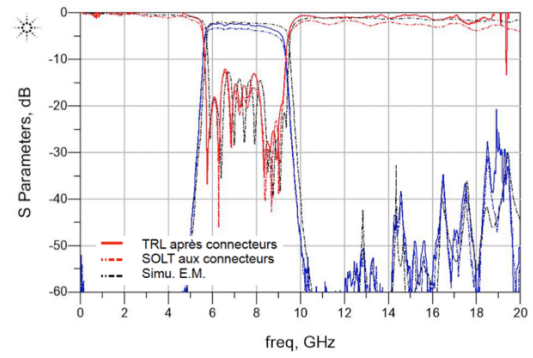
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F5



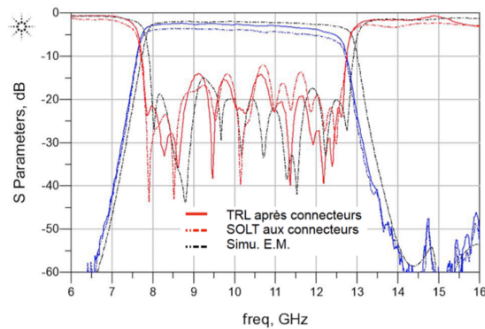
MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F5



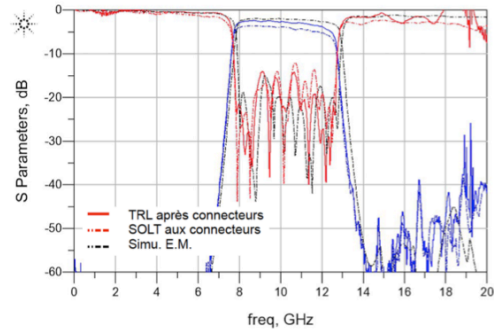
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F6



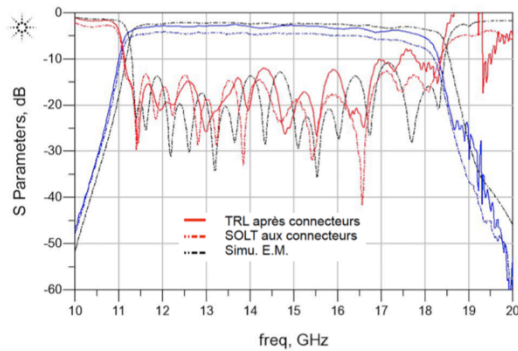
MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F6



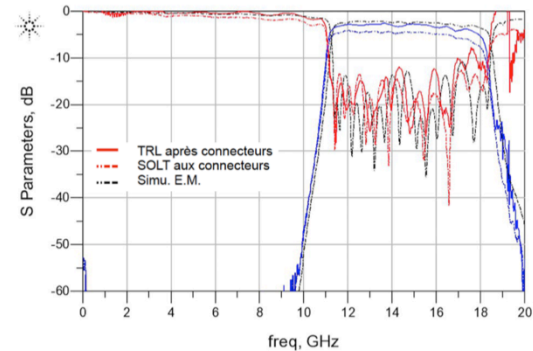
MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F7



MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F7



MESURE DE LA BANDE D'INTERET DU FILTRE F8



MESURE LARGE BANDE DU FILTRE F8

Figure II.16 : réponses électriques des filtres développés au cours du projet DENOTEIC

Le module développé au cours de ce projet nous a permis de démontrer l'intérêt de cette technologie multicouche pour réduire l'encombrement des structures planaires, puisque les mêmes fonctions implantées sur une seule couche auraient occupé, au minimum, deux fois plus de place [16].

L'intérêt des technologies de réalisation multicouche a donc été démontré, que ce soit pour compacter des structures exploitant des modes volumiques – modes TE/TM ou coaxiaux – ou pour réduire l'encombrement de filtres planaires. Au cours

du paragraphe suivant, toujours dans le but de réduire l'encombrement de structures SIW, nous allons nous attacher à associer les deux techniques précédemment décrites, l'utilisation de substrats à forte permittivité et l'emploi de technologies multicouches.

II.4 Utilisation de technologies multicouches avec des substrats à forte permittivité

En parallèle des travaux menés sur l'utilisation de céramiques à fortes permittivités pour compacter les structures SIW, et compte-tenu de l'intérêt d'empiler plusieurs couches de substrat comme nous l'avons vu avec les technologies polymères, nous nous sommes intéressés au mariage de ces deux solutions afin de réduire l'encombrement de structures SIW: l'utilisation de technologies multicouches utilisant des substrats à forte permittivité.

L'objectif poursuivi ici est non seulement de bénéficier des fortes permittivités relatives des substrats mais aussi d'essayer de réduire l'encombrement en superposant plusieurs cavités SIW.

Ainsi, dans le cadre de la thèse de Jonathan Garreau, nous avons travaillé avec une technologie LTCC utilisant des substrats de céramiques ayant des permittivités relatives élevées. Ces travaux, menés en collaboration avec Thales Alenia Space ont donné lieu à des réalisations produites au sein du centre de recherche technique gouvernemental finlandais VTT Electronics (Valtion Teknillinen Tutkimuskeskus) [17].

II.4.1 Présentation de la technologie LTCC avec des substrats à forte permittivité

La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) consiste en l'empilement de plusieurs couches de céramique, transformées suivant des procédés planaires. Chaque couche est préparée séparément comme autant de substrats différents. Elles sont ensuite empilées, laminées puis co-cuites en plusieurs étapes à des températures proches de 900°C [18].

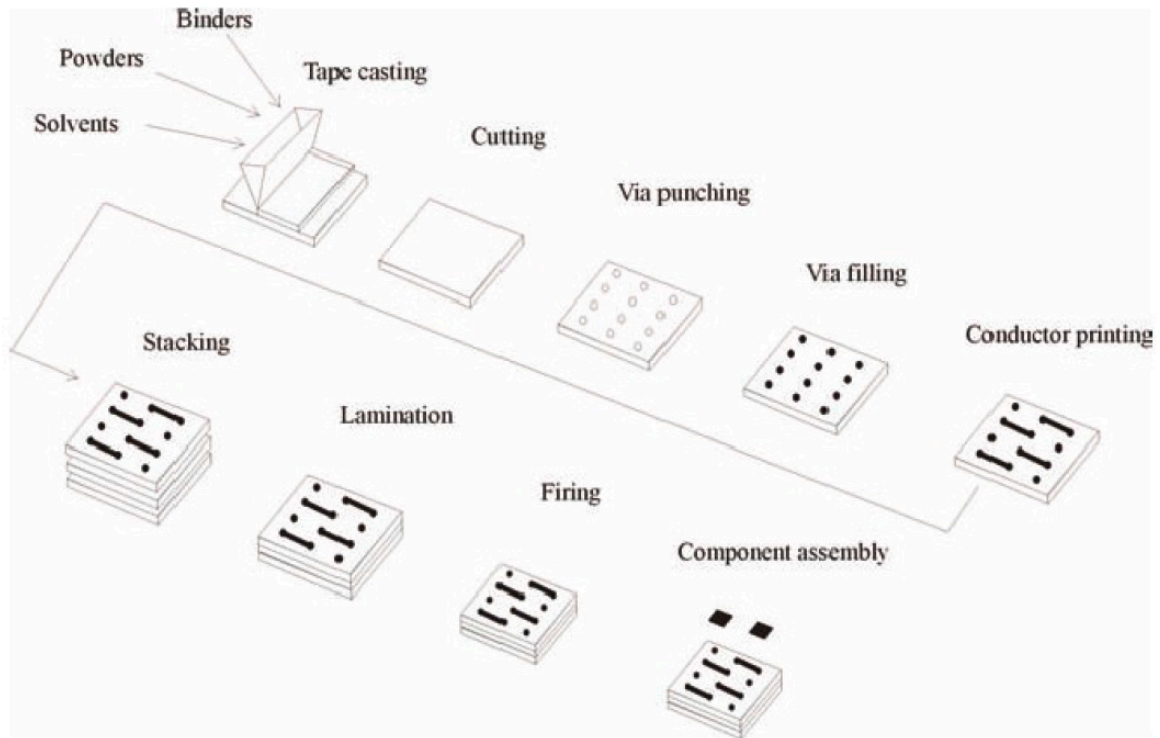


Figure II.17 – Les différentes étapes du procédé LTCC [18]

Les substrats utilisés sont des céramiques fabriquées à partir de poudres. Ils se présentent sous la forme de feuilles de pâte crue (green tapes) d'une centaine de microns d'épaisseur, qui sont travaillées individuellement avant cuisson.

Il existe de nombreux substrats céramiques destinés au LTCC. Plusieurs fabricants en proposent (Ferro, Dupont...), mais c'est une céramique produite par l'entreprise allemande Heraeus [18] qui a retenu notre attention : le Heratape® CT765. Il a la particularité d'avoir une permittivité relative de l'ordre de 65. Sa tangente de perte, inférieure à 2×10^{-3} est relativement élevée mais reste acceptable [20]. L'épaisseur de la pâte crue (green tape) est de $115 \mu\text{m}$, et une couche de substrat fait environ $84 \mu\text{m}$ d'épaisseur après cuisson.

Au cours de la thèse de Jonathan Garreau financée par Thales Alenia Space en partenariat avec la région Bretagne, nous avons développé un filtre d'ordre 6 sur des spécifications fournies par le financeur industriel et centrée autour de 7.3 GHz.

La taille de ce filtre était déjà faible, grâce à l'utilisation d'un substrat de haute permittivité. Mais on constate que l'encombrement peut encore être réduit en diminuant l'empreinte du filtre grâce à l'empilement de cavités.

Afin de pouvoir bénéficier d'une liberté complète lors de la conception, nous avons procédé à la caractérisation des couplages entre cavités dans différentes configurations.

II.4.2 Conception et réalisation de filtres

II.4.2.1 *Couplages entre cavités*

Dans le but de tirer profit de l'épaisseur disponible pour empiler les cavités et ainsi obtenir des dispositifs compacts, nous avons dans un premier temps étudié le cas de couplages entre deux cavités superposées. Des fentes ont donc été placées le long des parois des cavités qui ne sont pas pourvues d'iris, comme illustré Figure II.18.

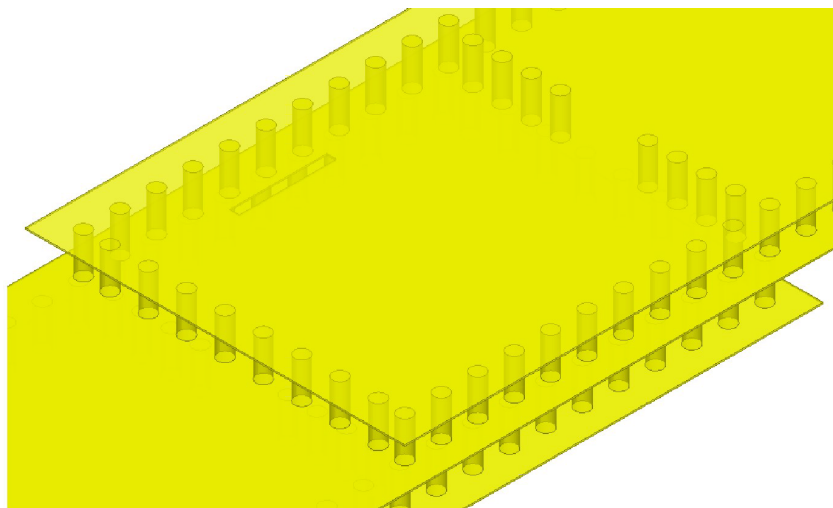


Figure II.18 – Fente de couplage vertical entre deux cavités empilées

Afin de fournir un couplage à dominante magnétique forte, la fente a dû être placée au plus près du bord des cavités. Mais il est recommandé de laisser une marge d'environ 50 μm entre le contour d'un via et le bord d'une fente. Aussi, pour ne pas se positionner à cette limite technologique, la fente a été placée à 75 μm du

bord des vias, l'abaque particulier correspondant à ce couplage est présenté à la Figure II.19.

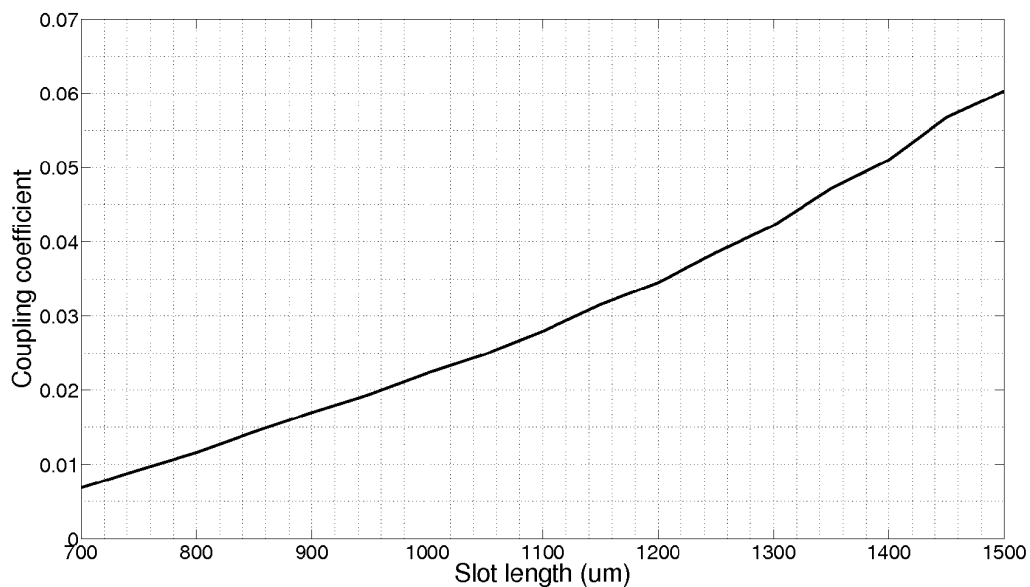


Figure II.19 – abaque de couplage correspondant au couplage entre deux cavités empilées

Les couplages entre cavités situées sur un même plan sont réalisés grâce à des iris ouverts entre les trous métallisés. Une vue schématique est proposée à la Figure II.20. Ces iris réalisent des couplages de nature magnétique dont le niveau varie avec l'ouverture. Compte-tenu de l'insertion discrète des trous métallisés, deux cas de figure ont été examinés : les iris à faible ouverture délimités par 6 trous métallisés et les iris à ouverture plus large délimités par 4 trous métallisés. L'abaque de couplage correspondant est présenté à la Figure II.21.

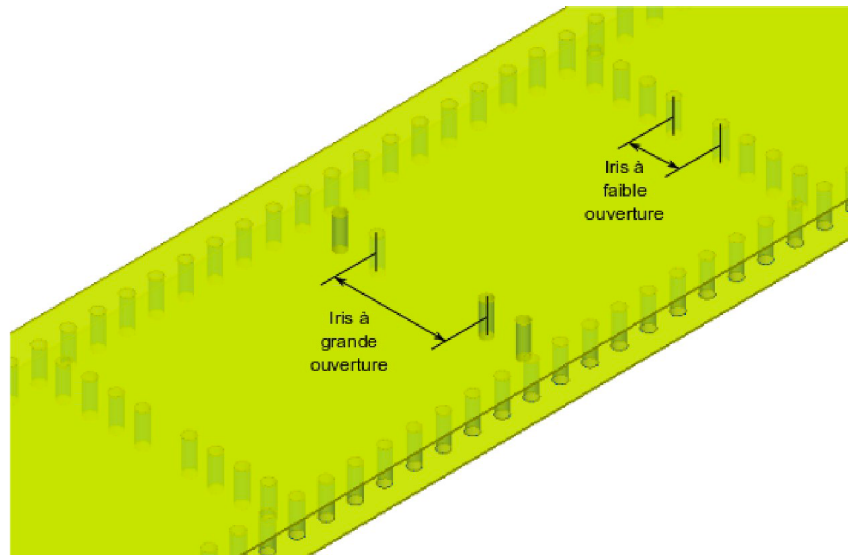


Figure II.20 – Iris de couplage entre deux cavités

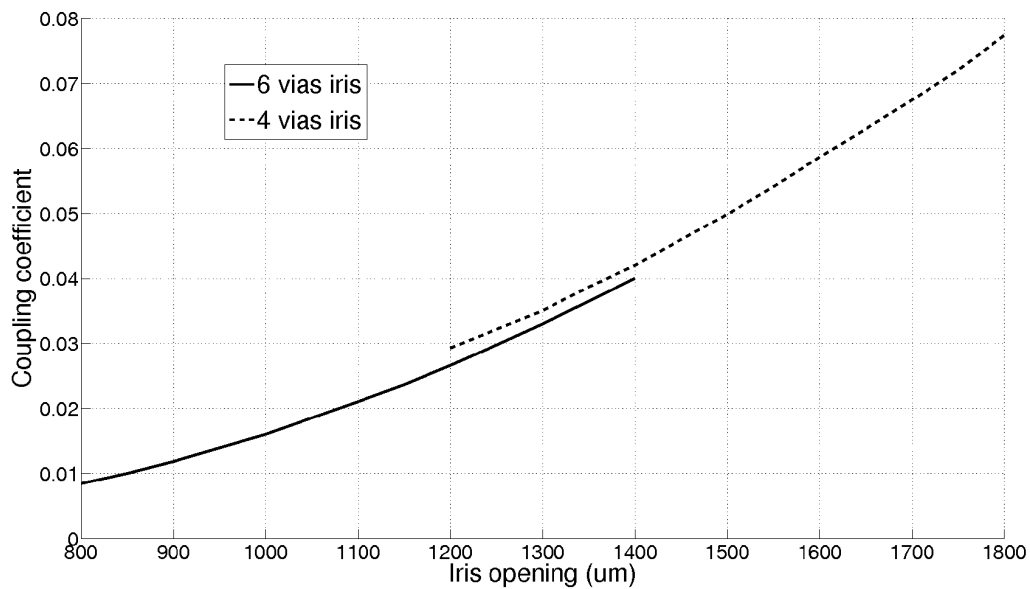


Figure II.21 – Iris de couplage entre deux cavités

II.4.2.2 Couplages d'accès

Plusieurs solutions existent pour réaliser l'accès d'un filtre SIW, l'utilisation du microruban étant probablement la plus répandue [21]. Cependant, la compacité étant un aspect critique, nous nous sommes orientés vers une solution où les éléments d'accès du filtre sont intégrés à ce dernier. Des accès de type coplanaire, comme ceux utilisés dans [22], ont été choisis. La Figure II.22 montre une vue

schématique des accès coplanaires et la Figure II.23 présente l'abaque de couplage correspondant.

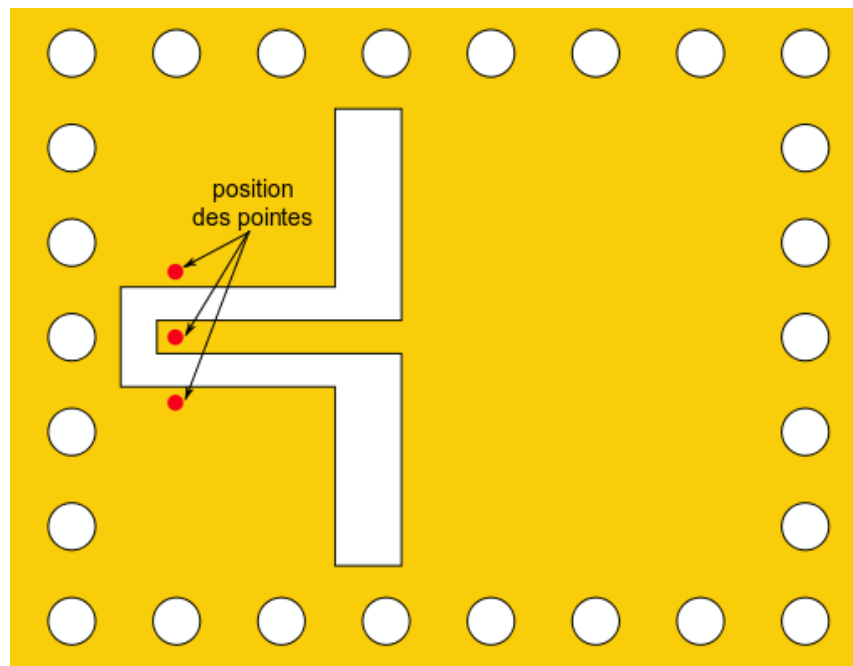


Figure II.22 – motif des accès coplanaires sur une cavité SIW

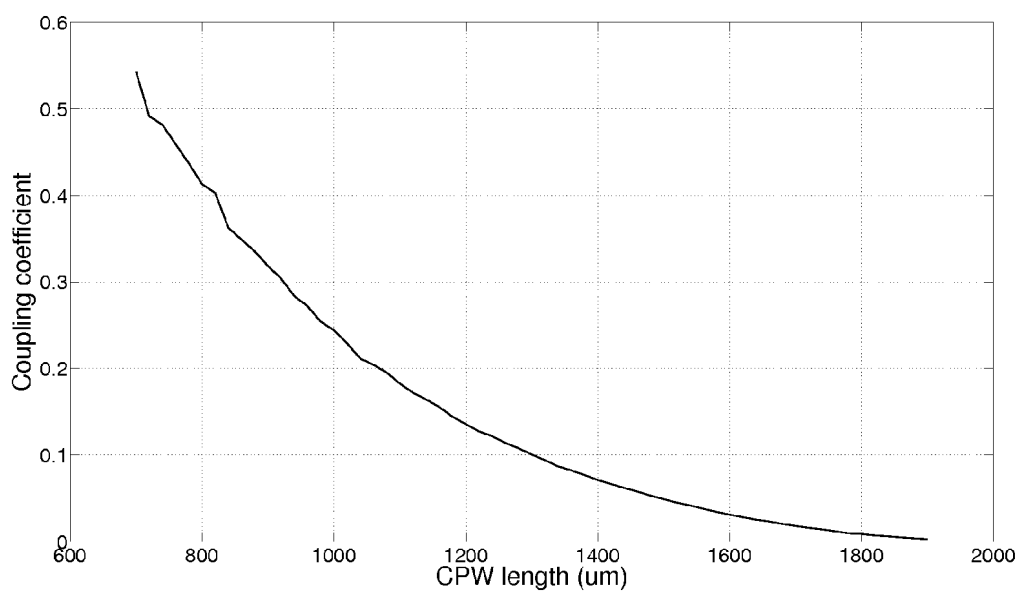


Figure II.23 – Abaque de couplage des accès

II.4.2.3 Conception de filtre

II.4.2.3-a Filtre SIW en bande X

Une vue schématique du filtre conçu est présentée à la Figure II.24. Les cavités 1, 2, 5 et 6 sont sur un même plan (même étage), tandis que les cavités 3 et 4 sont empilées sur les cavités 2 et 5 respectivement.

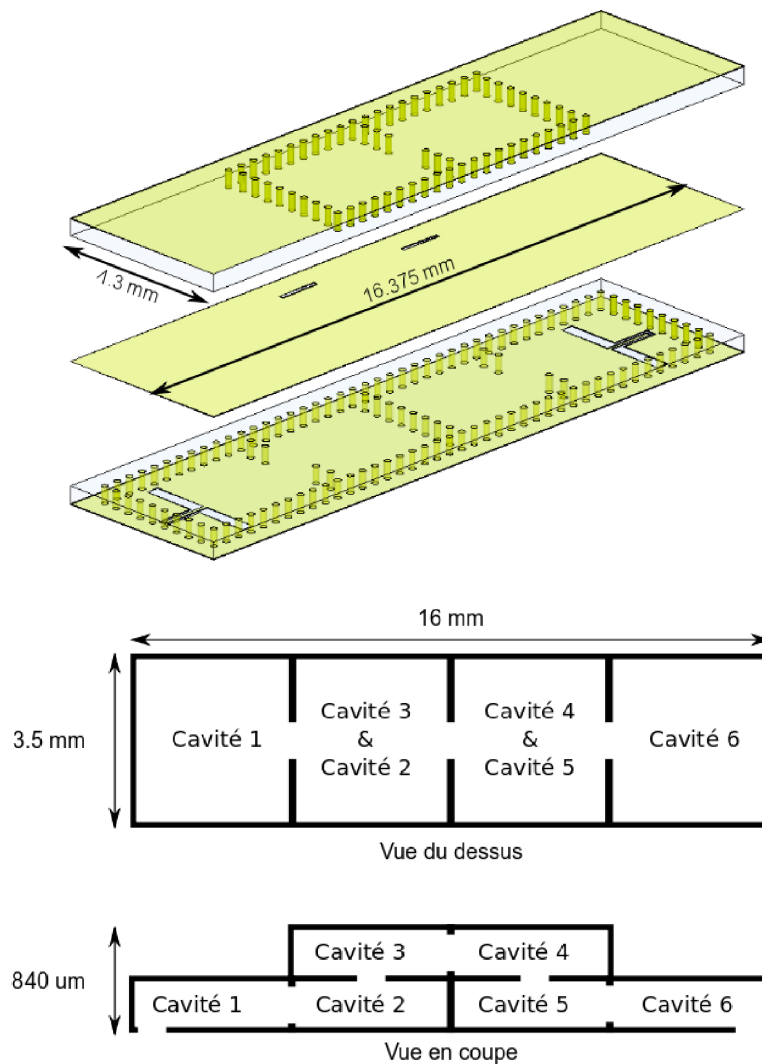


Figure II.24 – Vue schématique du filtre d'ordre 6 sur une technologie LTCC

Il aurait été possible de réduire encore l'empreinte du dispositif en empilant les cavités sur trois étages, mais cela posait un problème de couplage direct entre les accès. En effet, les accès au filtre se font par les motifs gravés sur les cavités 1 et 6.

La réponse électrique issue de la simulation est présentée à la Figure II.25.

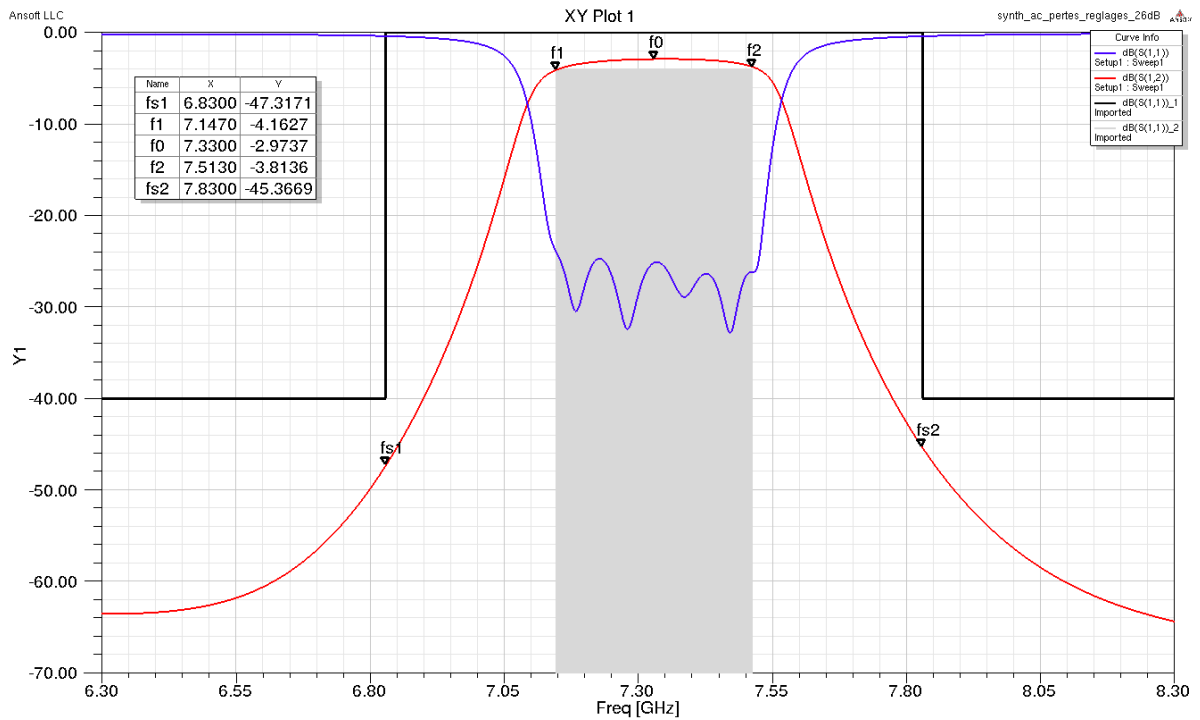


Figure II.25 – Réponse électrique simulée du filtre d'ordre 6 sur une technologie LTCC

Une photo du filtre est présentée à la Figure II.26 et permet de prendre la mesure de la compacité de ce filtre.



Figure II.26 – Photographie du filtre réalisé

La réponse électrique mesurée est présentée à la Figure II.27, celle-ci présente un décalage fréquentiel important attribué à une permittivité effective, qui, après rétro-simulations, est estimée à 64,8 au lieu de 68,7.

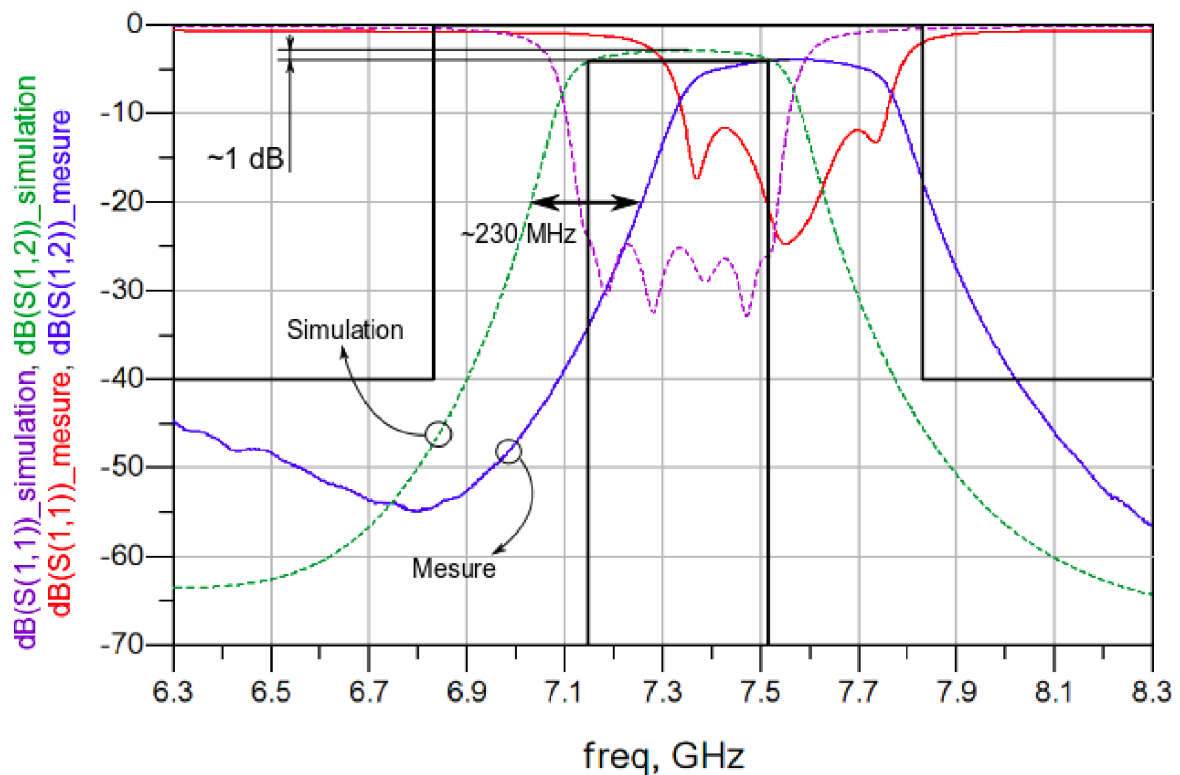


Figure II.27 – Réponse électrique mesurée du filtre d'ordre 6 sur une technologie LTCC

Cette étude nous a permis de démontrer l'opportunité de réduction de taille des structures SIW par l'exploitation de technologies multicouches ainsi que par l'utilisation de substrats à forte permittivité [23].

II.4.2.3-b Filtres SIW en bande L & S

Pour continuer à exploiter plus avant cette réduction de taille sur des plans de fréquence plus bas pour lesquels l'encombrement des structures est une problématique majeure, nous travaillons actuellement sur des plans de fréquences en bande L et S. Toujours en partenariat avec Thales Alenia Space, et dans le cadre conjoint de la thèse de Ruben Guerrero et d'une étude R&T pilotées par le CNES, nous travaillons sur la conception de filtres destinés à répondre à des spécifications tendues centrées à 1,6 et 2,4 GHz. A l'heure actuelle, les filtres répondant à ces spécifications sont des filtres volumiques qui ne sont pas intégrés dans les macro-hybrides. L'intérêt de répondre à ces spécifications tout ayant une

empreinte minimale est donc crucial, l'enjeu étant une intégration de cette fonction dans le même boîtier que le reste des fonctions. La technologie choisie est toujours du LTCC avec un substrat à forte permittivité mais le fondeur identifié dans le cadre de cette R&T est VIA Electronics, qui serait en mesure de répondre au besoin de fabrication si les pièces conçues devaient être réalisées et intégrées d'un point de vue industriel.

Afin de répondre aux spécifications proposées en bande L et S, des ordres 12 sont nécessaires, une vue schématique des filtres SIW conçus est présentée à la figure II.28. Il est nécessaire de préciser que ces images ne font apparaître que les vues de dessus, on ne distingue donc que 6 cavités, les 6 autres cavités étant situées directement sous celles visibles. Les fentes permettant de coupler l'énergie des cavités supérieures à celles situées dessous (ou l'inverse) étant délimitées par les rectangles de couleur plus claire, les couplages entre deux cavités adjacentes et situées dans le même plan étant réalisés grâce à des iris dans les rangées de vias.

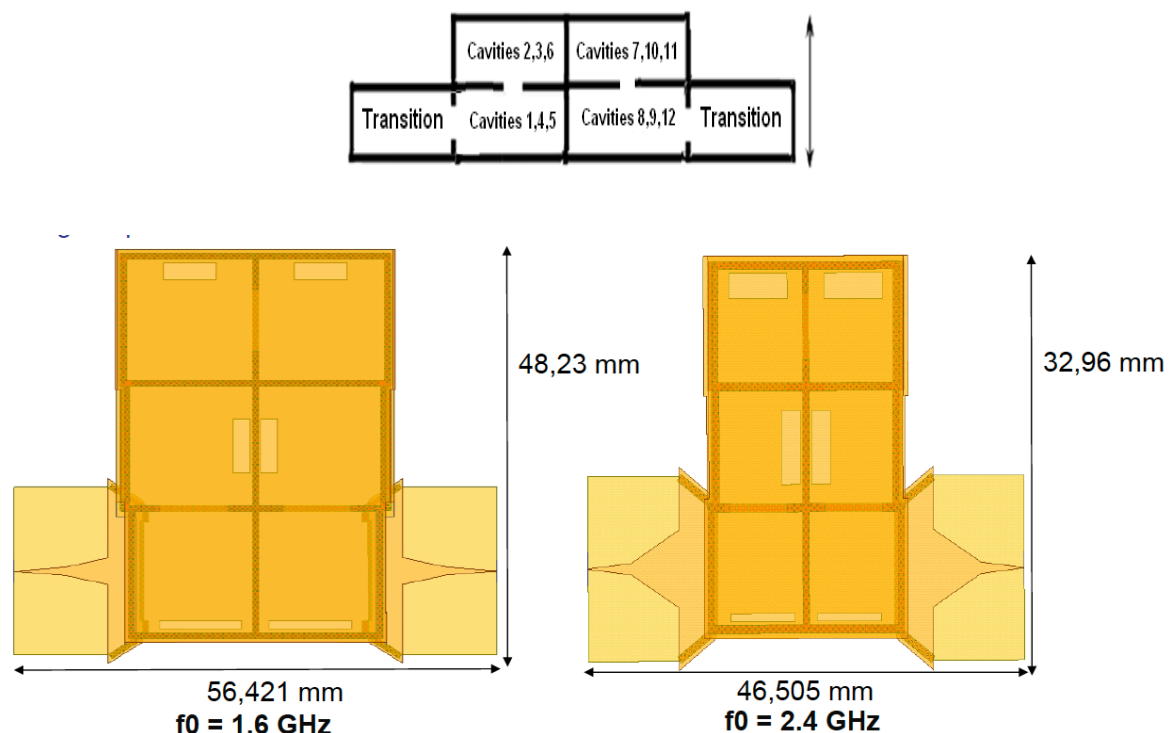


Figure II.28 – Filtres d'ordre 12 conçus sur une technologie LTCC pour répondre à des besoins industriels spatiaux en bande L et S

Les réponses électriques simulées de ce filtre sont présentées à la figure II.29.

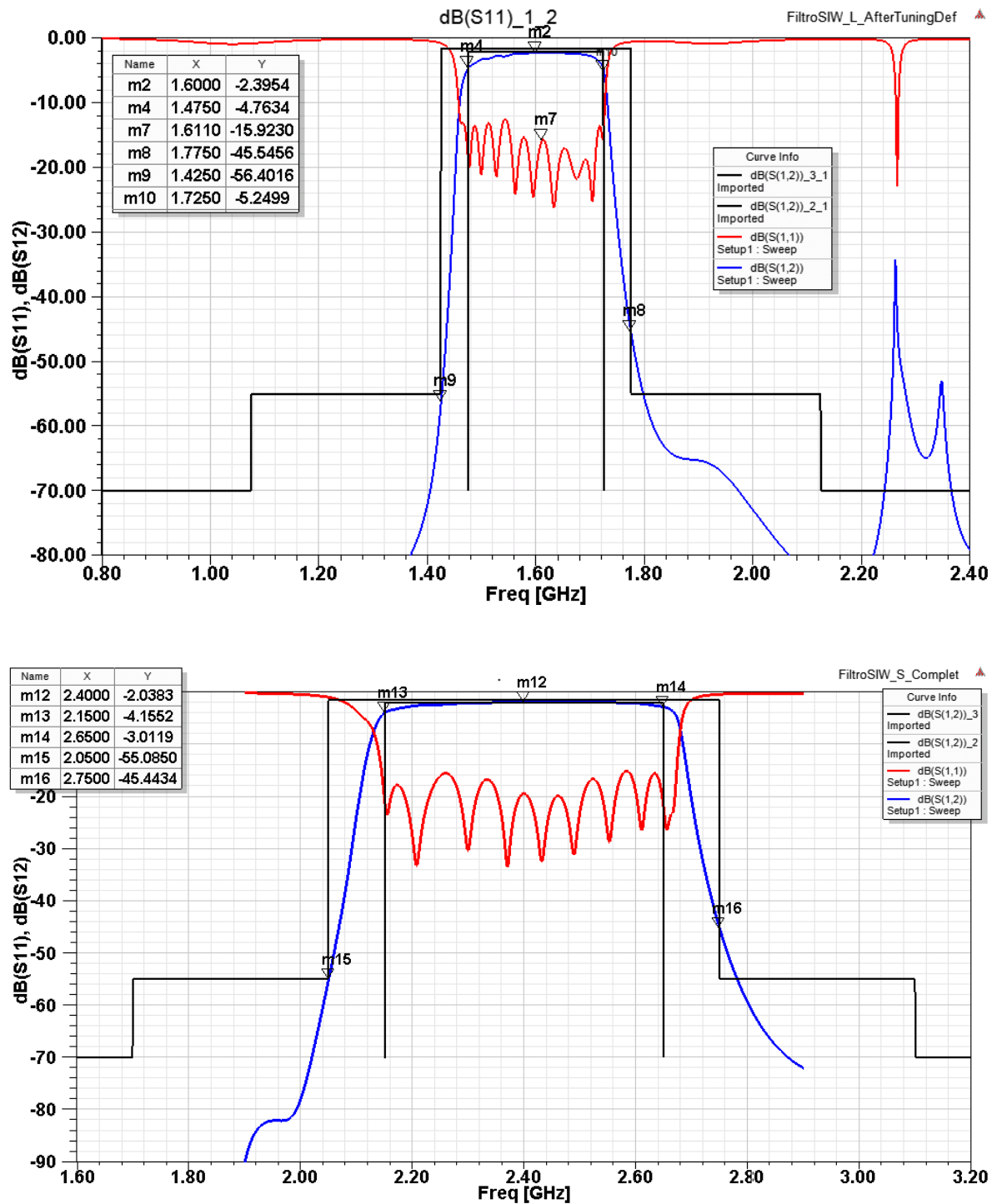


Figure II.29 – Réponses électriques simulées des filtres d'ordre 12 conçus sur une technologie LTCC

Les filtres n'ont pour l'instant pas encore été réalisés en raison des problèmes rencontrés chez le fondeur. Cependant, les dimensions des filtres associées aux réponses électriques permettent ici aussi de mettre en évidence l'intérêt de l'association d'une technologie LTCC et de substrats à forte permittivité afin de réduire significativement l'encombrement de structures SIW tout en tirant parti de leurs bonnes performances électriques.

II.4.2.3-b *Filtres planaires en bande L & S*

En parallèle de la conception des filtres SIW répondant à ces spécifications, nous avons également choisi de tenter de répondre à ces spécifications avec des topologies planaires implémentées sur cette technologie multicouche.

Ainsi, en raison des largeurs de bandes passantes relative visées (entre 15 et 20 %) nous avons choisi de travailler avec une topologie de filtre à stubs court-circuités bien qu'il s'agisse là de valeurs limites pour les bandes passantes réalisables avec cette topologie. Comme dans le cadre des travaux de Michel Le Coq, la plage d'impédances caractéristiques réalisable est limitée, et compte tenu des spécifications visées, les équations de synthèse nous donnent des valeurs d'impédances caractéristiques hors de celles réalisables physiquement. Les limites sont ici constituées, d'une part, par les largeurs minimales de gravures réalisables et d'autre part par la nécessité d'avoir des lignes de transmission ayant un rapport de forme compatible avec une hypothèse de propagation (lignes de transmission et non patch rayonnant).

Pour respecter les cahiers des charges, la synthèse nous impose des valeurs comprises entre 1,84 Ohms (stubs) et 30,87 Ohms (inverseurs) pour des impédances caractéristiques réalisables comprises entre 6,35 et 28,69 Ohms pour une configuration triplaque sur l'ensemble de l'empilement de 2,25 mm (Figure II.30) (permittivité diélectrique relative de 68,7)

Notons que l'utilisation du degré de liberté intrinsèque à la synthèse de cette topologie nous permet d'ajuster les valeurs des impédances caractéristiques, cependant, quelque soit la valeur de ce paramètre, les impédances ne sont pas comprises dans la plage de valeurs réalisables.

Nous avons alors décidé d'utiliser deux stubs en parallèle, chacun d'entre eux présentant une impédance caractéristique doublée afin de remplacer les stubs dont

l'impédance caractéristique synthétisée est irréalisable en raison de rapports de forme absurdes.

Cette opération conduit donc à remplacer chaque stub par deux stubs en parallèle d'impédance caractéristique doublée (et donc de largeur physique divisée par deux).

En outre, afin de faciliter l'implémentation des impédances caractéristiques nécessaires, nous avons choisi de réaliser ces stubs sur des épaisseurs de substrat plus faibles.

En effet, la diminution de l'épaisseur du triplaque permet de réaliser des impédances caractéristiques plus faibles pour une même largeur physique (Figure II.30). La longueur d'une ligne de transmission en triplaque n'étant théoriquement pas liée à l'épaisseur de l'empilement, diminuer l'épaisseur d'un empilement triplaque permet alors d'améliorer le rapport de forme de la ligne de transmission. Cependant, cela se fait au détriment du facteur de qualité des résonateurs qui a tendance à diminuer lorsque l'épaisseur du substrat diminue.

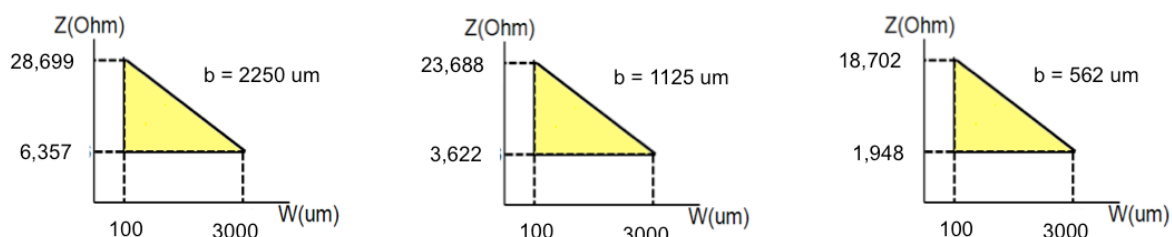


Figure II.30 – Impédances caractéristiques réalisables en fonction de la largeur physique pour différentes épaisseurs du substrat triplaque (b est l'épaisseur de l'empilement triplaque, la permittivité diélectrique relative du substrat est de 68,7)

Afin de compenser l'augmentation de l'encombrement lié à la mise en parallèle des deux stubs et compte-tenu du fait qu'ils sont tous les deux réalisés sur des épaisseurs triplaque plus faibles, nous avons choisi de les implémenter l'un au dessus de l'autre, chacun étant alors implémenté sur un triplaque d'une épaisseur égale à la moitié de l'épaisseur de l'empilement complet. La connexion entre ces deux stubs superposés étant alors réalisée à l'aide d'un via reliant également l'inverseur d'admittance (Figure II.31).

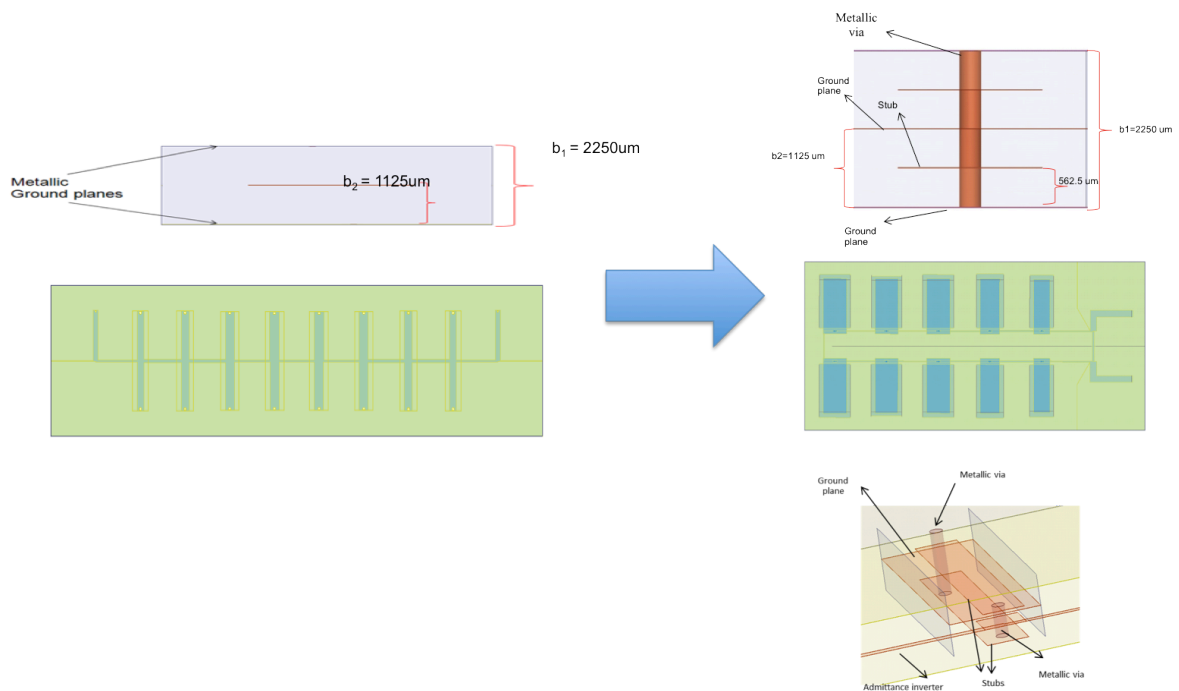
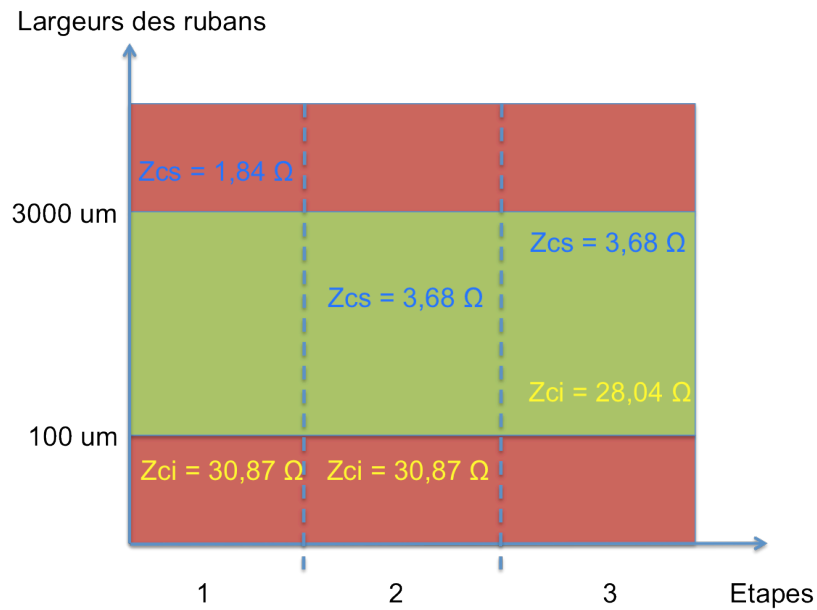


Figure II.31 – Principe de mise en parallèle et superposition des stubs

En outre, une fois cette technique mise en place, et suite à la synthèse réalisée, les impédances caractéristiques obtenues et les largeurs des stubs associées se situent à des niveaux tout à fait acceptables qui laissent même une marge de manœuvre supplémentaire permettant de revenir sur la valeur du degré de liberté fixé lors de la synthèse dans le but de diminuer légèrement les impédances caractéristiques des inverseurs. La procédure est décrite sur la Figure II.32.



Étape 1: impédances caractéristiques issues de la synthèse
 Etape 2: mise en parallèle de deux stubs sur des triplaques d'épaisseur diminuée (1,125 mm)
 Etape 3: utilisation du degré de liberté de la synthèse pour obtenir des impédances caractéristiques réalisables

Figure II.32 – étapes de conception du filtre à stubs en technologie LTCC sur substrats à haute permittivité

Le filtre est ensuite conçu et simulé électromagnétiquement, celui-ci est visible à la figure II.33 et sa réponse électrique simulée est visible à la Figure II.34.

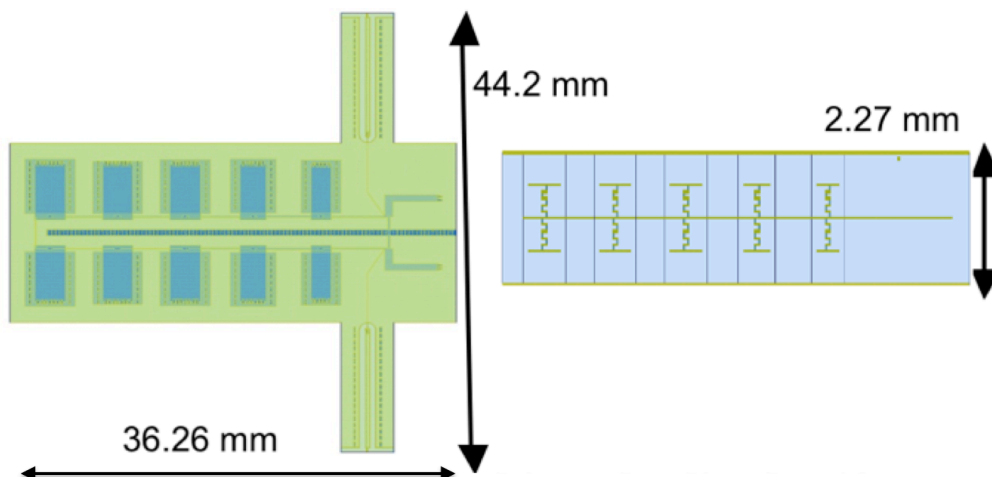


Figure II.33 – masque du filtre à stub d'ordre 12 en technologie LTCC sur substrats haute permittivité

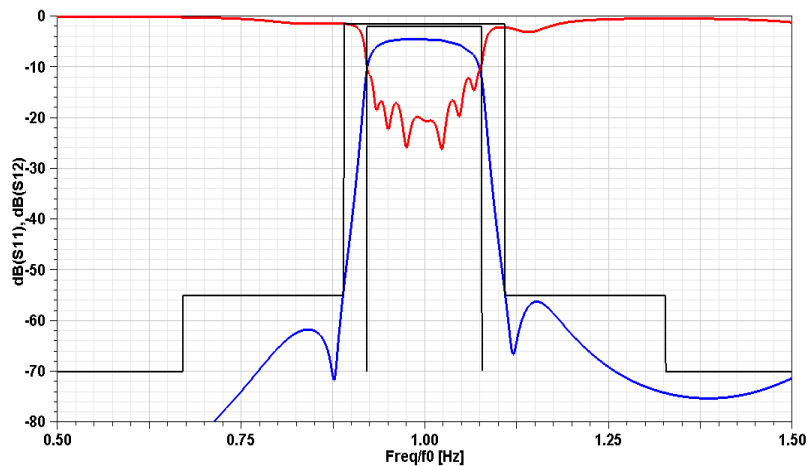


Figure II.34 – simulation électromagnétique du filtre à stub en technologie LTCC sur substrats haute permittivité

Comme c'était le cas pour les filtres SIW sur cette même technologie, ce filtre n'a pas encore pu être réalisé en raison des difficultés rencontrées par le fondeur industriel, néanmoins, au vu des réponses électromagnétiques et de l'encombrement de la structure, il apparaît clairement l'intérêt de cette technologie LTCC associée à des substrats à forte permittivité pour la réduction de l'encombrement de structures planaires dans ces bandes de fréquence.

II.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, différentes méthodes permettant de réduire l'encombrement de structures SIW ont été évoquées, ainsi, dans un premier temps, l'utilisation de matériaux particuliers présentant une permittivité relative élevée a été présentée, dans un second temps, on s'est attaché à présenter l'opportunité d'exploiter des technologies de type multicouches, enfin, la dernière partie de ce chapitre s'est focalisée sur l'association des techniques précédentes pour obtenir des structures compactes tout en préservant au mieux les performances électriques.

Ces différentes méthodes s'avèrent efficaces pour réduire la taille de tels dispositifs, en ce qui concerne les performances électriques, ces dernières

apparaissent à la hauteur de celles de structures n'employant pas les techniques de réduction de taille présentées dans le premier chapitre.

Il est tout de même important de noter que ces performances électriques sont évidemment liées aux propriétés des matériaux mis en jeux, que ce soit la tangente diélectrique pour ce qui concerne le niveau de pertes des filtres ou bien la permittivité pour ce qui concerne le décalage en fréquence. En effet, les structures présentées au cours de ce chapitre sont sensibles aux variations de permittivité qui impliquent des variations directes des fréquences centrales des filtres réalisés.

En particulier, le filtre conçu par Jonathan Garreau et présenté au chapitre II.3.3 présente un décalage significatif de sa fréquence centrale qui est principalement dû à une différence de la permittivité du matériau entre la valeur prise lors de la simulation électromagnétique (valeur annoncée par le fabricant) et la valeur constatée lors de la réalisation. Ces variations sont l'un des points faibles et à l'heure actuelle l'un des points bloquants pour l'industrialisation de telles technologies. Elles sont d'autant plus pénalisantes que la mise en œuvre de structures à fort coefficient de qualité est principalement pertinente lorsque les spécifications sont tendues : fortes réjections, proximité de ces réjections des bandes passantes...Il est alors d'autant plus dommageable d'utiliser des résonateurs présentant des facteurs de qualité élevés pour répondre à ces besoins tout en étant sujet à des incertitudes importantes (plus de 5% de variation sur la valeur nominale de la permittivité relative) sur les matériaux employés.

Il nous a donc paru nécessaire de devoir imaginer des solutions permettant de venir corriger après réalisation ces dérives liées aux matériaux. Ce point est présenté au cours du chapitre suivant.

Bibliographie du deuxième chapitre

- [1] M. LE COQ "Etude de filtres hyperfréquences sur substrat céramique à très haute permittivité ($\epsilon_r = 90, 139$) " Thèse de doctorat de l'université de Bretagne Occidentale, soutenue le 25 juin 2013.
- [2] E. Hammerstad and O. Jensen "Accurate models for microstrip computer-aided design" IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1980, vol. 1, no. 12.
- [3] E. Hammerstad "Computer-aided design of microstrip couplers with accurate discontinuity models" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1981, vol.1, no. 4.
- [4] M. Kirschning and R. H. Jansen "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies" *Electronics letters*, vol. 18, no. 6, pp. 272–273, 1982.
- [5] M. Kobayashi "A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip CAD" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 8, 1988.
- [6] M. Kobayashi and N. Sawada "Analysis and Synthesis of Tapered Microstrip transmission Lines" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no.8, 1992.
- [7] M. Kobayashi "Frequency Dependent Characteristics of Microstrips on Anisotropic Substrates" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 30, no. 11, 1982.
- [8] E. Yamashita, K. Atsuki, and T. Hirahata "Microstrip Dispersion in a Wide-Frequency Range" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, no. 6, 1981.
- [9] F. De Dieuleveult, O. Romain "Electronique appliquée aux hautes fréquences" Editions Dunod, 2008.
- [10] G. Boudouris "Cavités électromagnétiques" Editions Dunod, 1996.
- [11] D. Deslandes & K. Wu "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, n°2, 2003.
- [12] D. Deslandes & K. Wu "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, n°2, 2001.

- [13] E. Miralles, H. Esteban, C. Bachiller, A. Belenguer & V. E. Boria
"Improvement for the design equations for tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions" International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, 2011.
- [14] M. Cariou, B. Potelon, S. Cadiou, C. Quendo, E. Schlaffer, Pessl et A. Le Fevre "Implémentation de filtres à résonateurs coaxiaux en bande Ka et X dans un substrat multicouche" 19èmes Journées Nationales Microondes, Bordeaux, Juin 2015.
- [15] B. Potelon, C. Quendo, S. Cadiou, M. Cariou, M. A. Sanchez Soriano, Y. Quéré, N. Mahdi, T. Le Gouguec, A. El Mostrah, A. Manchec, Y. Clavet
"Design of SIW filters on multilayer PCB for millimeter-waves applications"
8th Global Symposium on Millimeter Waves, Montreal, Canada, Juin 2015.
- [16] M. Cariou, B. Potelon, J-C Bohorquez, S. Cadiou, C. Quendo, R. Ségalen, F. Mahé, P. Belec, F. Karpus, B. Toubanc, A. Manchec et Y. Clavet "Conception d'une banque de filtres implémentés dans un substrat PCB multicouche" 19èmes Journées Nationales Microondes, Bordeaux, Juin 2015.
- [17] Site internet de VTT Electronics : <http://www.vtt.fi/>
- [18] L. Rigaudeau, "Composants 3D en technologie multicouche LTCC. Applications aux fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement", Thèse de doctorat, Université de Limoge, 2007.
- [19] Site internet de Heraeus : <http://www.heraeus.com>
- [20] Documentation technique, substrat LTCC Heratape® CT765, Heraeus (Allemagne)
- [21] B. Potelon, J.-C. Bohorquez, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius & C. Person, "Design of Ku-Band Filter based on Substrate-Integrated Circular Cavities (SICCs)", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 1237-1240, 2006
- [22] J.C. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanne et E. Fourn , "Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter", Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, vol., no., pp.947-950, 11-16 Juin 2006
- [23]] J. Garreau, B. Potelon, E. Rius, J-F Favennec, C. Quendo, C. Caille, H. Leblond, J-C Azzara, L. Raynaud, "Ultra-compact X-band SIW filter in LTCC technology using high permittivity substrate for a space application" IEEE Microwave Symposium Digest (MTT), IMS 2012, Montréal, Canada, Juin 2012

CHAPITRE 3

III.1 Introduction

Au cours des chapitres précédents, nous avons pu constater que suite à la réalisation de circuits SIW, les réponses électriques mesurées peuvent être relativement différentes de celles prévues en simulation, ces écarts étant souvent dus à des différences entre la permittivité diélectrique relative prévue et celle effectivement rencontrée. Il est alors bien souvent nécessaire de pouvoir ajuster la réponse électrique après réalisation afin de pouvoir compenser ces éventuels décalages en fréquence. Ainsi, nous avons souhaité développer des techniques de réglage post-réalisation pour les cavités et plus généralement pour les filtres SIW.

Par ailleurs, à l'heure actuelle, les systèmes utilisant des dispositifs hyperfréquences ont des besoins croissants en composants agiles. Ainsi, nous pouvons par exemple citer, entre autres, les terminaux multistandards ou les modules d'élimination des gêneurs dans le cadre des systèmes de guerre électronique. Dans la plupart de ces cas, l'une des solutions architecturales permettant d'éviter de dupliquer les systèmes sur différents plans de fréquence consiste à utiliser des composants agiles. Il s'agit notamment des filtres. C'est la raison pour laquelle au Lab-STICC, nous nous sommes intéressés aux filtres agiles [1], [2], et plus particulièrement aux filtres SIW agiles en fréquence centrale.

Il est important de noter à ce niveau que les finalités de ces deux aspects (post-réglage et agilité en fréquence) sont différentes à bien des égards mais les principes mis en œuvre peuvent être assez proches puisqu'il s'agit de perturber une cavité SIW de façon à accorder sa fréquence de résonance. L'objectif étant de venir modifier la fréquence de résonance sans pour autant dégrader le facteur de qualité de la cavité.

D'une façon générale, un résonateur SIW accordable est constitué de plusieurs parties :

- un dispositif perturbateur
- un élément d'accord permettant de modifier les caractéristiques du dispositif perturbateur, cet élément d'accord pouvant être un élément contrôlable de façon discrète ou continue et avec des caractéristiques réversibles (dans le cas de l'agilité) ou irréversibles (dans le cas du post-réglage)

- éventuellement, si l'élément d'accord le nécessite, (c'est le cas essentiellement pour les dispositifs agiles) un ou des circuits de polarisation et/ou d'alimentation peuvent être nécessaires.

Nos activités au niveau des structures accordables ont porté essentiellement sur la conception des structures passives (travail sur le dispositif perturbateur) et dans une moindre mesure, sur l'intégration des éléments d'accord.

Pour ce qui concerne le post-réglage, l'élément d'accord consiste en un ensemble de fils de câblage qui sont progressivement arrachés pour compenser les écarts ou erreurs dus à la réalisation du circuit ou générés par les matériaux mis en œuvre. Ces fils de câblage (wire-bondings) sont retirés jusqu'à l'obtention de la réponse électrique désirée.

Pour ce qui concerne les éléments réalisant l'accord dans le cas de dispositifs agiles, ils peuvent être de différentes natures. Sur ce point, nous avons cherché à travailler avec des éléments présentant différents niveaux de maturité technologique. Ainsi, nous avons pu travailler avec des diodes du commerce classiquement utilisées dans l'industrie, nous avons également travaillé avec des MEMS encapsulés nouvellement mis sur le marché, enfin, sur un plan beaucoup plus amont, nous avons également travaillé sur des filtres intégrés aux substrats pour lesquels l'accord est obtenu grâce à la circulation de liquides (conducteurs ou diélectriques) à travers des canaux également intégrés aux substrats. Cet aspect sera développé dans la dernière partie de ce chapitre.

Pour ce qui concerne le dispositif perturbateur et quelque soit l'élément ou la technique sélectionnée pour effectuer l'accord et l'objectif poursuivi (post-réglage ou agilité), la principale difficulté dans la conception de dispositifs accordables réside dans le compromis entre facteur de qualité et bande d'accord. En effet, pour rendre une cavité, et à fortiori un filtre, accordable en fréquence, il est nécessaire de perturber le fonctionnement du résonateur, c'est à dire de modifier l'inductance L ou la capacitance C (ou les deux) du modèle équivalent décrivant la cavité.

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(eq. III.1)

Le facteur de qualité étant défini comme suit : (R étant la résistance équivalente):

$$Q_v = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (\text{éq. III.2})$$

pour un résonateur série et

$$Q_v = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad (\text{éq. III.3})$$

pour un résonateur parallèle.

Toute variation de L ou de C impliquera donc une modification du facteur de qualité, sauf pour le cas précis où L et C varient en conservant un rapport L/C constant.

Outre le compromis entre facteur de qualité et bande d'accord, une deuxième difficulté réside dans l'évolution des couplages lorsque les fréquences de résonance évoluent, cette évolution des couplages impliquant inévitablement une évolution de la bande relative voire de l'adaptation du filtre lorsque la fréquence centrale est modifiée (les cas que nous avons traités relèvent exclusivement de fonctions passe-bande ou coupe-bande)

Enfin, en termes d'implémentation, d'autres contraintes sont à prendre en considération : insertion, connexion et polarisation/alimentation éventuelle de l'élément d'accord par exemple.

Pour faire face à ces différentes problématiques, nous avons travaillé à rendre accordables différents type de filtres SIW, aussi bien passe-bandes que coupe-bandes.

En ce qui concerne les dispositifs perturbateur, les principes que nous avons étudiés et retenus non seulement pour des finalités d'agilité fréquentielle mais aussi de réglage post-réalisation dérivent du travail effectué par M. Bohorquez [1]-[2] au sein du Lab-STICC. Ainsi, par exemple, l'un des dispositifs perturbateurs que nous avons choisi pour l'agilité fréquentielle se compose d'un via traversant surmonté d'un motif isolé gravé sur la face supérieure de la cavité. Ce choix a été principalement dicté par la facilité de réalisation de ce dispositif perturbateur (pas de gravure en face arrière).

Cette simplicité permet néanmoins une certaine versatilité selon l'application visée puisque la position sur la cavité ainsi que les dimensions voire même la forme

géométrique de la fente gravée sur l'une des faces du guide sont autant de paramètres de liberté.

L'utilisation de ce dispositif perturbateur à des fins d'agilité fréquentielle sera détaillée dans la seconde partie de ce chapitre puisque nous proposons dans un premier temps de nous intéresser au réglage post-réalisation.

En ce qui concerne cet objectif de réglage post-réalisation, toujours dans une volonté de simplicité de réalisation, et compte-tenu de la faible excursion fréquentielle visée, le dispositif perturbateur consiste simplement en un motif gravé sur la face supérieure du guide SIW sans faire appel au trou métallisé. Ici aussi, la forme géométrique du motif ainsi que ses dimensions et son placement sont autant de paramètres permettant d'optimiser la structure.

III.2 Réglage post-réalisation

Dans le cas de filtres volumiques classiques, des éléments d'accord post-fabrication sont couramment utilisés. Ceux-ci se présentent la plupart du temps sous forme de vis, dont l'enfoncement modifie les champs électriques et/ou magnétiques à l'intérieur des volumes [3]. Pour des applications planaires, plusieurs solutions existent, utilisant différentes technologies telles que les MEMS [4], l'ablation laser [5], la pose de bonding à l'extrémité de stub, etc. Pour le cas du SIW, une solution plus adaptée consiste à graver des motifs sur l'un des plans métalliques de la cavité à régler, puis, à l'aide fils de bonding, de court-circuiter certains éléments de ces motifs afin de perturber le champ électromagnétique au sein de la cavité, et ainsi d'en modifier la fréquence de résonance.

III.2.1 Réglage vers les basses fréquences

Il est possible de diminuer la fréquence de résonance d'une cavité SIW en gravant une ligne coplanaire sur l'un des plans métalliques, comme illustré Figure III.1.

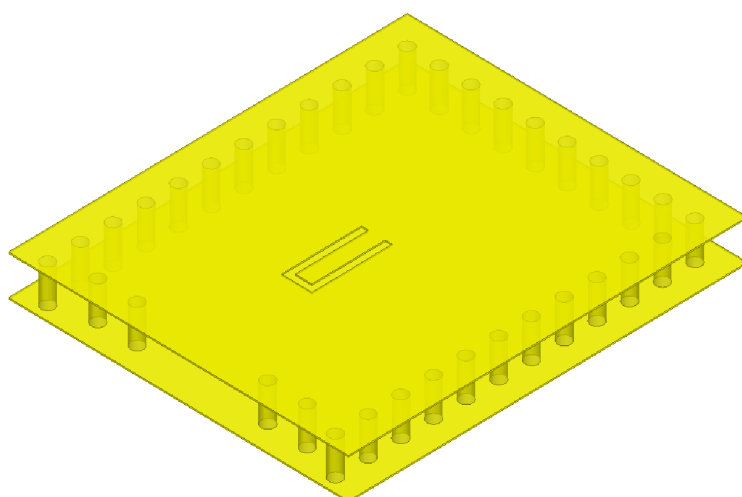


Figure III.1 – Insertion d'une ligne coplanaire sur une cavité SIW

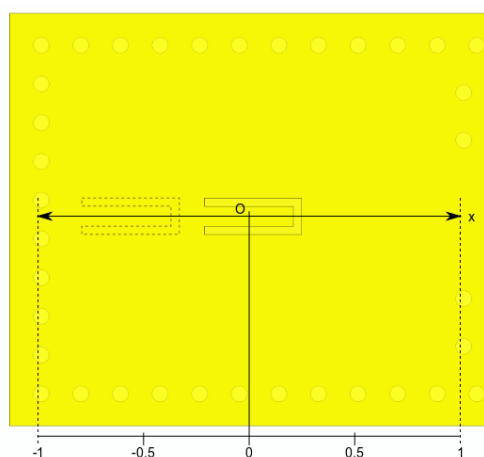


Figure III.2 – Axe d'étude de positionnement de l'élément de post-réglage sur la cavité

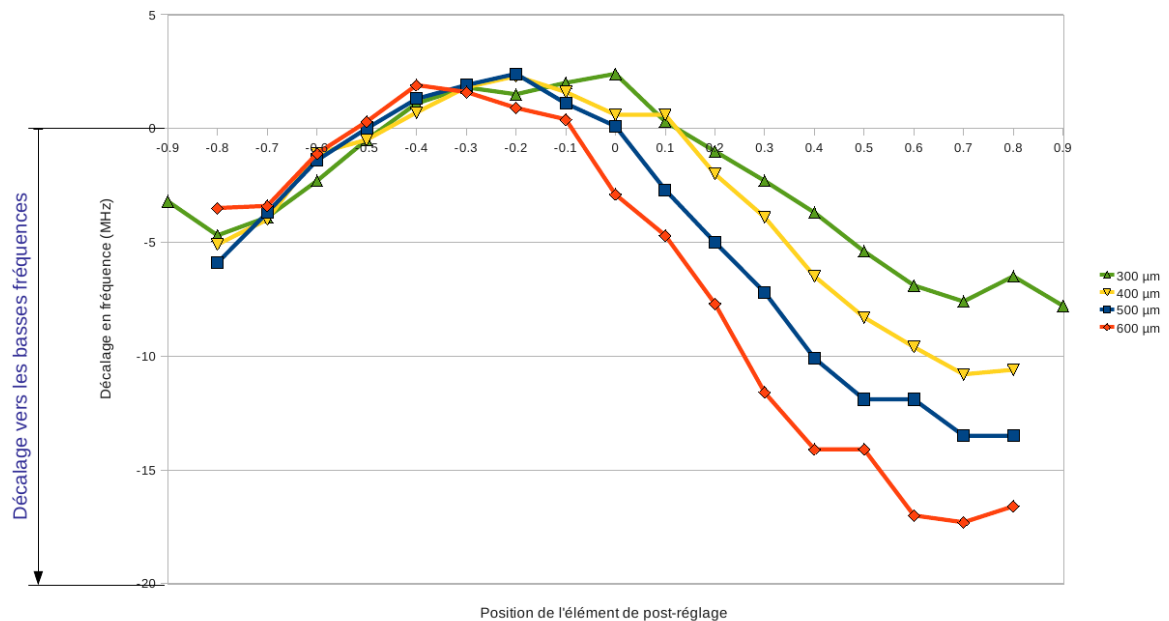


Figure III.3 – Évolution du décalage de la fréquence de résonance de la cavité en fonction de la longueur et de la position de la ligne coplanaire (Fréquence nominale 7 GHz, largeur de la ligne coplanaire en paramètre)

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

Une autre constatation qui peut être faite est qu'à positionnement égal, plus la ligne est longue, plus le décalage en fréquence est important. Le premier réflexe serait alors de choisir un positionnement qui offre le plus grand décalage en fréquence pour la longueur de ligne la plus courte possible. Cependant l'objectif n'est pas seulement d'atteindre les extrêmes de la plage de réglage requise, mais aussi d'être capable de la couvrir au mieux dans son intégralité. Comme nous le verrons plus loin, la ligne coplanaire sera ensuite découpée en une série de patches interconnectés par des fils de bonding. Ce moyen permettra entre autres de modifier progressivement la fréquence de résonance de la cavité au fur et à mesure de la déconnexion des patches. Ainsi, le nombre de patch aura un lien direct avec le nombre de pas de réglage. Or, si la plage de réglage dépend de la longueur de la ligne, le nombre de pas dépend du nombre de patches qu'il est technologiquement possible de découper dans la ligne.

Ceci nous amène à la conclusion qu'il est préférable de positionner l'extrémité en court-circuit de la ligne au centre de la cavité, comme sur la Figure III.1. Le choix de la longueur de la ligne se fait ensuite selon le besoin en termes de plage de réglage.

III.2.2 Réglage vers les hautes fréquences

Nous venons de montrer qu'il est possible de diminuer la fréquence de résonance d'une cavité en y gravant une ligne coplanaire en surface. À présent, si l'on réduit, non pas la longueur de la ligne, mais simplement la longueur du ruban central de celle-ci, nous pouvons observer un décalage vers les hautes fréquences de la fréquence de résonance de la cavité, comme le montre la Figure III.4. Dans ce cas précis, la ligne est placée de façon à ce que l'extrémité en court-circuit reste au centre de la cavité.

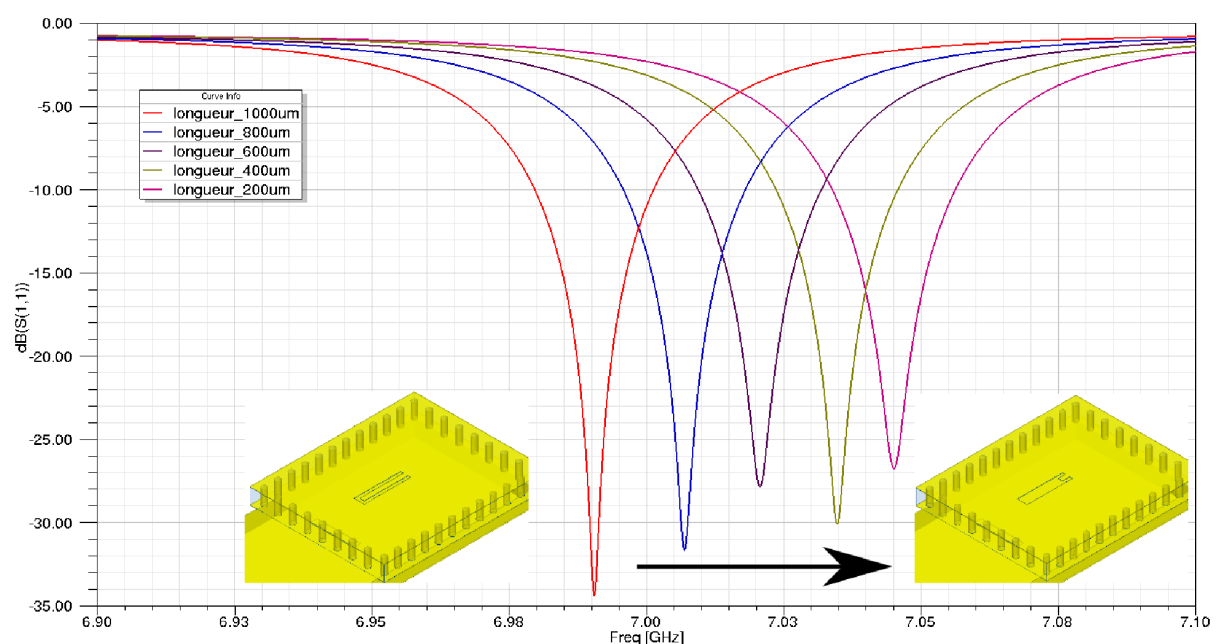


Figure III.4 – Principe de réglage vers les hautes fréquences par la réduction du ruban central de la ligne coplanaire

III.2.3 Post-réglage monodirectionnel

Nous avons montré que grâce à la gravure de motif sur le dessus de la cavité SIW, il est possible de modifier la fréquence de résonance d'une cavité SIW, autant vers les hautes que vers les basses fréquences. Le besoin étant de pouvoir réaliser de tels ajustements après la fabrication du filtre, il faut prévoir la gravure avant la fabrication, et offrir la possibilité de modifier celle-ci à postériori, par le retrait de fils de bonding. L'idée de base est donc de graver une ligne coplanaire dont le ruban central n'est pas matérialisé par une ligne continue, mais par une succession de petits patches métalliques, reliés entre eux par des fils de bonding. Ils sont ensuite retirés un à un, après la fabrication du filtre, en fonction des résultats de mesure. La Figure III.5 illustre cette idée, et montre, selon plusieurs configurations de câblages, différentes longueurs de ligne.

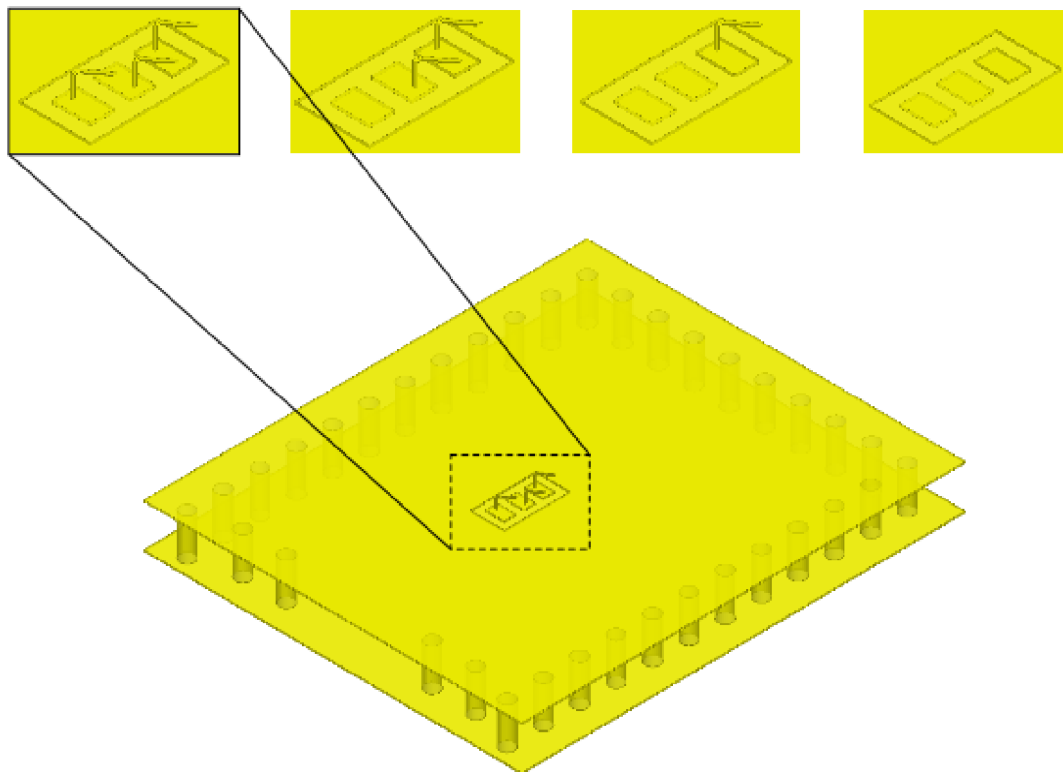


Figure III.5 – Post-réglage monodirectionnel et ses différentes configurations

La conception des dispositifs est ensuite menée en fonction des contraintes propres à chaque contexte (précisions des technologies de gravure et de câblage mises en œuvre, pas de réglage fréquentiel visé...)

La Figure III.6 montre l'évolution de la fréquence de résonance d'une cavité en absorption équipée d'un dispositif de post-réglage monodirectionnel, dans chaque cas de réglage.

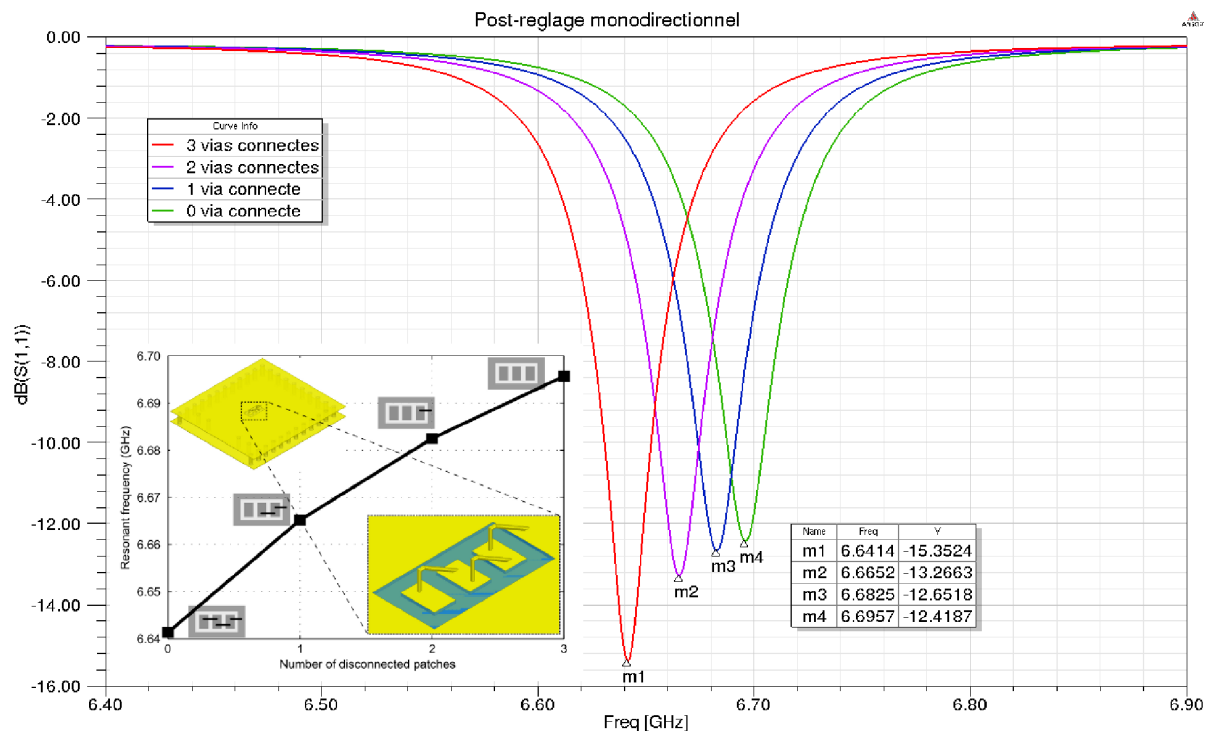


Figure III.6 – Évolution de la fréquence de résonance dans chaque position du post-réglage

Ce dispositif de post-réglage est intéressant, néanmoins il présente certains inconvénients :

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

III.2.4 Post-réglage bidirectionnel

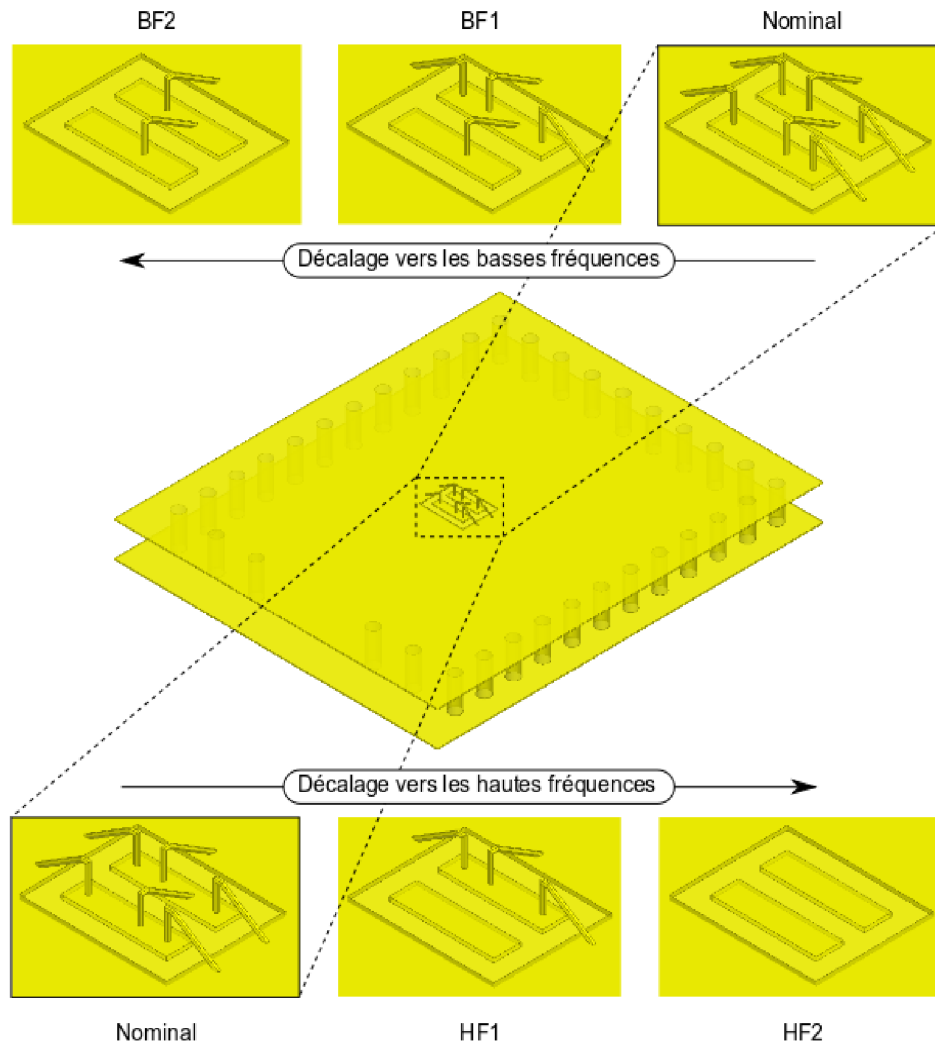


Figure III.7 – Post-réglage bidirectionnel et ses différentes configurations

En partant de l'état nominal, il est possible d'apporter un décalage soit vers les basses fréquences en augmentant la longueur de la ligne coplanaire, soit vers les hautes fréquences en déconnectant entièrement les patches. Comme on peut le voir sur la Figure III.7, l'augmentation de la ligne coplanaire se fait en retirant les fils de bonding latéraux qui, lorsqu'ils sont en place, court-circuitent la ligne. Ainsi, on peut noter que si aucune dispersion n'est observée, aucun réglage n'est nécessaire. Par ailleurs, cette solution offre six états possibles dont un état intermédiaire (représenté en plus petit sur la figure III.8. Ainsi, pour une bande sensiblement plus grande, le post-réglage bidirectionnel apporte deux pas de réglages supplémentaires.

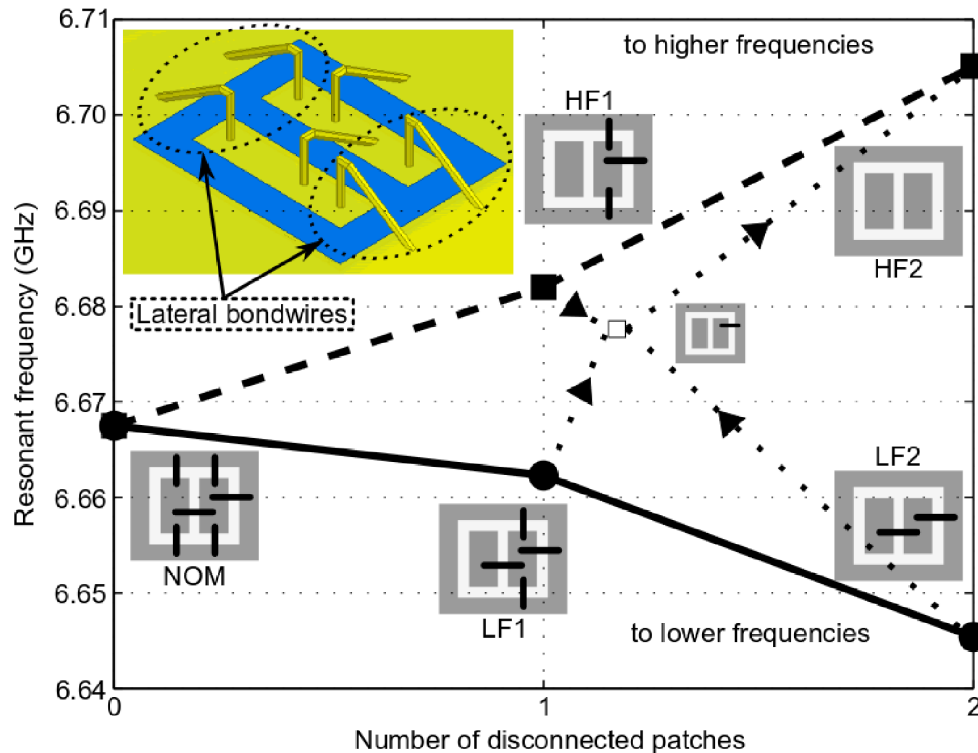


Figure III.8 – Évolution de la fréquence de résonance d'une cavité suivant différentes positions de post-réglage bidirectionnel

Ces dispositifs de réglage post-réalisation ont été mis en œuvre dans le cadre des travaux de Jonathan Garreau, sur une technologie LTCC avec des substrats à forte permittivité telle que présentée au cours du deuxième chapitre de ce manuscrit.

Les dispositifs de post-réglages ont été implémentés uniquement sur des cavités en absorption placées de part et d'autre d'un filtre d'ordre 4. La procédure de post-réglage ainsi conçue ne concernera donc que la modification de la fréquence des zéros de transmission générés par ces cavités placées en absorption.

Les structures réalisées sont visibles aux Figures III.9, III.10 et III.11. Ces structures ayant été réalisées lors du même run que les filtres présentés au deuxième chapitre, ils ont subi le même décalage fréquentiel global, de l'ordre de 3,6%.

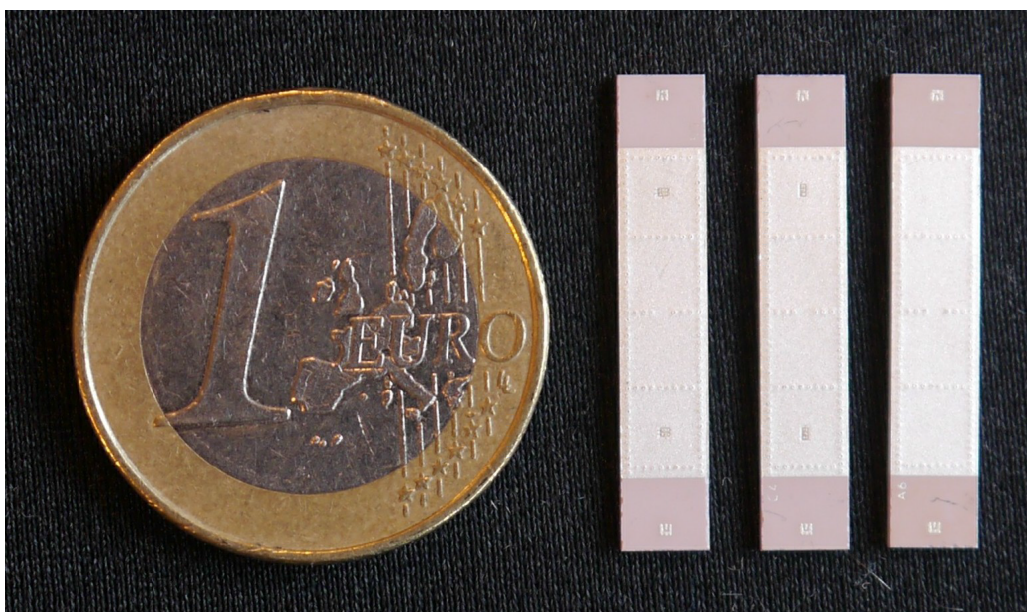


Figure III. 9 – Photographie des filtres. De gauche à droite : filtre avec post-réglage bidirectionnel, filtre avec post-réglage monodirectionnel et filtre sans post-réglage

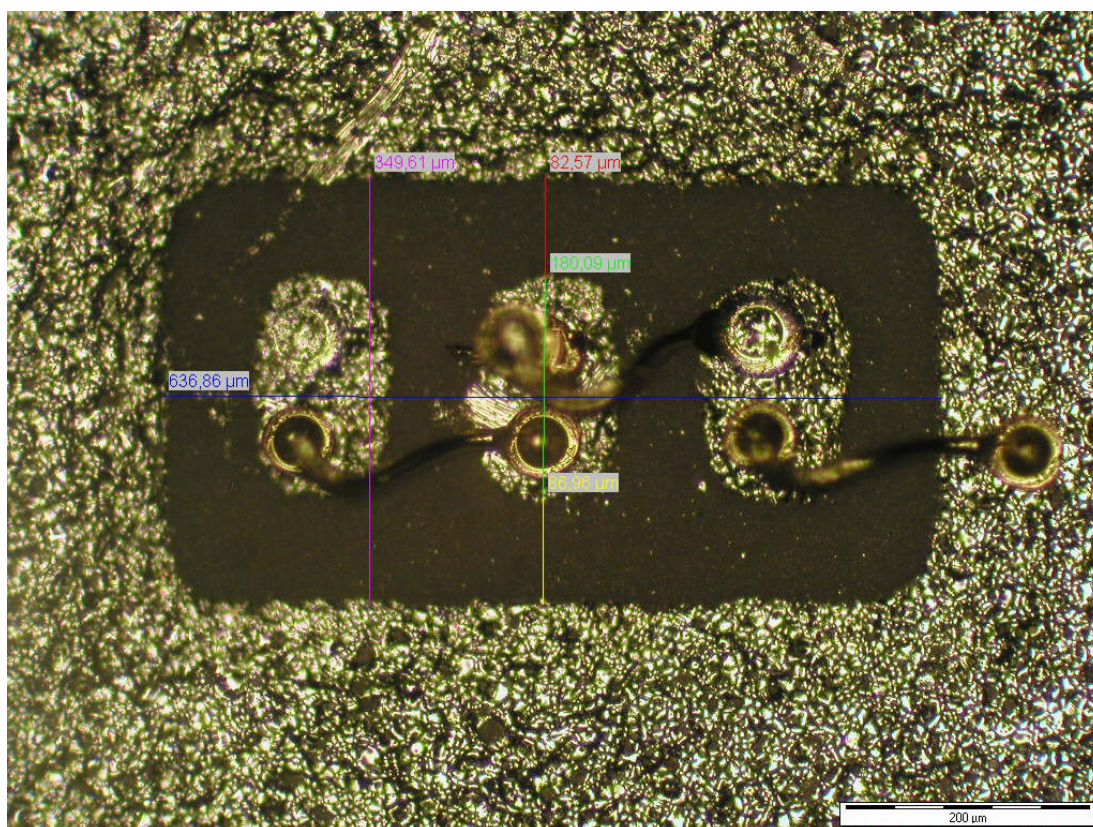


Figure III.10 – Photographie d'un dispositif de post-réglage monodirectionnel câblé

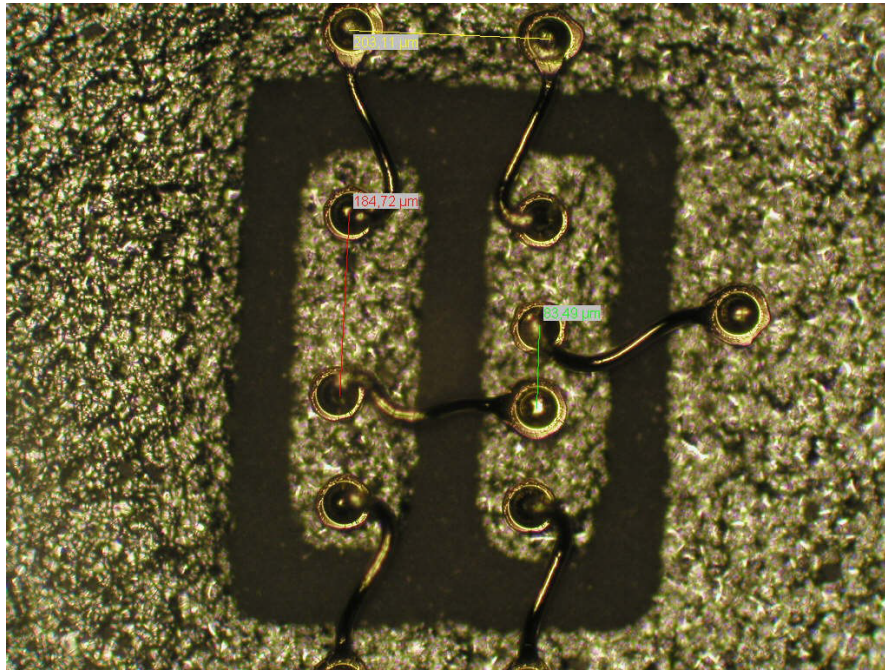


Figure III.11 – Photographie d'un dispositif de post-réglage bidirectionnel câblé

Les mesures réalisées en effectuant un décâblage méthodique de tous les bondings sont visibles aux Figures III.12 et III.13 (la configuration nominale correspond à la courbe en trait fin rouge).

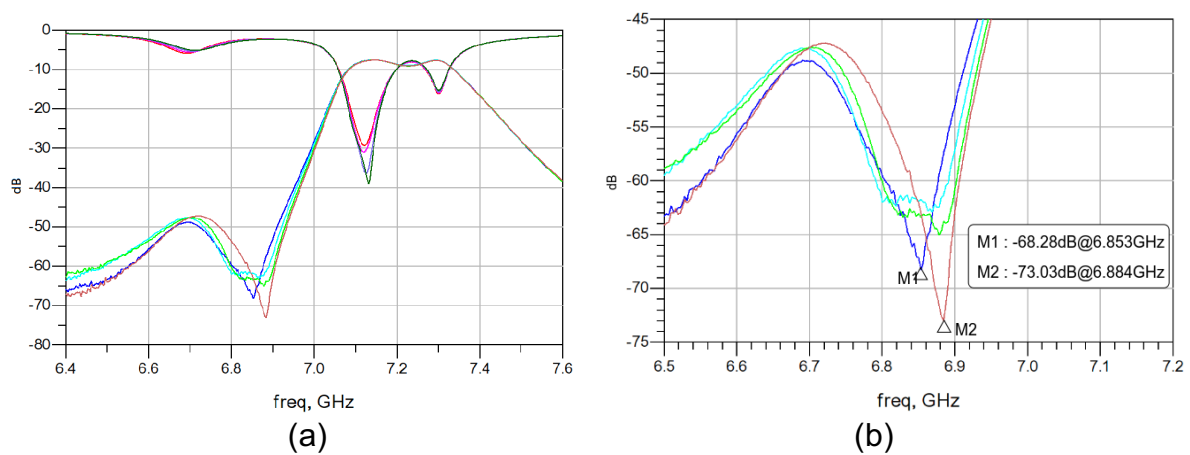


Figure III.12 – Mesures du filtre à post-réglage monodirectionnel suivant différentes configurations de post-réglage (a), et zoom sur la forte réjection (b)

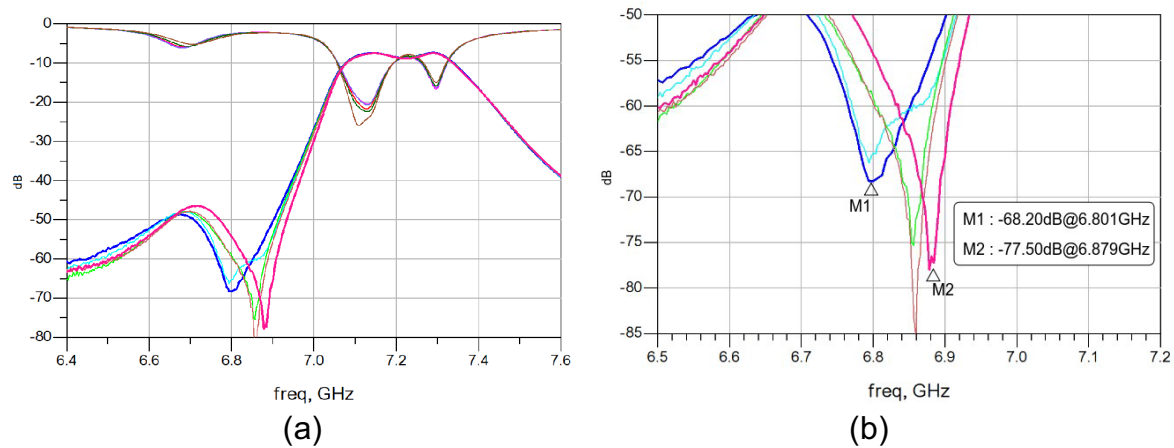


Figure III.13 – Mesures du filtre à post-réglage bidirectionnel suivant différentes configurations de post-réglage (a), et zoom sur la forte réjection (b)

Ces mesures démontrent la faisabilité de ces techniques de réglage post-réalisation dans la mesure où de faibles variations de fréquence sont mesurées. Néanmoins, compte-tenu de la forte variation de la permittivité diélectrique relative, très largement supérieure à ce qui était attendu, ces mesures n'ont pu donner lieu à des corrections permettant de se conformer à des spécifications électriques données. Elles permettent néanmoins de valider le concept.

Pour aller plus loin, le même concept a été mis en œuvre par Abbas El Mostrah au cours de sa thèse dans le cas de structures mixtes planaires/SIW de type HPWR présentées au cours du premier chapitre de ce manuscrit.

Il s'agissait ici d'envisager le réglage après réalisation d'une structure mixte HPWR associée au sein d'un filtre à un DBR. L'idée est ici de pouvoir mettre en place un dispositif permettant de compenser les dérives de permittivité tout en assurant de forte réjection à des fréquences données. Il s'agit donc de pouvoir régler après réalisation de façon bidirectionnelle non seulement les parties SIW mais aussi les parties planaires.

Le masque de la structure est visible à la Figure III.14 et les réponses simulées pour différentes hypothèses de valeurs de permittivité sont présentées à la Figure III.15.

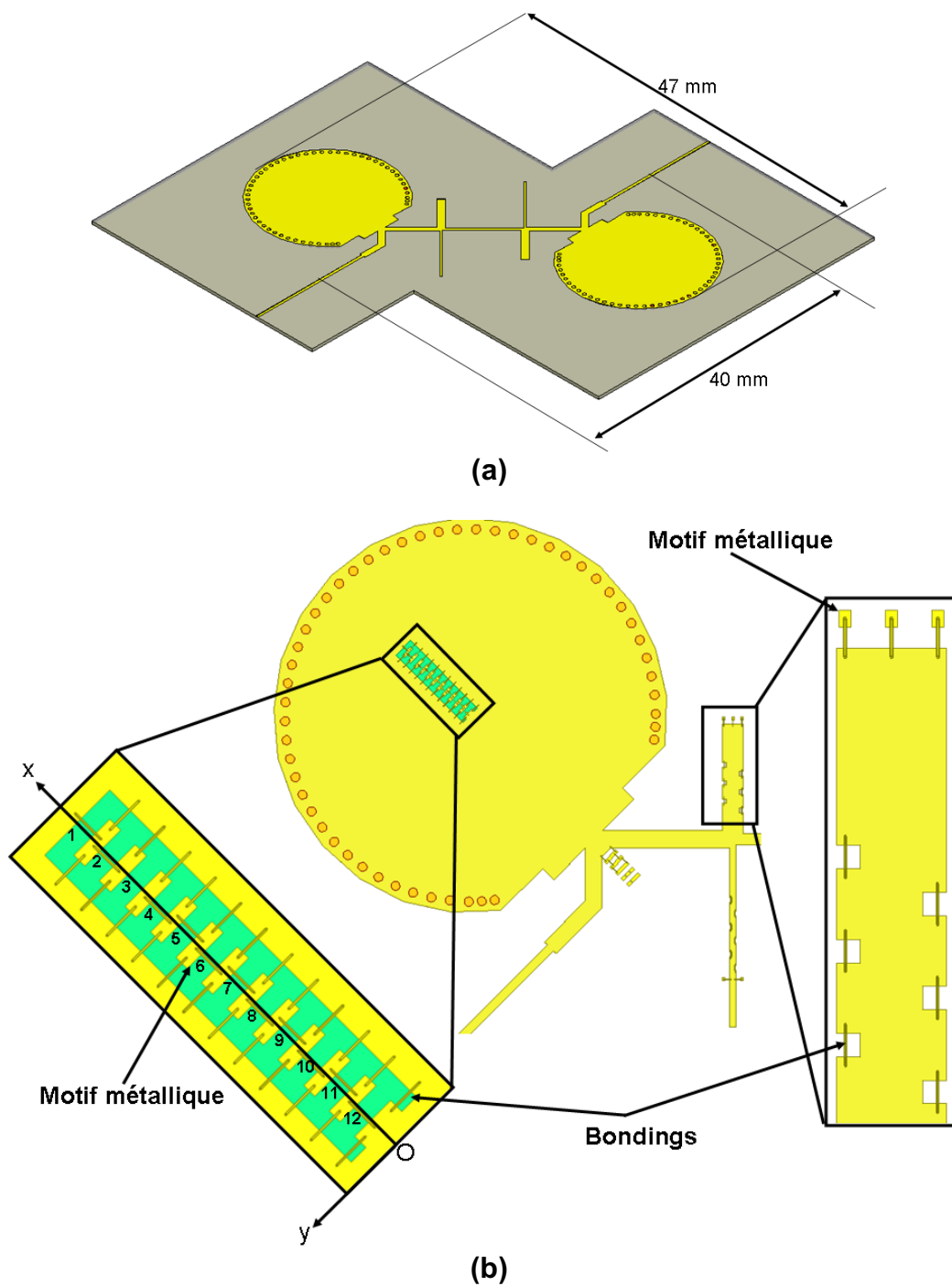


Figure III.14 – Masque du filtre mixte HPWR/DBR complet sans dispositif de post-réglage (a), et masque du demi-filtre présentant les dispositifs de post-réglage sur les parties planaires et SIW (b)

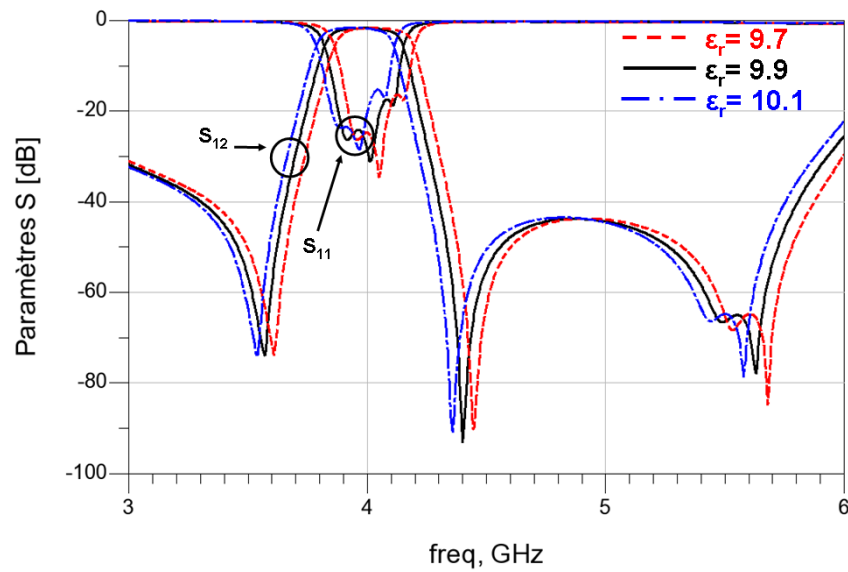


Figure III.15 – Résultats de simulations du filtre mixte avec trois valeurs de permittivité relative diélectrique

En considérant les valeurs extrêmes de permittivité présentées à la Figure III.15, nous avons ensuite procédé, en simulation, à un ajustement des réponses électriques. Les nouvelles réponses obtenues en corrigeant les effets de variation de permittivité par les dispositifs de post-réglages (arrachement de bondings) sont présentées aux Figures III.16 et III.17.

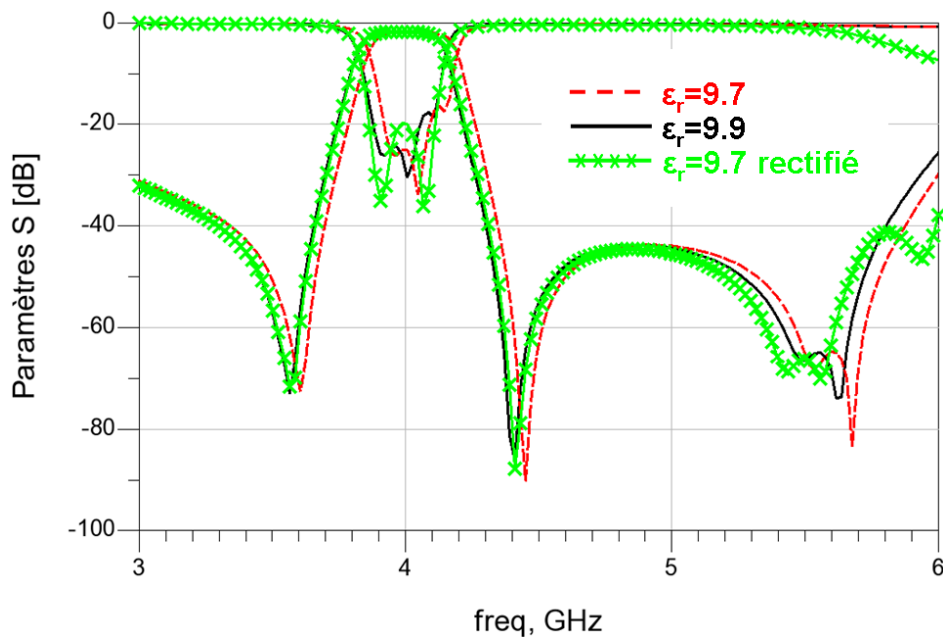


Figure III.16 – Réponses électromagnétiques du filtre de permittivité de 9.7 avant et après post-réglage

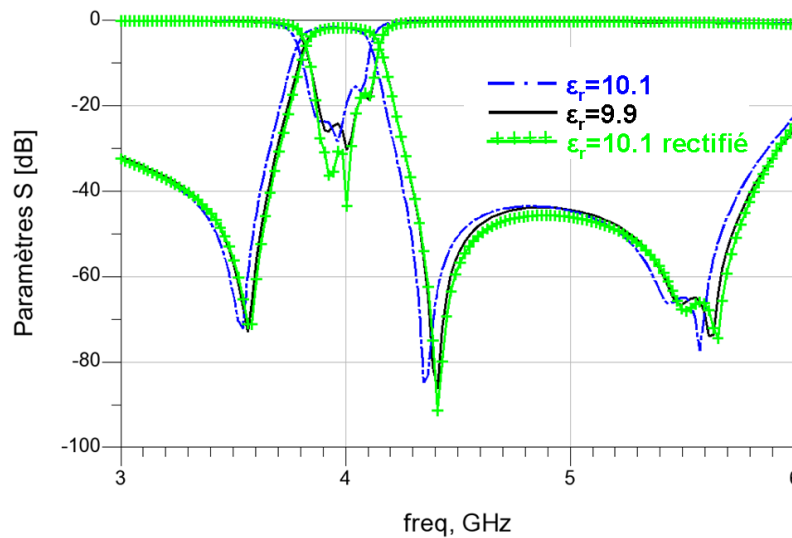


Figure III.17 – Réponses électromagnétiques du filtre possédant une permittivité de 10.1 et subissant un post réglage

Ces différents exemples ont permis de mettre en évidence la pertinence d'un post-réglage sur des structures SIW de façon à compenser les effets dus aux dispersions de réalisation. Il est important de souligner ici que les variations de fréquence compensées étant peu importantes en valeur relative et par conséquent les variations recherchées étant faible, les dispositifs perturbateurs affectent faiblement le facteur de qualité des structures SIW.

Après avoir présenté des dispositifs permettant de réaliser un accord irréversible pour de faibles variations en fréquences autour de la fréquence nominale et grâce à l'arrachage de bondings, nous allons maintenant présenter des travaux focalisés sur l'accordabilité de structures dans le but de reconfigurer les structures pour des variations de fréquences importantes et en considérant des éléments d'accord autorisant une reconfiguration réversible : il s'agit de l'agilité fréquentielle.

III.3 Agilité fréquentielle

La deuxième partie de ce chapitre traite de l'agilité fréquentielle des structures SIW. Comme nous l'avons expliqué au début de ce chapitre, une structure accordable, y compris les structures SIW, est généralement composée de différentes parties : un dispositif perturbateur, un élément d'accord et, si besoin, un circuit d'alimentation ou de polarisation.

Au cours des dernières années, de nombreux travaux ont traité de l'agilité fréquentielle des structures SIW, que ce soit une agilité en fréquence centrale ou bien en bande passante, et ceci, sur différents plans de fréquence et en utilisant différents éléments d'accord [6]- [47].

Pour ce qui nous concerne, nous nous sommes principalement intéressés à des dispositifs permettant un accord en fréquence centrale, en utilisant différents éléments d'accord.

Ainsi, autant les travaux portant sur le réglage post-réalisation présentés précédemment étaient focalisés exclusivement sur l'étude topologique des dispositifs perturbateurs (l'élément d'accord choisi étant des wire-bondings à arracher), autant pour ce qui concerne l'agilité fréquentielle, notre travail s'est organisé selon plusieurs axes, en traitant non seulement l'aspect topologique du dispositif perturbateur mais aussi en s'intéressant à l'élément d'accord et par voie de conséquence à son dispositif d'alimentation.

Aussi, dans ce chapitre, je présenterai successivement des travaux basés sur une solution classique en terme d'élément d'accord (diode du commerce) et novatrice en ce qui concerne la topologie du dispositif perturbateur, puis une structure associant une topologie d'élément perturbateur déjà connue (mais à optimiser) avec un élément d'accord dont le niveau de maturité technologique est plus bas que celui des diodes : les Micro Electro-Mechanical Systems (RF-MEMS).

Enfin, sur un plan plus amont, la dernière partie de ce chapitre traitera de structures plus originales associant travaux topologiques sur le dispositif perturbateur et innovation sur l'élément d'accord puisque ce dernier sera réalisé grâce à la circulation de liquides diélectriques dans des canaux microfluidiques.

Comme nous l'avons précisé au début de ce chapitre, rendre accordable une structure consiste notamment à insérer un dispositif perturbateur, lequel impacte le facteur de qualité. Cet impact sur le facteur de qualité tient non seulement à l'insertion du dispositif perturbateur mais aussi bien souvent à l'accord en lui même comme nous l'avons évoqué au début de ce chapitre (eq. III.1, III.2 & III.3). L'un des enjeux cruciaux lors de la conception de composants agiles en fréquence consiste donc à concilier

agilité et facteur de qualité. La recherche de compromis entre facteur de qualité et excursion en fréquence est l'une des problématiques majeures des travaux portant sur l'agilité, c'est pourquoi, au cours de nos travaux nous avons cherché à nous positionner à différents niveaux en ce qui concerne ce compromis.

Dans un premier temps, je vais donc m'attacher à présenter une structure coupe-bande agile en fréquence centrale, accordée grâce à une diode varactor (accord continu), commandée en tension avec une faible excursion en fréquence. Le fait de réaliser une faible excursion en fréquence permet ici de ne pas trop dégrader les facteurs de qualité.

III.3.1 Structure SIW coupe-bande agile en fréquence centrale

La plupart des structures SIW agiles proposées dans la littérature proposent un accord grâce à l'utilisation d'un trou métallisé ou d'une pastille gravée sur le dessus de la cavité. Cette solution est en effet la plus simple et la plus naturelle, elle présente l'intérêt d'obtenir des excursions en fréquence (bande d'accord relative) de l'ordre de 10 à 20% pour des facteurs de qualité à vide de l'ordre de 80 à 100.

Cette dégradation du facteur de qualité par rapport à une cavité SIW non accordable tient pour partie à l'introduction du dispositif perturbateur. Pour certaines applications, notamment par exemple pour l'asservissement d'oscillateurs contrôlés en tension, (VCO- Voltage-Controlled Oscillators), une telle excursion en fréquence n'est pas nécessaire, il est par contre impératif de maintenir une bonne pureté spectrale en maintenant des facteurs de qualité les plus élevés possibles.

Dans cette optique, nous nous sommes focalisés sur la recherche d'un compromis caractérisé par une excursion fréquentielle faible au bénéfice d'un meilleur facteur de qualité.

La structure de base de laquelle nous sommes partis est une cavité SIW placée en absorption et alimentée par une ligne [48]. Pour modifier le volume équivalent de cette cavité, nous n'utilisons pas d'élément situé au centre ou sur la cavité mais nous agissons sur les vias délimitant la cavité. Le principe consiste à remplacer un trou métallisé physique par un minimum de champ électrique (court-circuit « virtuel »)

réalisé par un stub. Ce stub ramène un court-circuit à une distance de $\lambda/4$ depuis son extrémité en circuit-ouvert. Pour garder une symétrie dans la structure, un stub est placé de chaque côté de la cavité.

Une diode varactor (GMV9801) est ensuite implémentée sur le stub afin de déplacer ce court-circuit « virtuel » le long du stub, autour de la position usuellement occupée par un trou métallisé. La valeur de capacité (C_j) varie entre 0.1 pF et 1 pF pour des tensions de polarisation inverses de 12 V et 0 V, respectivement.

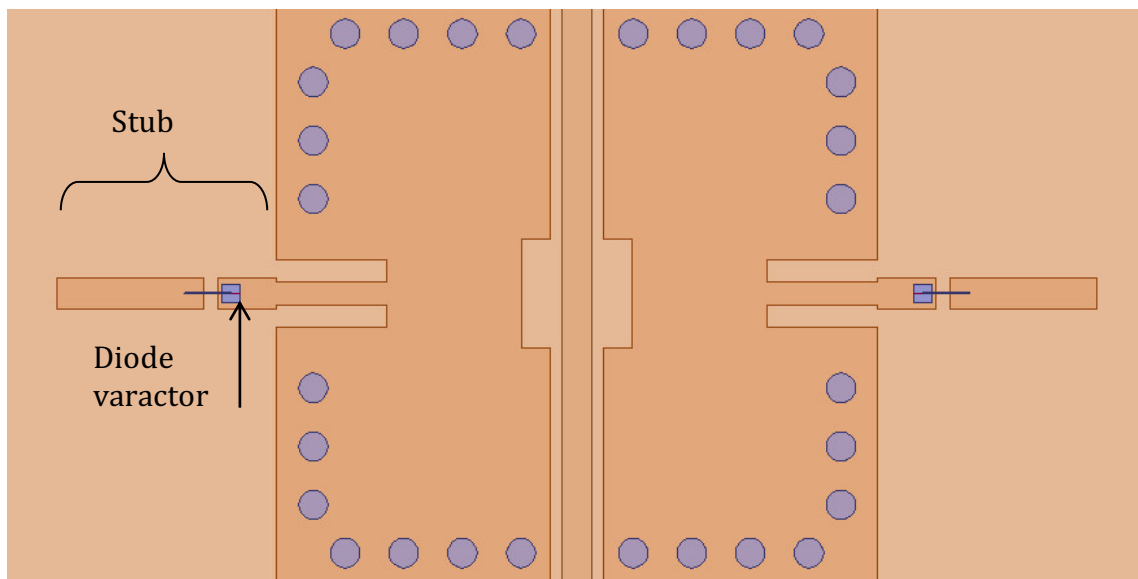


Figure III.18 : Vue de dessus de la structure accordable SIW avec les diodes implantées

Concernant le circuit de polarisation, il faut le rendre le plus « transparent » possible par rapport au circuit hyperfréquence, c'est à dire que les impédances ramenées par le circuit de polarisation ne doivent pas perturber la réponse du filtre, nous avons donc opté pour un circuit de polarisation à stub et ligne quart d'onde.

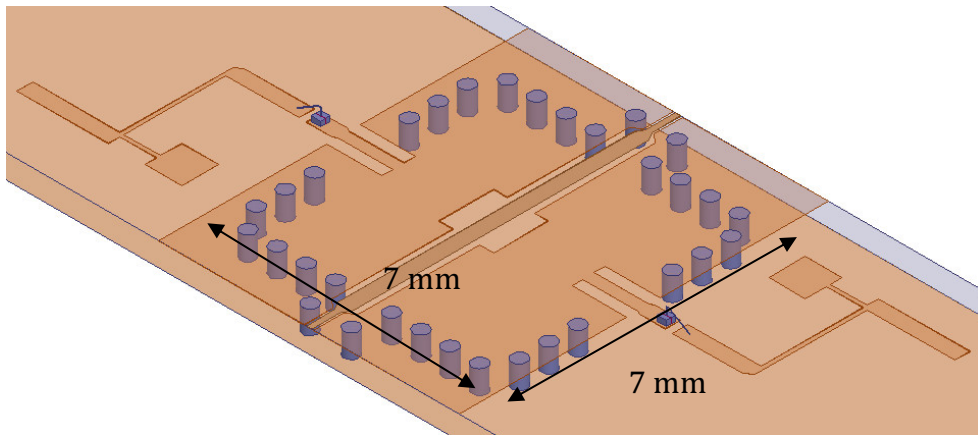


Figure III.19 : Vue 3D du filtre SIW accordable

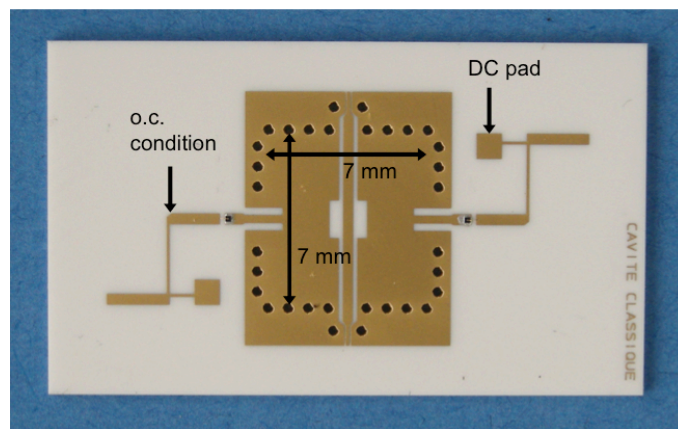


Figure III.20 : Photographie de la cavité SIW accordable

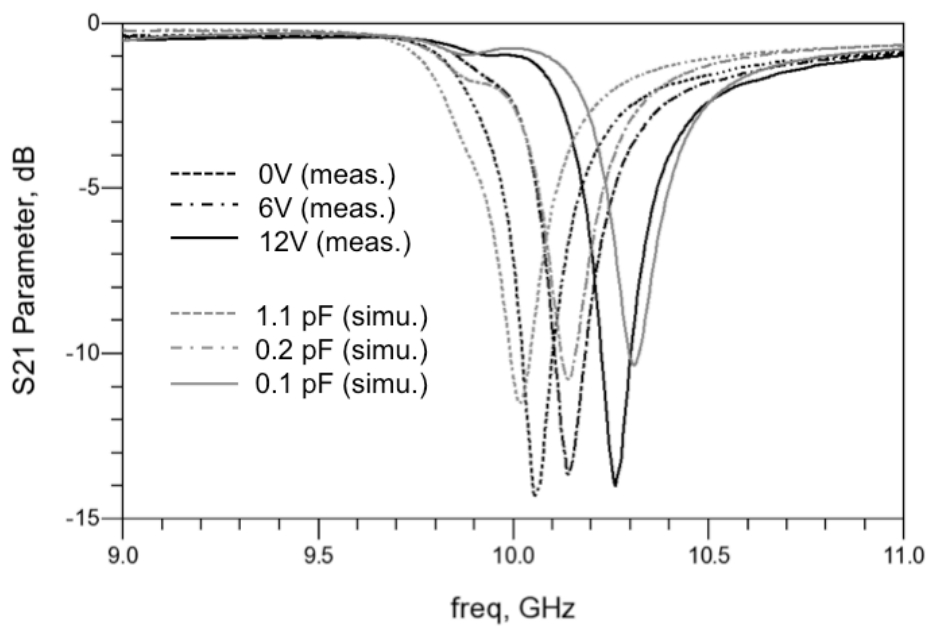


Figure III.21 : Réponses électriques simulées et mesurées de la structure SIW accordable

La Figure III.21 présente les résultats de simulation pour les valeurs de capacité suivantes : 1,1 pF, 0.2 pF et 0.1 pF qui correspondent théoriquement aux tensions appliquées suivantes : 0V, 6V et 12V, respectivement. Ces tensions ont donc été appliquées en mesure, les résultats de mesure sont également visibles sur la Figure III.21. On constate un bon accord entre simulations et mesures, avec de faibles différences de niveaux (2 dB, sur des niveaux simulés de -14 dB), ce qui nous permet de valider le modèle utilisé pour la diode ($R_{\text{série}} = 2.5 \text{ Ohm}$).

La fréquence de résonance mesurée varie entre 10.05 GHz et 10.26 GHz, soit une bande d'accord légèrement supérieure à 2%, l'excursion fréquentielle prévue en simulation étant de 3% environ.

Les performances électriques pour les différents états présentés sont résumées dans le tableau III.1.

Caractéristiques électriques mesurées et simulées

	F0min (GHz)	F0MAX (GHz)	Q0	EXCURSION FRÉQUENTIELLE
SIMU.	10.02 (1.1P)	10.34 (0.1P)	115 – 105	3.1 %
MES.	10.05 (0V)	10.26 (12V)	140 – 130	2.1 %

Tableau III.1 : Performances électriques simulées et mesurées du résonateur SIW coupe-bande agile

Le facteur de qualité à vide est compris entre 105 et 115 pour les simulations et entre 130 et 140 pour les mesures. Cette évolution s'expliquerait principalement par une diminution de la plage d'accord en fréquence, accréditant l'hypothèse d'un compromis entre plage d'accord et facteur de qualité.

Ainsi, après avoir ici démontré la faisabilité d'une structure SIW agile sur une faible bande d'accord, ce qui a pour corollaire un impact limité sur le facteur de qualité de la cavité, nous proposons maintenant de nous situer à un autre niveau de ce compromis excursion en fréquence/facteur de qualité.

En effet, au delà du travail sur l'aspect topologique du dispositif perturbateur, nous nous sommes également intéressés à l'élément d'accord. Ainsi, la littérature traitant de l'accordabilité des structures SIW au delà de la bande C grâce à des éléments

d'accord commerciaux s'appuie souvent sur des éléments d'accord de la famille des diodes PIN, des diodes varactors ou encore des éléments actifs tels que des transistors. Au cours du projet FENDER, supporté par la DGA dans le cadre du programme RAPID, et mené en collaboration entre le Lab-STICC et la société Elliptika, nous nous sommes focalisés sur la conception de structures SIW agiles en fréquence et dont l'élément d'accord serait un système microélectromécanique (MicroElectroMechanical Systems ou MEMS en anglais) issu du commerce.

III.3.2 Filtres SIW agiles en fréquence, commutés par des MEMS

De nombreux travaux ont porté sur les MEMS utilisés dans des applications hyperfréquences, notamment en ce qui concerne leur fiabilité [49], mais à notre connaissance, à ce jour peu de travaux ont porté sur l'intégration de MEMS commerciaux sur des cavités SIW en vue de réaliser des structures agiles en fréquence pour les bandes situées autour de 10 GHz.

C'est précisément ce que nous nous sommes proposé de faire au cours du projet FENDER, en nous appuyant sur des spécifications industrielles. L'objectif étant de prouver la faisabilité de filtres SIW agiles activés par MEMS issus du commerce.

De façon générale, les MEMS commerciaux destinés aux applications hyperfréquences peuvent être utilisés en tant qu'interrupteurs commandés ou en tant que capacités variables. Dans le cadre du projet FENDER, nous nous sommes focalisés sur les MEMS Ohmiques, aussi appelés SPST (Single Pole Single Throw), c'est à dire utilisés en commutation. Une telle utilisation des MEMS permet d'accéder à un nombre fini d'états, la difficulté de conception résidant alors dans la conception de la topologie du dispositif perturbateur pour maîtriser les différents états et répondre aux spécifications électriques (amplitude du décalage notamment). Ainsi, à partir des données du switch SPST RMSW201 proposées par le constructeur Radant, nous avons travaillé sur le dispositif perturbateur afin de répondre aux spécifications électriques désirées.

Insertion Loss DC 2 GHz 10 GHz 18 GHz	$< 4 \Omega$ $< 0.3 \text{ dB}$ $< 0.4 \text{ dB}$ $< 0.7 \text{ dB}$	Lifecycle Cold-switched, 27 dBm Cold-switched, 30 dBm Cold-switched, 33 dBm Hot-switched, -20 dBm Hot-switched, -10 dBm Hot-switched, 20 dBm	$> 10^{11}$ cycles $> 10^9$ cycles $> 10^3$ cycles $> 10^{11}$ cycles $> 10^9$ cycles $> 10^3$ cycles
Isolation DC 2 GHz 10 GHz 18 GHz	$> 1 \text{ G}\Omega$ $> 40 \text{ dB}$ $> 26 \text{ dB}$ $> 25 \text{ dB}$	Control Gate-Source Voltage (on) Gate-Source Voltage (off) Control Power, steady-state Control Power, 1 KHz cycle rate	$\pm 90 \text{ V}$ 0 V $< 1 \text{ nW}$ $< 2 \mu\text{W}$
Return Loss 2 GHz 10 GHz 18 GHz	$< -35 \text{ dB}$ $< -20 \text{ dB}$ $< -11 \text{ dB}$	Switching speed On Off	$< 10 \mu\text{s}$ $< 2 \mu\text{s}$
Input IP3 (Two-tone inputs 900 MHz and 901 MHz up to +5 dBm)	$> 65 \text{ dBm}$	Operating temperature Maximum Minimum	85 °C -40 °C
		Storage temperature Maximum Minimum	150 °C -55 °C

**Tableau III.2 : caractéristiques du SPST RMSW201 proposé par la société
RADANT MEMS**

Le SPST présente théoriquement entre ses deux électrodes (appelées Drain et Source par analogie avec un transistor) un court-circuit ou un circuit ouvert selon la tension appliquée sur une troisième électrode nommée G (Gate). Il s'agit alors, à partir de cette condition de circuit ouvert ou de court-circuit d'obtenir le décalage fréquentiel désiré, le travail s'effectuant au niveau de la topologie du dispositif perturbateur.

Nous avons testés plusieurs dispositifs perturbateurs différents et celui qui a retenu notre attention dans cette étude consiste en un via traversant verticalement la cavité SIW et reliant la face métallique inférieure à la face métallique supérieure de celle-ci, sur la face supérieure de laquelle nous avons une pastille délimitée par une fente. Le principe de ce dispositif d'accord a été proposé et validé par Juan Carlos Bohorquez et *al.* en 2006 [1]-[2].

Les paramètres qui caractérisent ce dispositif perturbateur sont :

- les dimensions du via et de la pastille
- la largeur de la fente
- la position de l'ensemble via-pastille par rapport à la cavité SIW

Afin d'avoir une complète liberté de conception et dans le but de répondre aux spécifications électriques, nous avons étudié l'influence de ces paramètres sur la réponse électrique et en particulier sur le décalage en fréquence, cependant, afin de ne pas trop impacter le facteur de qualité ainsi que pour des raisons pratiques d'implémentation, nous avons choisi de garder les dimensions du via, de la pastille et de la fente fixes, et d'adopter la position du dispositif perturbateur comme paramètre de réglage. La Figure III.22 présente l'évolution de l'accord fréquentiel en fonction du positionnement de notre dispositif perturbateur sur la cavité.

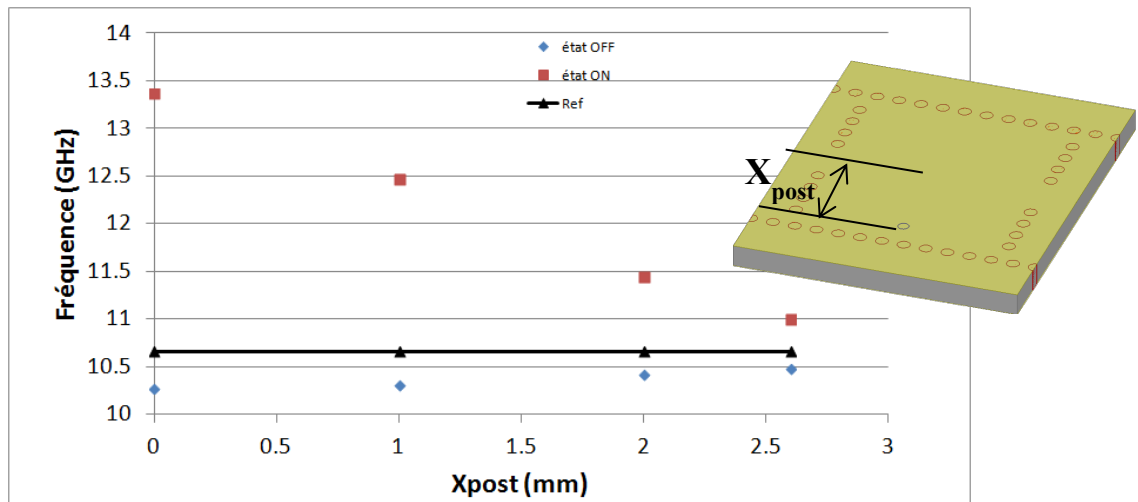


Figure III.22 Fréquences de résonance de la cavité SIW en fonction de la position de l'élément perturbateur – Etat OFF et Etat ON (court-circuit idéal)

Cette figure nous permet de conclure qu'à géométrie équivalente, plus notre dispositif perturbateur est situé proche du centre, plus son effet est important en termes de décalage fréquentiel.

Ainsi, nous nous sommes servi de ces résultats pour concevoir un filtre présentant le décalage fréquentiel désiré. Ce filtre d'ordre 2 a été réalisé sur un substrat d'alumine de permittivité diélectrique relative 9,9 et d'épaisseur 635 μm . Une photographie du

filtre réalisé est visible à la Figure III.23. Les tensions d'alimentation des MEMS varient entre 0 V (état OFF) et 95 V (état ON).

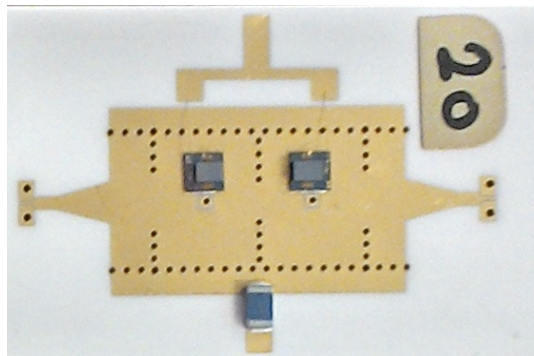


Figure III.23 : Filtre SIW d'ordre 2 avec des éléments d'accord centrés et deux RF-MEMS SPST RMSW201

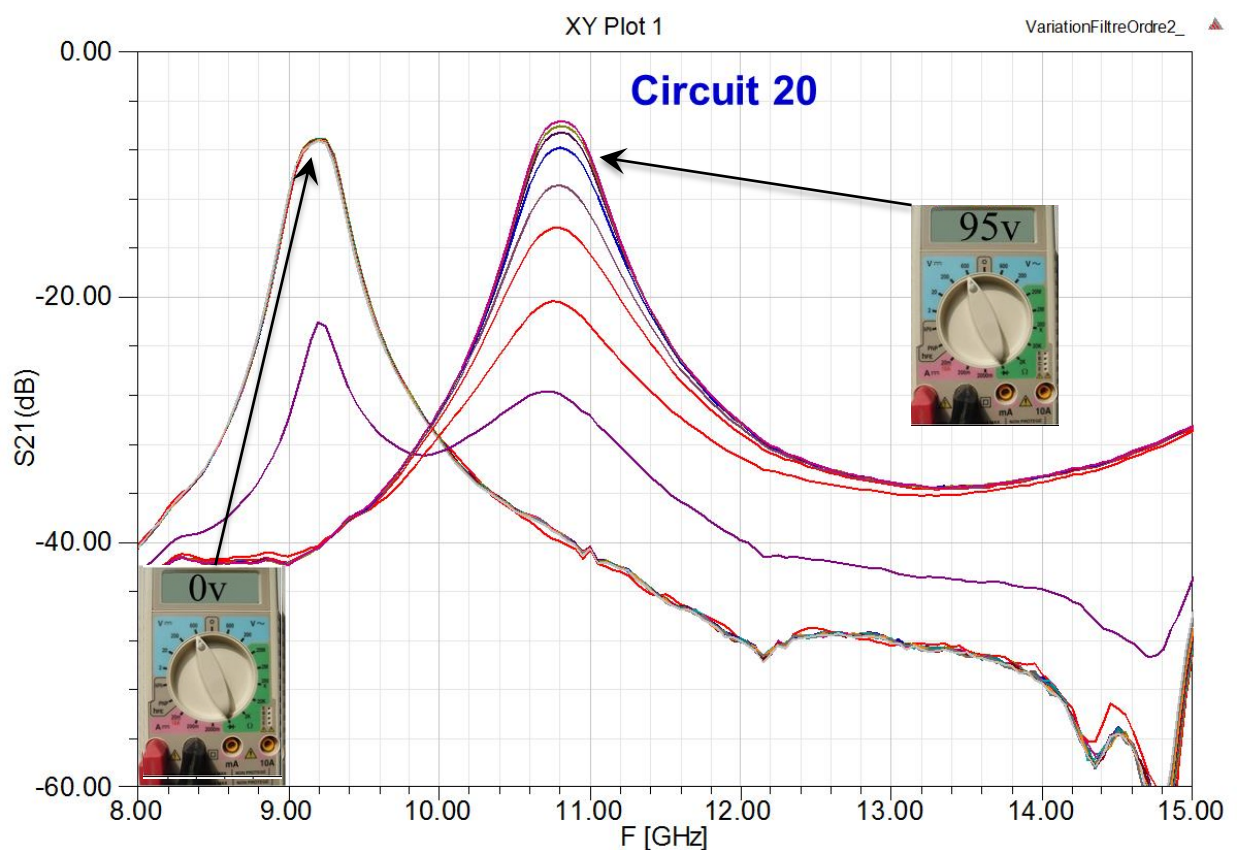


Figure III.24 : Mesure du filtre d'ordre 2 - Eléments d'accord centrés - Evolution de la bande passante du filtre en fonction de la tension de polarisation

Ces mesures mettent en évidence une agilité fréquentielle de l'ordre de 16%. Malheureusement, la quantification du facteur de qualité associé n'est pas représentative en raison d'un niveau de pertes élevé, qui serait principalement dû à l'insertion des MEMS (qualité des soudures, capacités parasites) et à un degré moindre, aux caractéristiques intrinsèques des MEMS eux-mêmes. A titre de comparaison et afin d'avoir une idée du compromis agilité/facteur de qualité pour cette structure, les résultats simulés électromagnétiquement et les mêmes mesures sont présentés sur la Figure III.25. Ces courbes montrent les niveaux que nous souhaitons obtenir, en considérant un report des composants parfait, et en prenant en compte les caractéristiques annoncées par le fabricant pour les MEMS.

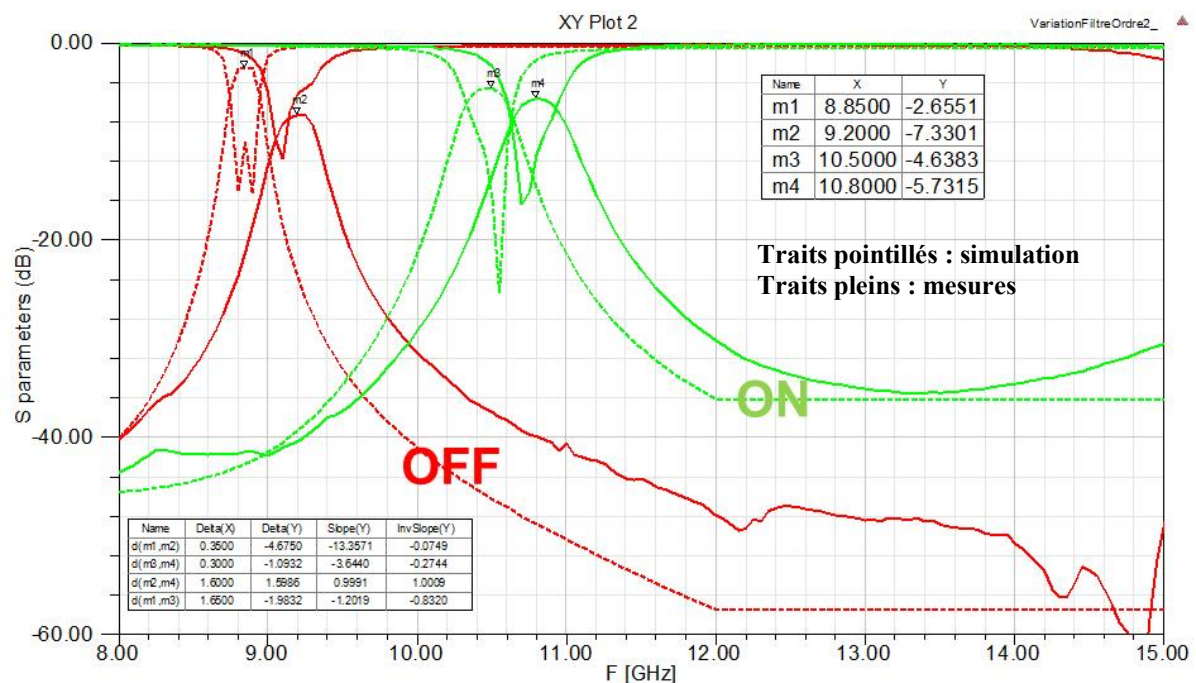


Figure III.25 : Comparaison simulation/mesures du filtre d'ordre 2 avec des RF-MEMS – Éléments d'accord centrés

A partir des réponses obtenues en simulations, les facteurs de qualité que nous attendions sont compris entre 70 et 115, pour une agilité relative de 17%, ce qui aurait constitué un compromis bien différent de celui présenté précédemment.

Enfin, toujours en nous basant sur le même dispositif perturbateur, nous avons ensuite cherché une astuce topologique nous permettant de réduire la bande d'accord, et par là même de remonter quelque peu la valeur du facteur de qualité.

A l'image de ce qui a été présenté dans la première partie de ce chapitre, l'idée est ici de modifier le dispositif perturbateur de façon à maîtriser la bande d'accord en y ajoutant un paramètre de réglage supplémentaire. En effet, nous avons démontré que la position du dispositif perturbateur est un paramètre permettant d'agir directement sur la dynamique d'accord. Cependant, il est également nécessaire de pouvoir implémenter l'élément d'accord, qui est un composant discret, au plus proche du dispositif perturbateur. Compte-tenu des contraintes imposées par la présence des circuits de polarisation, il serait judicieux d'avoir d'autres paramètres de réglages permettant d'agir sur la dynamique d'accord sans pour autant modifier la position de l'élément perturbateur. Dans cette partie, nous proposons donc de modifier légèrement le dispositif perturbateur en introduisant d'autres paramètres de réglage.

Ce nouveau dispositif reprend le dispositif précédent auquel sont ajoutés un ou plusieurs fils de bonding.

Ainsi, nous allons maintenant utiliser des fils de bonding non comme l'élément d'accord en lui-même mais comme une partie du dispositif perturbateur de façon à maîtriser la plage d'accord visée. Toujours dans le cadre du projet FENDER, nous avons mis en évidence la possibilité de modifier la dynamique d'accord en venant relier par wire-bonding le disque isolé gravé sur le dessus de la cavité et relié au trou métallisé traversant la cavité de part en part.

Le nombre de fils de bonding ajoutés ainsi que leurs positionnements respectifs permet d'avoir un contrôle de la bande d'accord en prenant en compte la contribution de l'élément d'accord. Dans le cas de notre étude, l'élément d'accord est toujours un MEMS utilisé en switch ON/OFF et l'adjonction de fils de bonding constitue donc un paramètre de réglage supplémentaire permettant un contrôle de la bande d'accord en réduisant cette dernière. Un exemple d'implémentation est présenté à la Figure III.26.

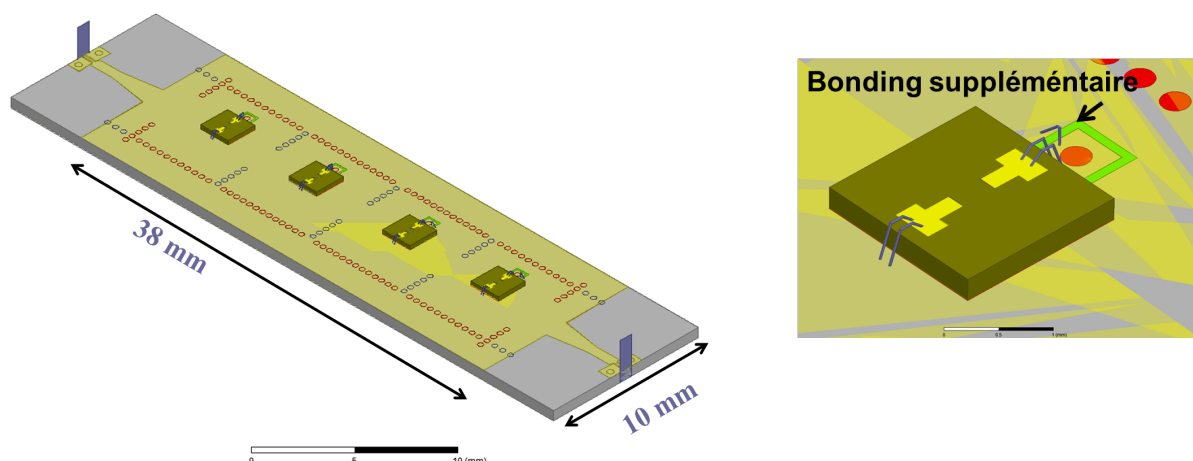


Figure III.26 : Filtre SIW d'ordre 4 avec des éléments d'accord décentrés, et introduction d'un wire-bonding pour limiter la dynamique d'accord. Accord réalisé par RF-MEMS SPST RMSW201

L'objectif était de maîtriser la dynamique d'accord pour répondre à un cahier des charges proposé par un partenaire industriel et comportant deux gabarits contigus. Nous avons alors choisi d'implémenter des dispositifs perturbateurs décentrés mais pas trop proches des bords de la cavité afin de conserver un fonctionnement correct. L'ajout d'un fil de bonding nous a permis de maîtriser (réduire) la dynamique d'accord tout en respectant une situation acceptable pour le dispositif perturbateur et permettant d'implémenter les MEMS en respectant les contraintes du procédé de report (longueur des fils de bonding notamment). Les réponses électriques simulées sont présentées aux Figures III.27 et III.28.

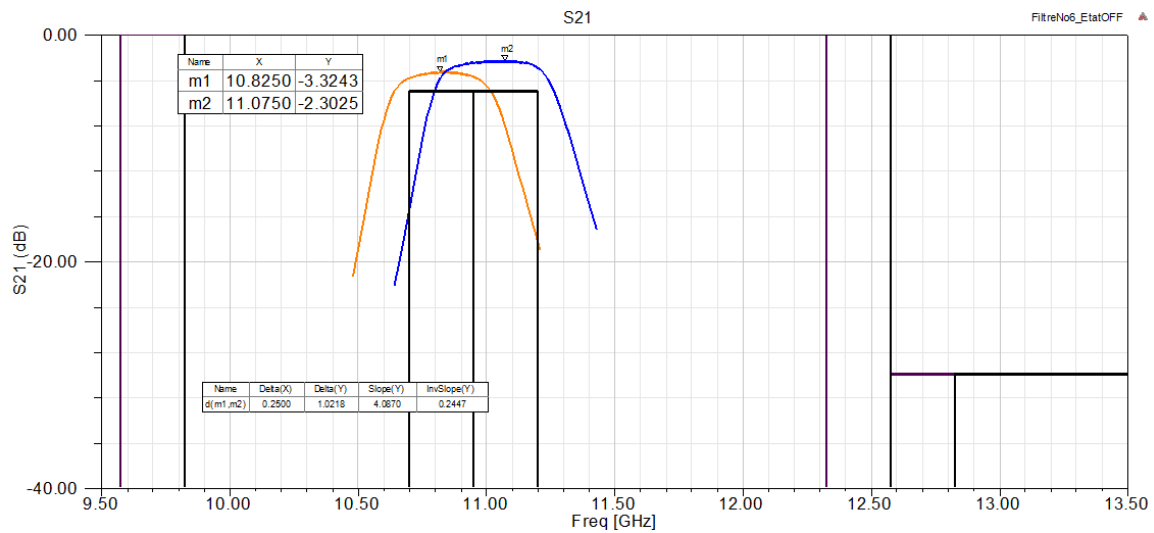


Figure III.28 : Réponse électrique simulée en transmission ainsi que le gabarit visé pour le filtre SIW d'ordre 4 avec dispositif perturbateur « à bonding »

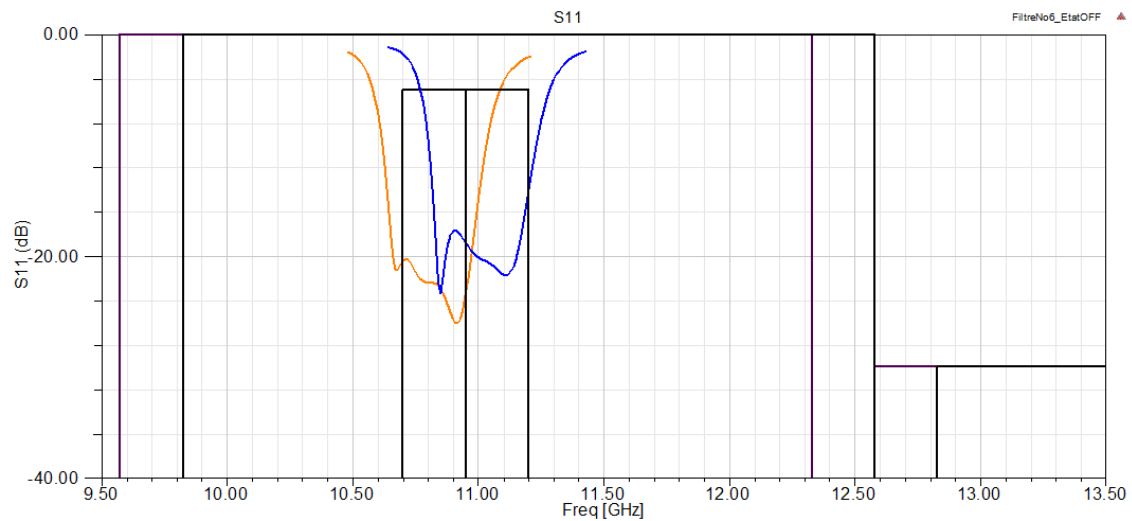
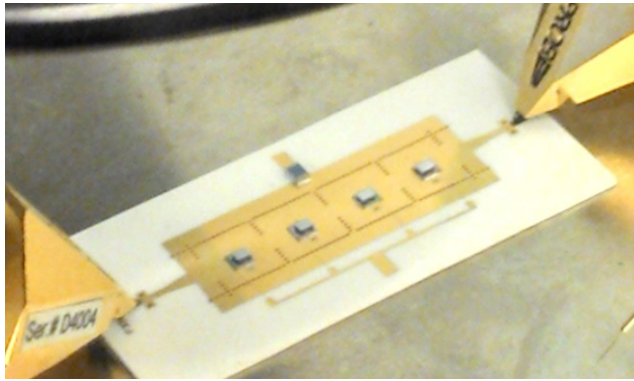


Figure III.28 : Réponse électrique simulée en réflexion ainsi que le gabarit visé pour le filtre SIW d'ordre 4 avec dispositif perturbateur « à bonding »

Ce filtre d'ordre 4 a ensuite été réalisé sur substrat céramique d'épaisseur 635 μm et de permittivité diélectrique relative 9,9, une photographie du filtre est visible à la Figure III.29 et les réponses électriques mesurées sont visibles à la Figure III.30.



Bonding additionnel permettant de réduire la plage d'accord en fréquence.

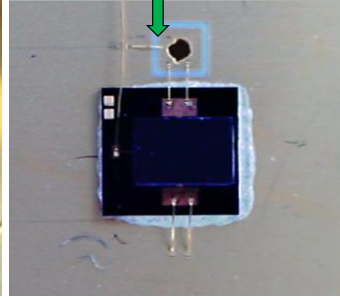
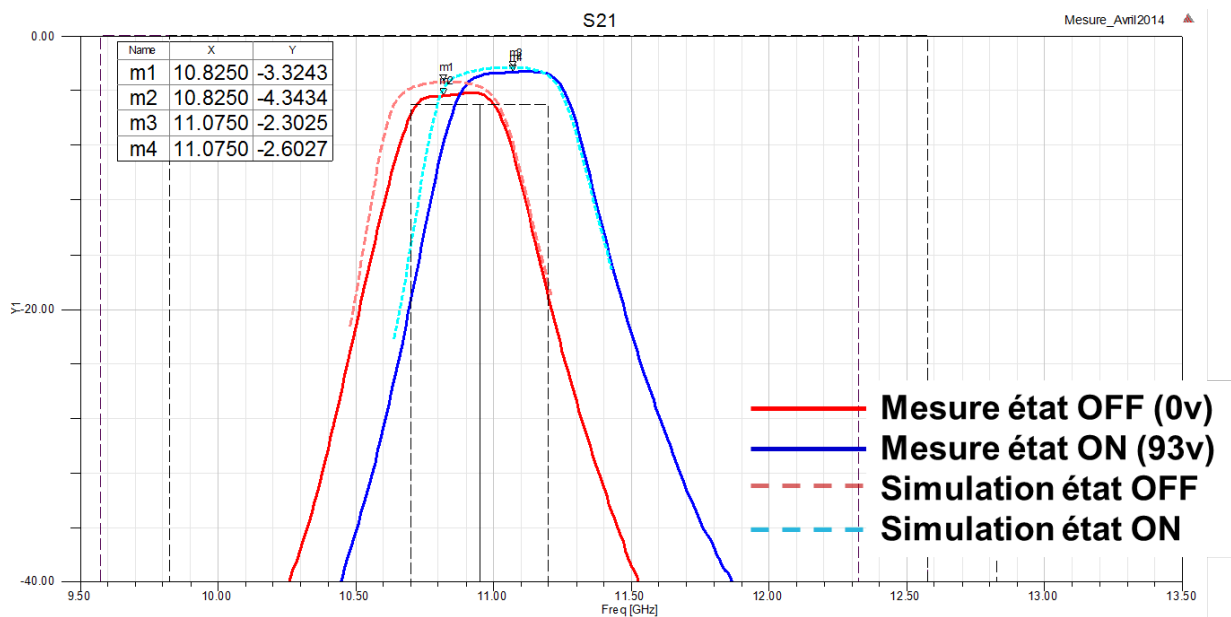
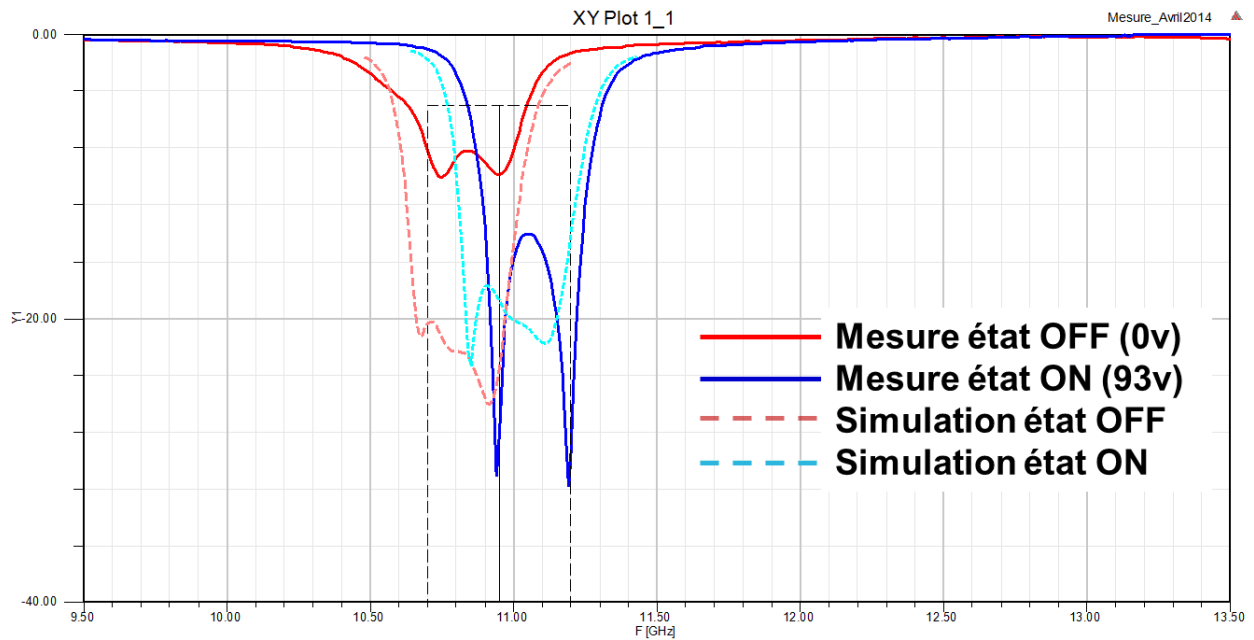


Figure III.29 : Photographies du filtre SIW d'ordre 4 avec dispositif perturbateur « à bonding » et accord par MEMS SPST RMSW201

Ces mesures font apparaître une relativement bonne concordance simulations/mesures. L'amplitude du saut en fréquence entre les deux états est respectée. Pour chaque état, nous avons des bandes passantes mesurées un peu plus étroites que prévu avec un décalage vers les hautes fréquences de la fréquence de coupure basse. Ceci explique aussi le niveau de pertes d'insertion légèrement plus élevé que prévu.



(a)



(b)

Figure III.30 : Réponses électriques mesurées du filtre SIW d'ordre 4 avec dispositif perturbateur « à bonding » et accord par MEMS SPST RMSW201, en transmission (a) et en réflexion (b)

L'analyse de ces mesures permet d'extraire un facteur de qualité compris entre 140 et 230 environ pour une dynamique d'accord de 2.3%, illustrant une nouvelle fois le nécessaire compromis entre dynamique d'accord et facteur de qualité pour les structures accordables. Il est cependant à noter que cette dernière structure a été réalisée dans le cadre de spécifications industrielles en utilisant des composants commerciaux et des procédés industriels qualifiés, il s'agit donc d'une solution présentant un fort degré de maturité technologique.

Comme il me semble essentiel de travailler à différents degrés de maturité technologique dans les activités de recherche menées afin de permettre une fertilisation croisée entre recherche fondamentale (RF), Recherche Industrielle (RI) et Développement Expérimentaux (DE), nous nous sommes également attachés à travailler sur un plan plus amont en ce qui concerne l'agilité de structures filtrantes. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à des structures SIW agiles accordées par fluides.

III.3.3 Filtres agiles en fréquence accordés par des fluides

Nous l'avons vu au cours de ce chapitre, rendre accordable une structure consiste à introduire un dispositif perturbateur et un élément d'accord qui active ou pas ce dispositif perturbateur. Les éléments d'accord introduits jusqu'à présent étaient tous discrets et commandés électriquement. Ces caractéristiques peuvent être sources de difficultés, en effet, de part leur caractère discret, les éléments d'accord ne sont intégrables dans la structure qu'au prix de très gros efforts technologiques et donc économiques et de plus la commande électrique impose un circuit de polarisation générant des contraintes fortes sur l'implémentation. Afin de s'affranchir de ces difficultés, nous avons souhaité explorer une autre alternative tout à fait originale pour la réalisation de filtres agiles : réaliser l'accord grâce à des fluides diélectriques ou conducteurs circulant dans des canaux microfluidiques. Cette solution s'affranchit des deux problématiques soulevées précédemment puisqu'il s'agit d'intégrer le dispositif perturbateur et l'élément d'accord de façon monolithique dans le circuit, aussi bien en ce qui concerne la conception que la fabrication. En revanche, le contrôle du déplacement des liquides est ici un problème complexe.

Différentes solutions technologiques permettant la réalisation de dispositifs microfluidiques existent, en se basant sur des matériaux variés (Tableau III.3).

	Micro fabrication	Procédés de structuration	Géométries	Stabilité mécanique	Stabilité en température	Résistance aux acides	Résistance aux alcalins	Résistance aux solvants organiques	Transparence optique	ϵ_r	$\tan\delta$	Coût
Silicium	Moyenne à facile	Gravure : humide et sèche	Limitée et 2D	Elevée	Elevée	Elevée	Moyenne à limitée	Elevée	Non	4-12	$2 \cdot 10^{-4}$	Moyen
Verre	Moyenne à facile	Gravure : humide et sèche	Limitée et 2D	Elevée	Elevée	Elevée	Elevée	Elevée	Oui	3,8	$2 \cdot 10^{-4}$	Moyen
PDMS	Aisée	Moulage	2D, 3D (possible)	Très faible	Faible	Elevée	Elevée	Faible	Oui	2,3-2,8	$1,2 \cdot 10^{-2}$ $1,5 \cdot 10^{-2}$	Bas
PMMA	Aisée	Moulage par injection, emboutissage à chaud, LIGA etc.	Diverses 2D et 3D	moyenne	Moyenne	Elevée	Elevée	Moyenne	Oui	2,2- 3,8	$3 \cdot 10^{-2}$ $6 \cdot 10^{-2}$	Moyen
Zéonex	Aisée	Moulage par injection	Diverses 2D et 3D (possible)	Elevée	Elevée	Moyenne	moyenne	Faible	Elevée	2-2,7	$\sim 10^{-4}$	Elevé
SU-8	Aisée	Moulage, UV-LIGA, gravure etc.	Diverses 2D et 3D	Elevée	Moyenne	Elevée	Elevée	Moyenne à élevée	Elevée	2,8-3	$\sim 10^{-2}$	Bas

Tableau III.3 : Aperçu de quelques matériaux et procédés associés utilisés pour la réalisation de structures microfluidiques

Pour ce qui concerne les travaux que nous avons menés, ils s'inscrivaient dans le cadre du projet ANR RF-IDROFIL ((MicRoFluIDic MillimetRic Sensors and Tuneable ResOnators and FILters : Capteurs, Résonateurs et Filtres Accordables Millimétriques Microfluidiques- 2012-2014) mené en collaboration avec le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS) à Toulouse. Dans ce cadre et compte tenu du savoir-faire de notre partenaire, nous avons sélectionné une résine SU-8. Celle-ci est une résine photosensible négative de type époxy de la famille des polymères thermodurcissables intervenant dans la fabrication de microsystèmes ([50]-[53]). Elle est utilisée notamment pour la structuration des MEMS, des réseaux de canalisations microfluidiques, mais aussi des microcomposants optiques.

La SU-8 a été sélectionnée car elle permet de structurer des couches épaisses avec de rapports de forme allant jusqu'à 20:1. La permittivité diélectrique relative de cette résine est de 2,9 mais ce matériau présente de fortes pertes diélectriques ($\text{tg}(\delta) = 0,02$ à $0,04$). C'est pourquoi, nous avons imaginé, en nous appuyant sur cette résine SU-8 comme matériau structurant, d'évider localement le substrat constitué de celle-ci de façon à obtenir un substrat alvéolé à la place du matériau massif. Cette solution nous permet d'obtenir un substrat alvéolé dont le volume est composé de 30 % de résine et de 70 % d'air ([54], [56]). Ainsi, des canaux de largeur $250\ \mu\text{m}$ et de hauteur $150\ \mu\text{m}$ séparés par des murs d'épaisseurs $25\ \mu\text{m}$ sont réalisés. Ces dimensions sont définies pour respecter les contraintes technologiques de réalisation (Figure III.31), et mènent à une structure dont la permittivité diélectrique relative effective est estimée à 1,32 pour une tangente de pertes évaluée à 6.10^{-3} .

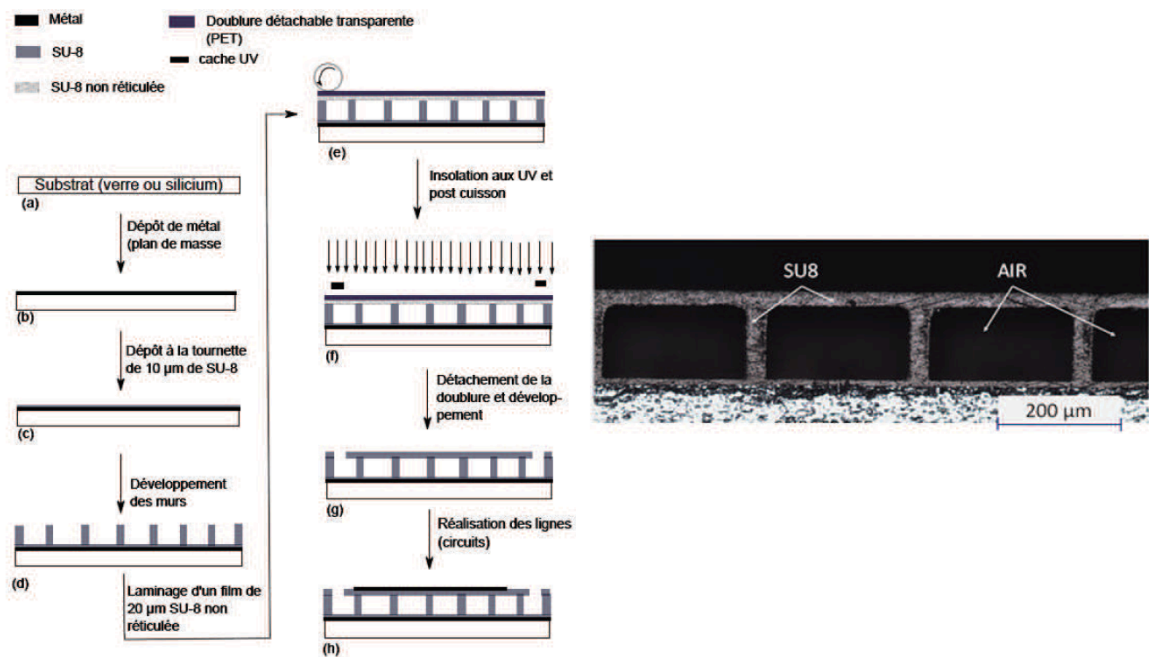


Figure III.31 : Procédé de mise en œuvre de la résine SU8 pour la réalisation de structures non massives autoporteuses - technique de capotage

Pour ce qui concerne les fluides, l'objectif était de s'intéresser non seulement à des fluides diélectriques mais aussi conducteurs. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre (température, pression de fonctionnement des circuits), nous nous sommes limités à l'utilisation de liquides.

En effet, pour les diélectriques, l'utilisation de liquides permet d'optimiser le contraste diélectrique entre l'air et le matériau circulant. Pour les conducteurs, seuls les gaz ionisés sont susceptibles de présenter une conductivité non nulle, et devant la difficulté de mise en œuvre de ces derniers, nous nous sommes cantonnés aux liquides.

III.3.3.1 Liquides utilisés pour l'accordabilité

III.3.3.1.a-Liquides conducteurs

Le mercure et le galinstan sont les deux seuls conducteurs à être liquides à température ambiante (température de fusion du galinstan $-19\text{ }^{\circ}\text{C}$). L'utilisation de mercure est strictement proscrite pour des raisons de toxicité. Nous nous sommes donc tourné vers le galinstan.

Le galinstan est un mélange eutectique de gallium, d'indium et d'étain, présentant une conductivité $\sigma = 3,46.10^6$ S/m. Il est considéré comme non polluant.

En revanche, son oxydation instantanée lorsqu'il est placé au contact de l'air est un problème majeur. Cette couche d'oxydation, de l'ordre de 20 Å d'épaisseur, forme instantanément une peau autour du liquide placé dans une atmosphère non neutre et rend très compliquée sa manipulation et son utilisation dans les microsystèmes. Par ailleurs, la mise en contact de cet alliage avec les métallisations réalisées via le procédé technologique sélectionné conduit à des effets de corrosion attaquant ces métallisations. Aussi, dans le cadre du projet RF-IDROFIL, bien que nous ayons tenté une mise en œuvre du galinstan, nous n'avons pas obtenu de résultats satisfaisants, ce qui a été largement pénalisant dans la mesure où l'utilisation d'un tel liquide conducteur nous aurait ouvert un nombre important de possibilités en termes de conception, comme en témoignent les nombreuses topologies (de filtres, mais aussi de commutateurs) que nous avons imaginées et simulées sans pouvoir les concrétiser ni les mesurer.

III.3.3.1.b Liquides diélectriques

L'utilisation de liquides diélectriques dans la réalisation de dispositifs hyperfréquences agiles vise à obtenir une reconfigurabilité selon que les canaux sont remplis ou pas par ledit liquide. Ainsi, afin d'obtenir une dynamique d'accord importante, il est nécessaire de faire appel à des liquides présentant une forte permittivité diélectrique de façon à obtenir un fort contraste diélectrique entre les différents états.

Les liquides diélectriques sont classés en deux familles, les liquides diélectriques non polaires et les liquides diélectriques polaires (parmi lesquels on peut citer les solutions aqueuses, les alcools organiques...).

Les liquides diélectriques non polaires sont intéressants de part leur faibles pertes diélectriques mais présentent malheureusement souvent de faibles constantes diélectriques (permittivité diélectrique relative inférieure à 5), c'est la raison pour laquelle nous les avons écartés de notre étude.

Les liquides diélectriques polaires présentent des constantes diélectriques relatives plus élevées (typiquement supérieures à 40) mais souffrent bien souvent d'une tangente de pertes élevée.

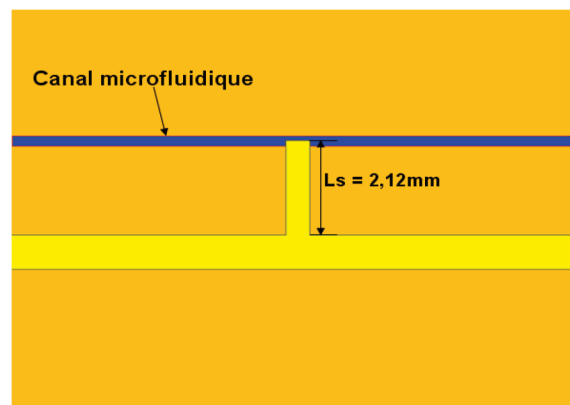
Dans un souci de simplicité, nous avons utilisé de l'eau désionisée dont la permittivité diélectrique relative se situe autour de 80.

En nous appuyant sur le savoir-faire développé au LAAS pour ce qui concerne la réalisation de circuits microfluidiques en utilisant une technologie de type résine SU-8 et en considérant les différents liquides énumérés, nous avons cherché à développer des dispositifs accordables. Dans un premier temps nous détaillerons des dispositifs planaires élémentaires développés puis nous présenterons les travaux portant sur les structures SIW.

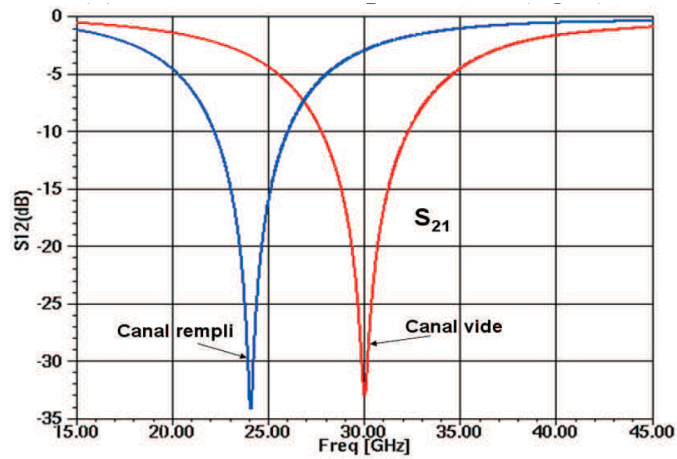
III.3.3.2 Dispositifs planaires accordables par voie microfluidique

III.3.3.2-a Stub accordable par voie microfluidique

Les premières structures planaires que nous avons développées sont naturellement des stubs, fonctionnant autour de 30 GHz. Différentes configurations pour les stubs et le positionnement des canaux ont été étudiées, l'une des structures optimales en terme de dynamique de décalage fréquentiel est présentée à la Figure III.32, il s'agit d'un stub quart d'onde à circuit ouvert avec un canal microfluidique passant sous le bout du stub. Ce premier démonstrateur est un circuit coupe-bande et l'objectif est ici de démontrer la faisabilité de l'accord par voie microfluidique. Ce canal microfluidique est ensuite rempli par un diélectrique de permittivité diélectrique relative 81 représentant le passage d'eau désionisée.



(a)



(b)

Figure III.32 : Masque du stub quart d'onde à circuit ouvert avec canal microfluidique passant au bout du stub (a). Réponses simulées obtenues avec un canal vide ou un canal rempli d'eau désionisée (b)

Le circuit correspondant a ensuite été réalisé sur un wafer réunissant différents circuits (dont un kit TRL) puis mesuré (Figures III.33 et III.34).

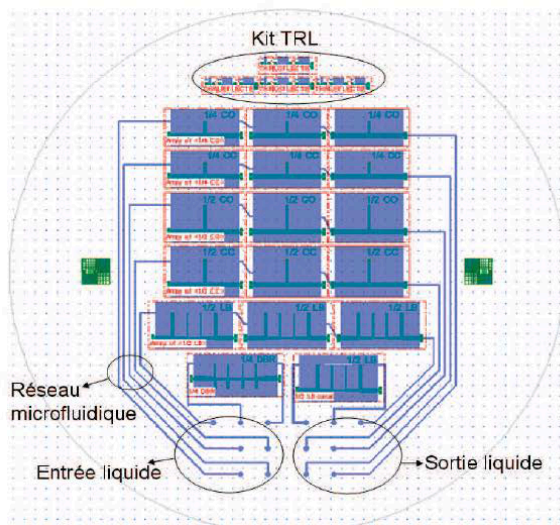


Figure III.33 : Masque et photographie du wafer réalisé

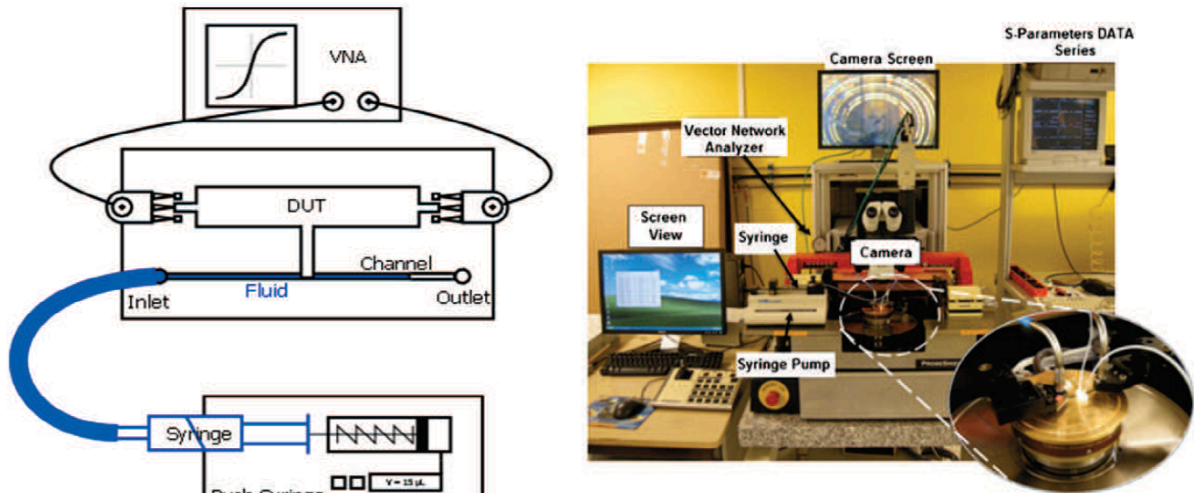


Figure III.34 : Station de mesure

Le circuit a dans un premier temps été mesuré avec le canal microfluidique vide (Figure III.35). Cette mesure fait apparaître un décalage fréquentiel par rapport à la simulation d'environ 5 GHz. Ce décalage est dû à une mauvaise évaluation de la permittivité effective de la structure alvéolée. Deux effets sont suspectés, une variation de la permittivité diélectrique relative de la SU-8 et/ou une variation de la permittivité diélectrique relative du mélange gazeux contenu dans les alvéoles. Concernant le premier point, la mise en œuvre de la SU-8 fait appel à un procédé à plusieurs étapes de réalisation et il est possible que les caractéristiques du matériau (permittivité réelle ou imaginaire) obtenues diffèrent d'un procédé à l'autre, notamment en fonction du taux de réticulation.

En ce qui concerne la seconde cause possible, il est envisageable que lors du capotage de la structure des gaz restent emprisonnés dans les alvéoles, impactant ainsi la permittivité diélectrique relative équivalente de la structure. La différence entre simulation et mesure en ce qui concerne le niveau de pertes pourrait également être imputable à cet emprisonnement de gaz dans la structure alvéolaire, les solvants emprisonnés ayant, à priori, des tangentes de pertes non négligeables.

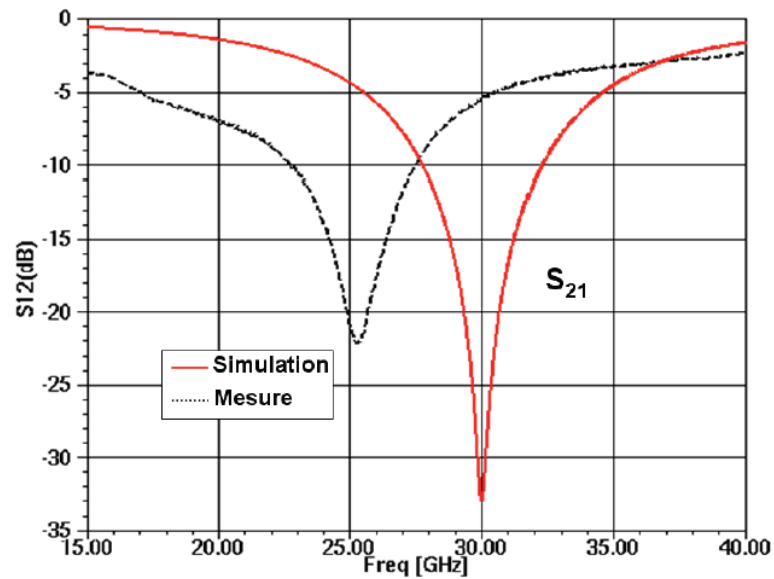


Figure III.35 : Simulation et mesure du stub quart d'onde circuit ouvert.

Des rétrosimulations (Figure III.36) ont été effectuées afin d'évaluer la valeur de la permittivité diélectrique relative effective, à titre d'information, si toute l'erreur était imputée à la valeur de permittivité diélectrique relative de la SU-8, sa permittivité corrigée serait de 4,6 au lieu de 2,9, mais nous n'avons pas, à posteriori, réussi à distinguer la contribution exacte de chacun des deux effets menant à la permittivité diélectrique relative mesurée.

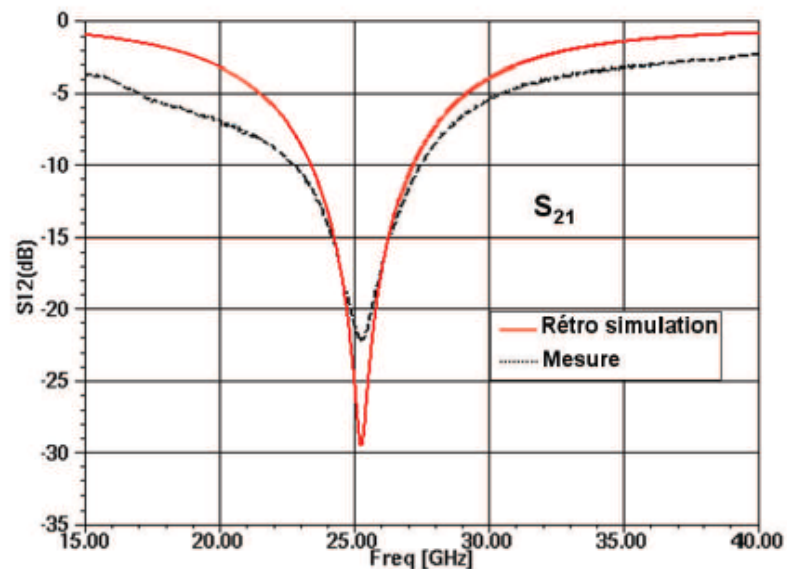


Figure III.36 : Rétrosimulation et mesure du stub quart d'onde circuit ouvert (SU-8 à 4,6 de permittivité diélectrique relative)

Le canal microfluidique a ensuite été rempli avec de l'eau désionisée puis le circuit a été remesuré (Figure III.37).

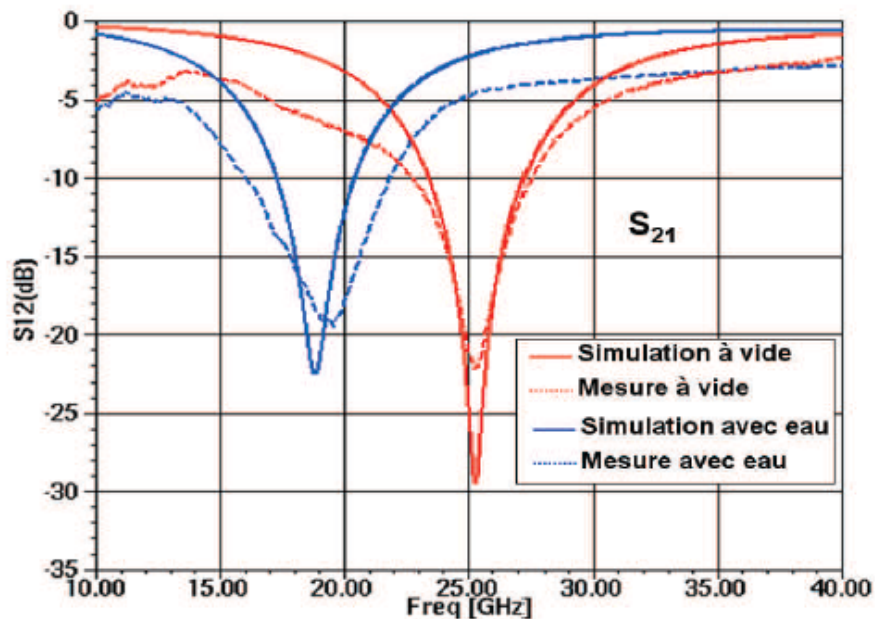


Figure III.37 : Mesure et simulations du stub quart d'onde circuit ouvert (SU-8 à 4,6 de permittivité diélectrique relative) avec et sans eau désionisée circulant dans le canal

Ces mesures avec de l'eau désionisée présentent un bon accord avec les simulations (permittivité diélectrique relative de la SU-8 corrigée à 4,6), et démontrent la réalisabilité d'un accord relatif de plus de 20%. Le concept paraît donc intéressant et nous avons donc souhaité l'appliquer à la réalisation d'un filtre planaire.

III.3.3.2-b Filtre à stubs accordable par voie microfluidique

En nous basant sur les travaux présentés ci-avant, nous avons cherché à réaliser un filtre planaire à stubs demi-onde en circuit ouvert. L'idée était ici de réaliser un filtre passe-bande de façon à évaluer les performances atteignables avec une telle technique d'accordabilité.

Un filtre d'ordre 4 à stub demi-onde en circuit ouvert avec le canal microfluidique passant sous l'extrémité des stubs a donc été conçu. Initialement, ce dispositif a été conçu pour fonctionner à une fréquence centrale de 30 GHz et avec une bande passante relative de 50%. Le masque du filtre ainsi que ses réponses électriques

simulées (permittivité diélectrique relative de la SU-8 corrigée à 4,6) avec un canal vide ou rempli d'eau sont présentés à la Figure III.38. La dynamique d'accord visée est de 5%.

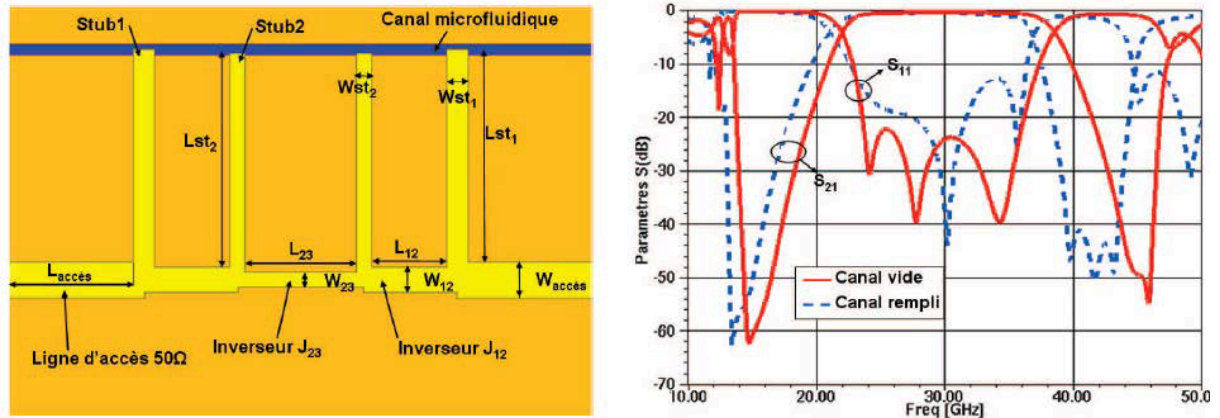


Figure III.38 : Masque et simulation du filtre d'ordre 4 à stubs demi-onde en circuit ouvert

Ce filtre a été réalisé lors du même run que le circuit précédent et une photographie du circuit est visible à la Figure III.39, les mesures sont présentées à la Figure III.40.

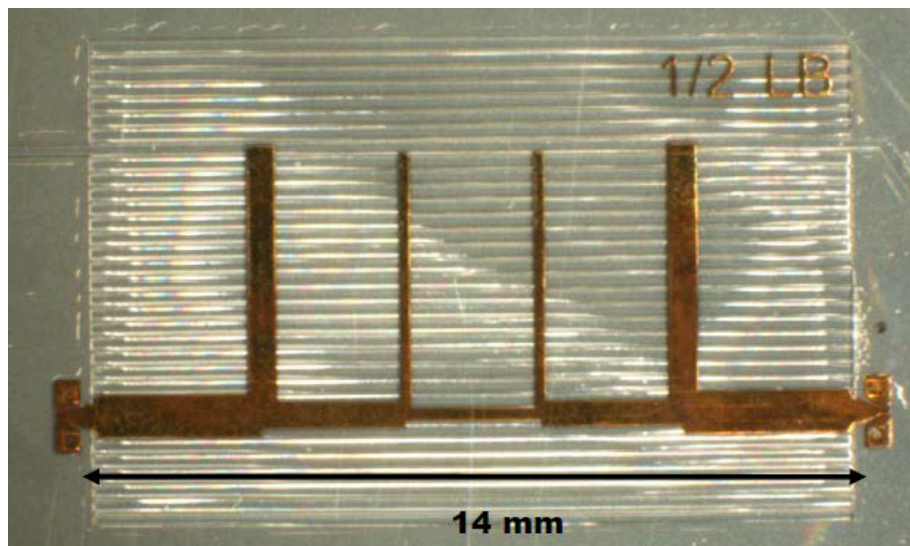


Figure III.39 : Photographie du filtre d'ordre 4 à stubs demi-onde en circuit ouvert

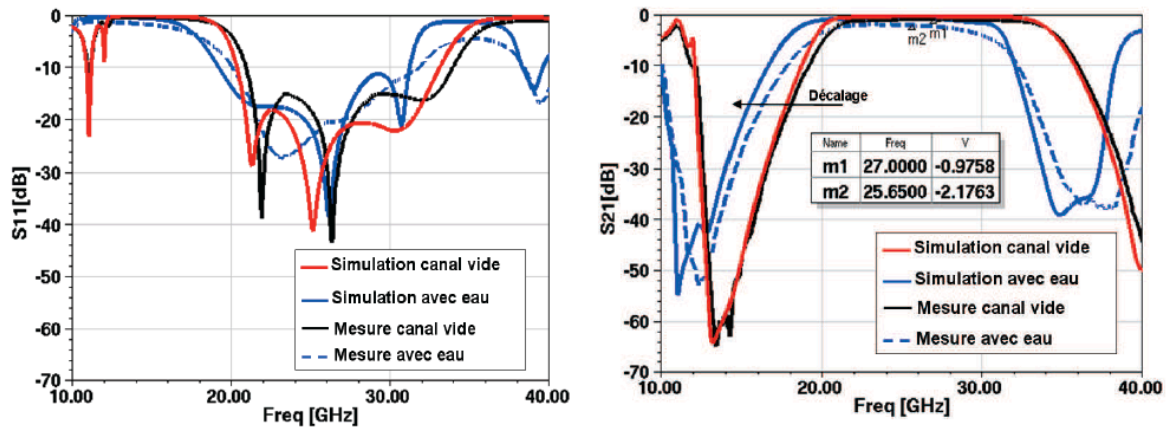


Figure III.40 : Simulations et mesures du filtre d'ordre 4 à stubs demi-onde en circuit ouvert

La fréquence centrale mesurée est décalée à environ 27 GHz. Une bonne concordance est observée entre les simulations et les mesures. Nous obtenons un décalage en fréquence de l'ordre de 3 GHz, soit une dynamique d'accord de 10 % environ. Les pertes d'insertion mesurées sont de l'ordre de 0,97 dB lorsque le canal est vide contre 2,17 dB lorsque le canal est plein. La bande passante "canal rempli" est un peu plus étroite que lorsque le canal est vide, notamment en raison de la géométrie du canal microfluidique qui ne passe pas précisément de la même façon sous toutes les extrémités des stubs. Les facteurs de qualité extraits de ces mesures se situent entre 15 et 35 pour une dynamique d'accord de l'ordre de 10%.

Ces performances mesurées sur des circuits destinés à prouver la faisabilité ne sont vraisemblablement pas suffisantes pour concurrencer les techniques beaucoup plus matures mais ces résultats permettent d'esquisser de nouvelles alternatives aux techniques d'accordabilité commandées électriquement.

De plus, cette technique d'accord basée sur l'emploi de canaux microfluidiques pour réaliser l'agilité semble particulièrement pertinente pour réaliser l'accord de structures exploitant des modes volumiques, nous avons donc tenter de la marier avec des structures de type SIW.

III.3.3.2-c Filtre SIW accordable par voie microfluidique

Nous avons aussi développé des concepts de filtres SIW accordables (Figure III.41) en fréquence centrale, et/ou en bande passante, basées sur l'utilisation de liquides conducteurs pour réaliser l'accord. De nombreuses solutions ont été évaluées en

simulation [57]. Cependant, pour les raisons évoquées précédemment au sujet du galinstan (oxydation instantanée du galinstan à l'air ambiant, corrosion du métal déposé sur nos circuits au contact du galinstan), aucune réalisation mettant en jeu ce liquide n'a pu être effectuée.

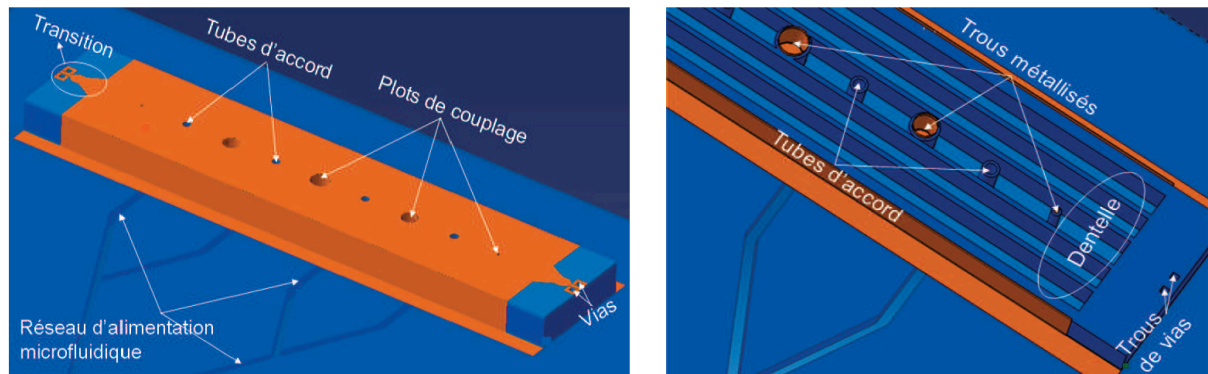


Figure III.41 : Schéma d'un filtre d'ordre 4 (a) et vue du filtre sans capot (b)

Parmi l'ensemble des dispositifs développés, j'ai choisi de présenter la conception d'un filtre SIW à posts d'ordre 4 accordable en fréquence centrale et permettant un accord continu obtenu par remplissage de tubes d'accord par un liquide conducteur de type galinstan. Le filtre nominal fonctionne à 30 GHz en considérant les tubes vides. Le décalage de la fréquence centrale sera calculé par rapport à cet état. Bien que l'accord microfluidique soit continu, nous avons décidé de ne regarder que trois états. Ceux-ci correspondent respectivement aux niveaux de remplissage de Galinstan dans des tubes de 50, 75 et 85% par rapport à la hauteur totale du substrat. Les Figures III.42 et III.43 présentent les performances électriques simulées en fonction du niveau de Galinstan dans les tubes.

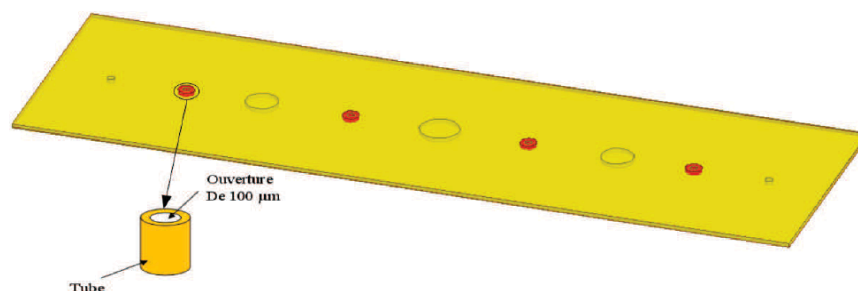


Figure III.42 : Schéma d'un filtre SIW d'ordre 4 accordable en fréquence centrale par voie microfluidique (liquide conducteur)

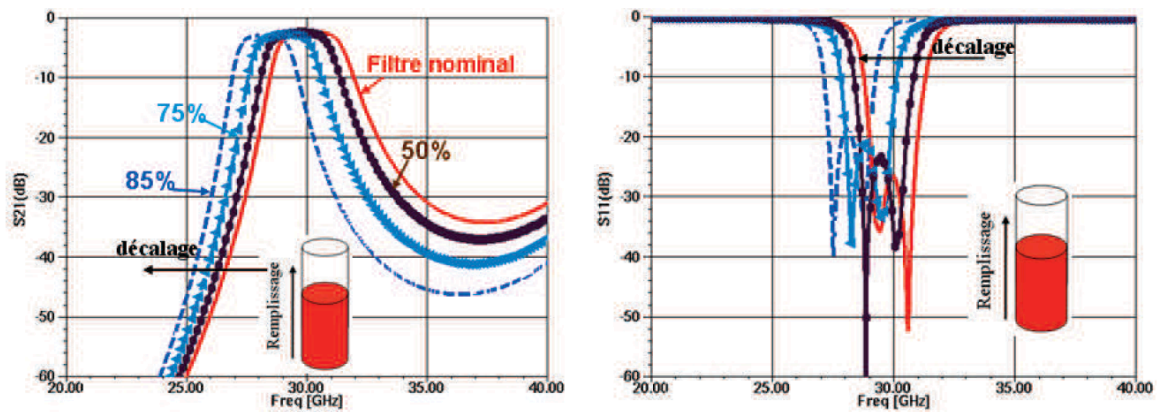


Figure III.43 : Réponse électrique du filtre SIW d'ordre 4 accordable en fréquence centrale par voie microfluidique (liquide conducteur)

Nous commençons par un remplissage à 50% de Galinstan. Un décalage fréquentiel relatif d'environ 1,2% est observé. En remplissant ensuite à 75% de la hauteur totale, la fréquence centrale du filtre passe à 29 GHz soit une dynamique d'accord de 3,33%. Enfin, pour 85% de remplissage, on obtient une dynamique d'accord de l'ordre de 6%. Le filtre présente une faible variation du niveau des pertes d'insertion qui passent de 2,56 dB pour le filtre nominal à 3,01dB pour le dernier état avec une adaptation correcte sur toute la plage d'accord. Ces performances, si elles avaient été confirmées en mesure proposeraient un compromis d'un facteur de qualité situé autour de 70/80 pour une dynamique d'accord de 6%. Il est à noter que les pertes liées au matériau sont ici prises en compte et impactent notablement ces performances.

Il est à noter enfin que lorsque les tubes sont remplis à 90 ou 95%, l'important décalage de la fréquence centrale s'accompagne d'une désadaptation, elle aussi importante.

III.3.3.4 Conclusion

L'utilisation de la microfluidique associée aux hyperfréquences à des fins d'agilité est un domaine récent où presque tout reste à faire. Au cours du projet ANR RF-Idrofil, nous avons montré le potentiel de ces technologies pour l'accordabilité en fréquence de filtres microondes en bande millimétrique. L'utilisation de liquides conducteurs ou diélectriques circulant dans un réseau de canaux, situés autour de résonateurs hyperfréquences, constitue la véritable originalité du projet. Ce type de commande

présente un certain nombre d'avantages, parmi lesquels on peut citer : la maîtrise du facteur de bruit ou l'activation enterrée de résonateurs volumiques...

Nous avons proposé plusieurs concepts permettant de mettre en œuvre un accord en fréquence sur des filtres planaires et semi-volumiques. Des procédés de réalisation complexe ont été mis au point par le LAAS. Plusieurs prototypes ont été réalisés et testés avec succès. D'autres concepts et dispositifs non réalisés ont montré, en simulation, un potentiel certain.

Néanmoins il reste encore de nombreux verrous essentiellement technologiques à faire sauter, que ce soit au niveau de la technologie mise en œuvre ou du choix des liquides. Sur le volet technologique, le choix de la résine SU-8 est discutable. D'autres substrats ou matériaux pourraient être utilisés, on pourrait ainsi imaginer d'utiliser des polymères spécifiques du type COP ou bien encore des céramiques et faire appel à des technologies de type LTCC. En ce qui concerne les liquides d'activation, rien n'est réglé, notamment, mais pas exclusivement pour les liquides conducteurs. Sur cet aspect là, il reste un gros travail à effectuer, qu'il s'agisse du choix de ces liquides, de leur manipulation ou de leur commande. Enfin, le temps de réponse d'une telle solution est à priori important, en comparaison de ceux observé non seulement pour les diodes mais aussi pour les MEMS.

III.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, la mobilité fréquentielle d'une fonction de filtrage réalisée par un seul circuit a été étudiée en l'abordant sous deux aspects différents ayant des objectifs bien distincts. Dans un premier temps, il s'agissait d'obtenir de faibles excursions fréquentielles visant à corriger les écarts dus à des incertitudes ou erreurs de réalisation, puis dans un second temps, il s'agissait d'obtenir des excursions fréquentielles plus importantes et réversibles.

Ces finalités différentes, basées sur des éléments communs (dispositif perturbateur, élément d'accord...), ont fait apparaître des objectifs similaires : capacité à anticiper et maîtriser l'accord fréquentiel, capacité à intégrer les éléments d'accordabilité dans les structures avec un moindre impact, maintien de bonnes propriétés électriques (adaptation et facteur de qualité notamment). Cependant, ces finalités diffèrent sur un certain nombre de points.

Pour ce qui concerne le post-réglage, la maîtrise des pas de réglage, la simplicité et la reproductibilité de la mise en œuvre lors de la conception mais aussi lors du réglage (par l'opérateur ou par une machine) seront les clefs de la réussite permettant une utilisation industrielle de ces concepts. Il est toutefois intéressant de noter qu'en prévision d'un déploiement industriel des structures SIW, l'argument de bonnes performances électriques proposé par cette technique ne peut pas être séduisant s'il n'est pas accompagné de dispositif de réglage post-réalisation efficace ou de technologies de réalisation garantissant des tolérances de fabrication nulles. En somme, sans une maîtrise de la réalisation parfaite ou une maîtrise des compensations efficaces des dispersions de celle-ci, de bonnes performances électriques sont inutiles.

Pour ce qui concerne l'aspect agilité, le compromis performances électriques/dynamique d'accord est le paradigme qui a guidé ces travaux car il s'agit là d'une problématique centrale inhérente à la réalisation de l'agilité des structures hyperfréquences en général et SIW en particulier. Nous avons ainsi pu démontrer qu'il est possible de se situer à différents niveaux de ce compromis en travaillant sur le dispositif perturbateur ou en travaillant sur l'intégration de nouveaux éléments d'accord ou bien encore en travaillant sur ces deux aspects à la fois. Néanmoins, outre le compromis performances électriques/dynamique d'accord, les différents concepts et

circuits présentés auraient également pu être présentés sous d'autres aspects, tels que le type d'accord accessible (continu/discret), la rapidité de commutation, leurs limitations en fréquence ou en puissance, ou bien encore leur linéarité.

Ainsi, l'usage de diodes varactor permet d'avoir un accord continu, cependant ces composants souffrent de limitations en fréquence et en puissance. Les temps de commutation dépendent étroitement de l'élément sélectionné, une grande variété de composants existant sur le marché. Enfin, pour ce qui concerne la linéarité, comme tout élément actif réalisé sur semi-conducteur, les diodes sont intrinsèquement non-linéaires, ce qui peut être pénalisant pour le filtre puisque ces non-linéarités impactent fortement le facteur de bruit.

De ce point de vue, les MEMS, de part leur caractère électromécanique, sont parfaitement linéaires bien que limités en puissance, ils sont à priori faiblement impactés en fréquence lorsqu'il s'agit de MEMS « à contact ». En revanche, ils sont pénalisés par une faible fiabilité en terme de nombre de cycles de commutation, en raison de la fatigue mécanique générée. Leurs temps de commutation sont moyens.

Enfin, la conception, la réalisation et les mesures des circuits présentés et accordables par voie microfluidique démontrent la pertinence de cette approche pour des structures planaires. Néanmoins, et sans doute parce qu'il s'agit de travaux amont, avec des procédés technologiques de laboratoire, les performances présentées ici sont à l'heure actuelle insuffisantes pour concurrencer les techniques usuelles d'accord des circuits planaires. Les performances de ces circuits sous les autres angles sont encore à l'heure actuelle des suppositions, aucune mesure n'ayant été effectuée. On peut ainsi supposer que le temps de commutation sera très long, mais par contre cette technique d'accord devrait présenter une bonne linéarité et les limites en fréquence ou en puissance devraient être directement liées aux matériaux mis en œuvre (liquides ou substrat).

Enfin, pour conclure ce chapitre, il me semble nécessaire de souligner que ces travaux, et notamment ceux sur l'accordabilité se situent à différents niveaux de maturité et les financements ayant permis de mener ces études sont révélateurs de cette variété (Thèse CIFRE, projet DGA RAPID, Projet ANR...).

Bibliographie du troisième chapitre

- [1] J.C. Bohorquez Reyes, "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, 2007.
- [2] J. C. Bohorquez et al., "Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter," in Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 2006, pp. 947-950.
- [3] A.E. Atia & A.E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.20, No.4, pp. 258 – 265, April 1972.
- [4] W.D. Yan & R.R. Mansour, "Micromachined millimeter-wave ridge waveguide filter with embedded mems tuning elements", Microwave Symposium Digest 2006. IEEE MTT-S International, pp. 1290 –1293, June 2006.
- [5] S. Courrèges, C. Thibon, F.A. Houndonougbo, A. Crunteanu, V. Madrangeas, and M. Maignan, "Tuning of superconducting filters with laser ablation technique". IEEE Transaction on Applied Superconductivity, 19(5) :3715–3721, October 2009.
- [6] L. Young-Taek, L. Jaechun and N. Sangwook, "Design of High-Q Tunable SIW Resonator and Its Application to Low Phase Noise VCO," Microw. Theory Tech., Vol. 52, no.11, pp.2621, 2626, Nov.2004.
- [7] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, R. Sorrentino, "Recent Advances in Compact and Tunable Waveguide Filters", International Workshop on Microwave Filters" Octobre 2012 Toulouse.
- [8] F. Mahé et al., "Electronically Switchable Dual-Band Microstrip Interdigital Bandpass Filter For Multistandard Communication Applications," presented at the Microwave Conference, 2000. 30th European, 2007.
- [9] C. Lugo and J. Papapolymerou, "Six-state reconfigurable filter structure for antenna based systems," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 2, pp. 479- 483, Feb. 2006.
- [10] E. Pistono et al., "Hybrid Tunable Microwave Devices Based On Schottky-diode Varactors," Proceedings of the European Microwave Association, Special issue on front-end solutions for cellular communication terminals, vol. 1, pp. 109–116, 2005.
- [11] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold, "Ultra compact, low loss, varactor tuned phase shifter MMIC atC-band," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 3, pp. 104-105, Mar. 2001.
- [12] A. L. Perrier, P. Ferrari, J. M. Duchamp, and D. Vincent, "A varactor tunable complex impedance transformer," presented at the Microwave Conference, 2004. 34th European, 2005, vol. 1, p. 301.

- [13] P. M. Haskins, P. S. Hall, and J. S. Dahele, "Active patch antenna element with diode tuning," *Electronics Letters*, vol. 27, no. 20, pp. 1846-1848, Sep. 1991.
- [14] J. Uher and W. J. R. Hoefer, "Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 4, pp. 643-653, Apr. 1991.
- [15] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, "Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 9, pp. 1354-1360, Sep. 1982.
- [16] A. R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 7, pp. 1157-1160, Jul. 2000.
- [17] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J. I. Alonso, "A simple method to design wide-band electronically tunable comblinefilters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1, pp. 172-177, Jan. 2002.
- [18] S. Barker and G. M. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-bandswitches," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 11, pp. 1881-1890, Nov. 1998.
- [19] J. S. Hayden and G. M. Rebeiz, "2-bit MEMS distributed X-band phase shifters," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 12, pp. 540-542, Dec. 2000.
- [20] K. Hong-Teuk, J. Sanghwa, K. Kyungteh, P. Jea-Hyoung, K. Yong-Kweon, and K. Youngwoo, "Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at theKa-band," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 12, pp. 2394-2400, Dec. 2001.
- [21] A. Ocera, R. V. Gatti, P. Mezzanotter, P. Farinelli, and r. Sorrentino, "A MEMS programmable power divider/combiner for reconfigurable antenna systems," presented at the Microwave Conference, 2005 European, 2006, vol. 1, p. 4.
- [22] E. Fourn et al., "MEMS switchable interdigital coplanar filter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 320- 324, Jan. 2003.
- [23] A. Pothier et al., "Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 354- 360, Jan. 2005.
- [24] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters," presented at the Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, 2001, vol. 1, p. 341.
- [25] "Comments on the Design and Manufacture of Dual-Mode Reciprocal Latching Ferrite Phase Shifters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 6, pp. 593- 601, Jun. 1974.

- [26] N. Dinh, "Electrically tunable low-pass filter using permalloy films near resonance," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 3, pp. 393- 396, Sep. 1967.
- [27] D. E. Oates and G. F. Dionne, "Magnetically tunable superconducting resonators and filters," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 4170-4175, Jun. 1999.
- [28] R. W. DeGrasse, "Low-Loss Gyromagnetic Coupling through Single Crystal Garnets," *Journal of Applied Physics*, vol. 30, no. 4, p. S155-S156, Apr. 1959.
- [29] M. Tsutsumi and T. Fukusako, "Magnetically tunable superconducting microstrip resonators using yttrium iron garnet single crystals," presented at the Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International, 1997, vol. 3, p. 1941.
- [30] J. F. Berniguad et al., "Liquid Crystal Tunable Filter Based On DBR Topology," presented at the Microwave Conference, 2006. 36th European, 2007, p. 368.
- [31] D. Dolfi, M. Labeyrie, P. Joffre, and J. P. Huignard, "Liquid crystal microwave phase shifter," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 10, pp. 926-928, May 1993.
- [32] N. Martin et al., "Electrically Microwave Tunable Components Using Liquid Crystals," presented at the Microwave Conference, 2002. 32nd European, 2002.
- [33] V. Le Houé, "Application des cristaux liquides et des ferrites pour la réalisation de dispositifs agiles en fréquence = Application of liquid crystals and ferrites for agile frequency devices realization," Thèse de doctorat en Electronique, université de Bretagne Occidentale, Brest, 1999.
- [34] T. Kuki and H. Fujikake, "Microwave variable delay line using dual-frequency switching-mode liquid crystal," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 11, pp. 2604- 2609, Nov. 2002.
- [35] V. Laur, "Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs," Thèse de doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2007.
- [36] A. Tombak et al., "Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 462- 467, Feb. 2003.
- [37] W. Hu, D. Zhang, M. J. Lancaster, T. W. Button, and B. Su, "Investigation of Ferroelectric Thick-Film Varactors for Microwave Phase Shifters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 2, pp. 418-424, Feb. 2007.
- [38] S. W. Kirchoefer, J. M. Pond, H. S. Newman, K. Won-jeong, and J. S. Horwitz, "Ferroelectric-ferrite tunable phase shifters," presented at the Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International, 2000, vol. 3, p. 1359.
- [39] O. Tageman et al., "Demonstration of 124 deg/dB phase tuning at 30 GHz for a bulk ferroelectric beam steering device," in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005.

- [40] L.-Y. Vicki Chen, R. Forse, D. Chase, and R. A. York, "Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors," presented at the Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, 2004, vol. 1, p. 261.
- [41] J. Nath et al., "An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 9, pp. 2707- 2712, Sep. 2005.
- [42] S. L. Swartz, "Topics in electronic ceramics," *Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 5, pp. 935-987, Oct. 1990.
- [43] Y. Tae-Yeoul and C. Kai, "Piezoelectric-transducer-controlled tunable microwave circuits," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 1303-1310, May 2002.
- [44] H. Lung-Hwa and C. Kai, "Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 520- 525, Feb. 2003.
- [45] J.-D. Arnould, A. Vilcot, and G. Meunier, "Toward a simulation of an optically controlled microwave microstripline at 10 GHz," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 681-684, Mar. 2002.
- [46] P. Cheung, D. P. Neikirk, and T. Itoh, "Optically controlled coplanar waveguide phase shifters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 586-595, May 1990.
- [47] J. Haidar, M. Bouthinon, and A. vilcot, "A new optoelectronic technique for microwave passive structures tuning," presented at the Microwave Symposium Digest, 1996., *IEEE MTT-S International*, 2002, vol. 3, p. 1437.
- [48] B.H. Ahmad and I.C. Hunter, "Design and fabrication of a substrate integrated waveguide bandstop filter," *Eur. Microw. Conf.* pp. 40-42, Oct. 2008.
- [49] G.M. Rebeiz, Jeremy B Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits" *IEEE Microwave Magazine*, vol.2, issue 4, dec 2001.
- [50] I. El Gmati, P. Calmon, R. Fulcrand, P. Pons, A. Boukabache, H. Boussetta, M. A. Kallala, et K. Besbes, « Variable RF MEMS fluidic inductor incorporating lamination process », *IET Micro Nano Lett.*, vol. 5, no 6, p. 370-373, déc. 2010.
- [51] C.-H. Chen et D. Peroulis, « A Ka-band waveguide water-based absorptive switch with an integrated micropump », in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, p. 185-188, 2008.

[52] P. Abgrall, S. Charlot, R. Fulcrand, L. Paul, A. Boukabache, et A.-M. Gué, « Low-stress fabrication of 3D polymer free standing structures using lamination of photosensitive films », *Microsyst. Technol.*, vol. 14, no 8, p. 1205-1214, mai 2008.

[53] A. Ghannam, C. Viallon, D. Bourrier, et T. Parra, « Dielectric microwave characterization of the SU-8 thick resin used in an above IC process », in *European Microwave Conference*, 2009. EuMC 2009.

[54] S. Pinon, D. L. Diedhiou, A. Boukabache, V. Conedera, D. Bourrier, A.-M. Gue, G. Prigent, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, et J.-F. Favennec, « Fabrication and characterization of a fully integrated biosensor associating microfluidic device and RF circuit », in *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012 IEEE MTT-S International, 2012.

[55] S. Pinon, D. L. Diedhiou, A.-M. Gué, N. Fabre, G. Prigent, V. Conédéra, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J.-F. Favennec, et A. Boukabache, « Development of a microsystem based on a microfluidic network to tune and reconfigure RF circuits », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 22, no 7, juill. 2012.

[56] S. Pinon, « Étude de la reconfigurabilité de circuits RF par des réseaux fluidiques : conception et fabrication de microsystèmes intégrés sur substrat souple », *Université Toulouse 3 Paul Sabatier, LAAS – CNRS*, 2012.

[57] D. L. Diedhiou, « Etude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique », *Université de Bretagne Occidentale (UBO)*, Brest, France, 2012.

Conclusion

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire relate une partie des activités de recherche que j'ai menées depuis 2008 au sein d'une équipe et reflète donc avant tout le fruit d'actions collectives.

Ces travaux ont porté sur différents aspects de la conception de filtres, en se focalisant, sans être exclusif, sur de nouvelles approches, comme le SIW par exemple.

Ainsi, nous nous sommes intéressés à l'ensemble des axes de recherche qui sont liés à la conception de filtres hyperfréquences tout en concentrant plus particulièrement les efforts sur trois points : la recherche de performances électriques élevées, de compacité, et sur l'accordabilité fréquentielle de ces structures.

En ce qui concerne la recherche de performances électriques élevées présentées au cours du premier chapitre, il s'agit principalement d'activités autour des structures SIW, ainsi, dans le prolongement de ma thèse, nous avons poursuivi mes travaux sur ce sujet, en nous focalisant sur les aspects topologiques et sur les éléments de synthèse permettant une conception rapide et maîtrisée de ces structures. L'objet de ces recherches, notamment au cours du projet ANR FILIPIX a ensuite été de confronter la conception de ces structures à des problématiques et des spécifications industrielles (comportement en température, câblage...)[P.2], [C.1], [C.8], [C.10], [WI.3]. Les savoirs et le savoir-faire associé développés sur ces problématiques en particulier ont fait l'objet d'un transfert vers la société Elliptika dans le cadre du concours scientifique que j'ai apporté à cette société durant quatre ans.

Le second chapitre traite de la compacité, nos travaux à ce niveau se sont attachés à minimiser l'encombrement de filtres ou de sous-ensemble de filtres, qu'ils soient basés sur des techniques SIW ou sur des topologies planaires, en s'appuyant sur des technologies de réalisation tout à fait particulières. Ainsi, différents travaux de conception de filtres ont été menés sur des processus technologiques permettant la réalisation d'empilements multicouches (projets DENOTEIC et MIDIMU-HD) [CI.1], [CN.2], sur des processus technologiques planaires simples mais en utilisant des substrats à forte permittivité diélectrique relative (Thèse de Michel Le Coq et R&T

CNES associée) [P.1], [C.4], ainsi que sur des processus technologiques multicouches utilisant des substrats à forte permittivité diélectrique relative, tel que le procédé de fabrication LTCC high K utilisé dans la thèse de Jonathan Garreau [C.2].

Enfin, en ce qui concerne la problématique de l'agilité fréquentielle, elle est vaste et les activités de recherche que nous avons menées ont été principalement centrées sur l'accordabilité de structures SIW, qu'il s'agisse de filtres passe-bandes (contrat ANR FILIPIX, contrat DGA RAPID FENDER) [C.13] ou bien encore de filtres coupe-bandes (thèse CIFRE de M. Cariou en partenariat avec Thales Systèmes Aéroportés) [CN12]. En ce qui concerne les éléments d'accord, différentes solutions ont été investiguées, des plus industrielles (diodes varactors) aux solutions un peu plus amont (MEMS) jusqu'aux solutions exploratoires basées sur l'accord à base de déplacement de liquides diélectriques ou conducteurs dans des micro-canaux enfouis dans le substrat (Projet ANR RF-IDROFIL)[P.3].

Sur chacun de ces axes de recherche, j'ai co-encadré un ou plusieurs doctorants.

Il est important de noter que ces activités de recherche englobent des actions très en amont, mais aussi d'autres actions plus proches des applications industrielles. En effet, je suis convaincu qu'il est important d'œuvrer simultanément à ces deux niveaux, ainsi qu'à tous les niveaux intermédiaires afin qu'ils s'enrichissent mutuellement.

Pour les prochaines années, je compte poursuivre mes activités de recherche dans la lignée de celles déjà en cours, à savoir continuer à travailler sur l'ensemble des thématiques liées au filtrage hyperfréquence, en conservant un équilibre entre les aspects amont et une recherche plus appliquée et/ou industrielle.

En particulier, à brève échéance, je compte poursuivre mes activités sur les points détaillés plus avant : facteur de qualité, compacité et accordabilité, notamment en s'intéressant aux bandes de fréquences plus basses (UHF) et plus hautes (EHF) par rapport à celles sur lesquelles je me suis focalisé jusqu'à présent (C à Ka).

Ainsi, par exemple, sur les problématiques de compacité, j'encadre à l'heure actuelle deux thèses dont les bandes d'intérêt sont centrées sur les bandes S et L, et pour lesquelles le travail porte essentiellement sur la réduction de l'encombrement des

structures. Sur cette problématique, deux pistes sont suivies, d'une part l'utilisation de substrats céramiques à forte permittivité dans le cadre d'un procédé technologique de réalisation de type LTCC (thèse de Ruben Guerrero). Il s'agit là d'adapter des topologies connues (SIW, filtres planaires à stubs) aux problématiques liées à cette technologie, et sur des plans de fréquences assez bas.

D'autre part, la deuxième thèse consiste à travailler, entre 150 MHz et 1 GHz et en s'appuyant sur une technologie multicouche PCB classique, à la conception de topologies de résonateurs innovantes basées sur l'exploitation des techniques dites « ondes lentes ». Il s'agit donc, dans le cadre de la thèse de Loïc Thepaut, de se concentrer sur les aspects topologiques afin d'optimiser l'encombrement de structures filtrantes planaires et distribuées à des fréquences relativement basses.

En ce qui concerne le facteur de qualité, l'une des pistes de travail suivie à l'heure actuelle dans le cadre du projet ANR "Advanced Technologies fOr Millimeterwave Integrated filters in Q and V bands" (ATOMIQ, débuté en 2014), consiste à réaliser des filtres SIW dans les bandes Q et V, c'est à dire à des fréquences millimétriques. Il s'agit là de tenter de conserver des structures présentant des facteurs de qualité élevés, tout en étant confronté aux problèmes inhérents à la montée en fréquence sur des technologies industrialisables (définition et précision de réalisation des motifs métalliques par exemple). Ainsi, le travail en cours porte sur des aspects topologiques, notamment sur la conception de transitions microruban-SIW optimisées mais l'étude porte également sur des aspects technologiques avec l'utilisation de procédés de réalisation de type plasturgie (moulage/injection de plastiques de type Copolymères Cyclo-Oléfin) qui devrait nous permettre d'une part d'atteindre des facteurs de forme permettant d'accéder à des performances électriques intéressantes, et d'autre part d'obtenir des pièces à base de matières plastiques aux propriétés électriques particulièrement pertinentes pour la réalisation de fonctions électriques en hautes fréquences.

Ces travaux, en cours à l'heure actuelle permettent de broser une évolution à court terme de mes activités de recherche sur la partie filtrage hyperfréquence, c'est à dire à l'échéance d'une ou deux années. A plus long terme, sur cette activité de filtrage hyperfréquence, je compte poursuivre en élargissant les thématiques, notamment, mais pas exclusivement, sur les nouvelles techniques de synthèse, les aspects

réglage électromagnétique et son automatisation, les technologies/procédés de fabrication...

En complément de la poursuite et du développement de cette activité de recherche sur le filtrage hyperfréquence, qui est mon activité de recherche historique, et en m'appuyant sur l'ensemble des compétences acquises autour des problématiques de conception de structures hyperfréquences, je souhaite diversifier mes activités en travaillant sur la conception de capteurs micro-onde. En effet, à l'heure actuelle et dans un futur proche, ces éléments font et feront l'objet d'une attention particulière, notamment dans le contexte de l'Internet des Objets (IoT- Internet of Things). Ainsi, l'explosion du nombre et des usages des objets communicants fait d'ores et déjà apparaître un besoin important de capteurs capables de proposer des informations fiables dans un environnement électromagnétique de plus en plus contraint, et ce, quelque soit le domaine applicatif visé : médical, scientifique, militaire, grand public...

Dans une première approche, en m'appuyant sur mes compétences en électromagnétisme et en conception de dispositifs passifs, je me propose de centrer mon travail sur le développement de la partie dispositif du capteur.

Ainsi, des premiers travaux sur cette thématique sont déjà en cours dans le cadre de la thèse de Mahdi Srour et concernent la conception de capteurs pour des applications biomédicales. En s'appuyant sur des travaux préliminaires démontrant une corrélation entre taux de glucose (en solutions aqueuses ou dans du sang) et réponse électromagnétique (permittivité diélectrique relative) [WI.1] [CN.5], nous travaillons maintenant à la conception de capteurs. Le sujet est vaste et ambitieux et dans un premier temps l'une des originalités de notre approche consistera à travailler sur des solutions favorisant une sélection directe des informations recueillies par le capteur, cette sélection pourra par exemple se faire grâce à des dispositifs ayant une réponse électromagnétique tout à fait particulière selon les fréquences considérées (capteurs mono- ou multi-bandes par exemple). Cette approche est tout à fait originale et pourra s'appuyer sur les compétences acquises au cours des travaux sur la thématique filtrage hyperfréquence. L'idée est de développer un capteur qui puisse, d'une part, fournir des données analogiques nécessitant le moins possible de traitement numérique par la suite et qui, d'autre part, soit le moins « polluant » du point

de vue électromagnétique pour l'environnement dans lequel il sera amené à être utilisé.

Précisons ici que les capteurs que nous souhaitons développer seront amenés à fonctionner sur un mode de type « radar », c'est à dire avec l'émission d'un signal suivi de la réception de ce signal impacté par la réponse fréquentielle tout à fait particulière de l'élément recherché. Le signal reçu pourra être mesuré suite à une transmission ou à une réflexion à travers ou sur l'élément considéré. Ces travaux sont donc en cours dans le cadre de la thèse de Mahdi Srour débutée à l'automne 2014 et prennent part à un projet de développement de capteur sur un horizon moyen terme.

Ensuite, comme nous souhaitons privilégier une approche axée en priorité sur la conception de capteurs permettant une extraction directe des données utiles uniquement, ou des données permettant de déduire par un traitement simple l'information désirée, il nous paraît impératif d'envisager également l'aspect système autour du capteur. A cette fin, sur un horizon à plus long terme, il conviendra donc de s'intéresser aux problématiques d'architecture et d'intégration système. Dans ce contexte, un projet ANR portant sur l'intégration de systèmes en lien avec les capteurs sur une technologie silicium devrait débuter prochainement. Ce projet sera mené en collaboration avec STMicroelectronics à Crolles (38), qui nous fournira des accès à ses procédés technologiques de réalisation sur silicium ainsi que les briques de base pour ce qui concerne les éléments composant l'architecture du système.

Les travaux menés dans le cadre de ces activités autour des capteurs sont ambitieux et font appel à de multiples compétences, ces projets nous amènent à rencontrer de nombreux interlocuteurs spécialistes de leurs domaines, ce qui revêt pour moi un réel intérêt du point de vue culture scientifique.

Ces premières études constituent pour moi, comme pour le laboratoire, un nouvel axe de recherche que je compte continuer à développer, notamment, à long terme, en diversifiant ces travaux vers d'autres domaines applicatifs. A cette fin, nous sommes d'ailleurs d'ores et déjà en relation avec des interlocuteurs pour d'autres applications.

