



**HAL**  
open science

# Étude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique

Daouda Lamine Diedhiou

► **To cite this version:**

Daouda Lamine Diedhiou. Étude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique. Autre. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012. Français. NNT : 2012BRES0049 . tel-00857484

**HAL Id: tel-00857484**

**<https://theses.hal.science/tel-00857484>**

Submitted on 3 Sep 2013

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

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

# UBO

université de bretagne  
occidentale



**THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

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

pour obtenir le titre de  
**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE**

*Mention : Electronique*

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

présentée par

**Daouda Lamine DIEDHIOU**

Préparée au Lab-STICC, CNRS UMR 6285,  
Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information,  
de la Communication et de la Connaissances  
6, Avenue Le Gorgeu - CS 93837 - 29238 Brest Cedex 3

## Etude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique

**Thèse soutenue le 20 Décembre 2012**  
devant le jury composé de :

**Robert PLANA**

Professeur, LAAS-CNRS, Université Paul Sabatier de Toulouse, Toulouse / **Président**

**Dominique BAILLARGEAT**

Professeur, XLIM, Université de Limoges, Limoges / **Rapporteur**

**Ronan SAULEAU**

Professeur, IETR, Université de Rennes1, Rennes / **Rapporteur**

**Eric RIUS**

Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest / **Directeur de thèse**

**Cédric QUENDO**

Professeur, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest / **Co-Directeur de thèse**

**Jean François FAVENNEC**

Maître de conférences, Lab-STICC, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest, Brest / **Encadrant**

**Ali BOUKABACHE**

Maître de conférences, LAAS-CNRS, Université de Toulouse, Toulouse / **Examineur**

**Anne-Marie GUE**

Directrice de recherche, LAAS-CNRS, Université de Toulouse, Toulouse / **Examineur**

**Benjamin POTELON**

Maître de conférences, Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest / **Invité**

Ce projet a bénéficié du  
soutien financier de :



Avec la collaboration du LAAS à Toulouse

**LAAS-CNRS**



*« La science sans religion est boiteuse, la religion sans science est aveugle. »*

*de Albert Einstein*

*A ma famille.....*



## Remerciements

Ce travail au sein du Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC, UMR CNRS 6285) de l'Université de Bretagne Occidentale (UBO). Je remercie son ancien Directeur, Gilles BUREL, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire ainsi qu'au nouveau Directeur Laurent NANA. Ce travail a par ailleurs été mis en valeur au travers d'une collaboration avec le LAAS qui avait en charge l'aspect techno et la caractérisation.

Je remercie vivement Monsieur Robert PLANA, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse et Directeur de la Recherche et de l'innovation au Ministère de l'Education, qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges et à Monsieur Ronan SAULEAU, Professeur à l'université de Rennes 1, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de rapporter ce travail de thèse.

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur Ali BOUKABACHE Maître de conférences à l'Université de Toulouse (LAAS-CNRS) et Anne-Marie GUE Directrice de Recherche au LAAS-CNRS, pour leur implication sans faille et leur apport scientifique et technique qui ont permis la réussite de ce travail.

Je ne saurais oublier de remercier Monsieur Serge TOUTAIN, Professeur des Universités à la retraite, qui m'a eu comme professeur et encadrant de stage au sein de l'IREENA à Polytech'Nantes et m'a transmis connaissances et le goût aux hyperfréquences.

J'exprime ma sincère gratitude et ma reconnaissance à l'équipe encadrante :

Je remercie Monsieur Eric RIUS, Professeur à l'UBO et Directeur de thèse, pour son total investissement dans le travail, sa considération, sa vision, son orientation, sa culture scientifique et son humour.

Merci à Cédric QUENDO, Professeur à l'UBO, pour sa maîtrise du domaine, sa sympathie, sa générosité et surtout merci de m'avoir fait confiance.

Je remercie également Monsieur Jean-François FAVENNEC maître de conférences à l'ENIB, pour sa fine connaissance des microondes, sa générosité, sa disponibilité et sa pédagogie.

## Remerciements

---

Merci à Benjamin POTELON, Maître de conférences à l'UBO, pour sa sympathie, sa disponibilité et surtout de n'avoir jamais été avare de conseils quand on en avait besoin.

Ce travail est avant tout un travail d'équipe. Sa progression n'aurait en aucun cas été aussi significative sans la participation de nos collaborateurs du LAAS et en particulier à Stéphane PINON qui a réalisé tous les circuits, à Véronique CONEDERA, Norbert FABRE et à Gaëtan PRIGENT Maître de conférences / HDR à INP de Toulouse. Leur souci de perfection et leur acharnement à toujours essayer de pousser plus encore loin les limites des technologies mises en œuvre ont été des contributions fondamentales dans ce travail.

Je tiens à remercier tous les membres du laboratoire, qu'ils soient thésards, post-doctorants, maîtres de conférences ou professeurs, personnels administratifs, ou techniciens, qui à diverses circonstances et divers titres, ont apportés leur soutien et leur appui à cette thèse.

Un merci particulier à Yvonne Le GOFF et Nathalie Le MIGNON pour leur gentillesse et leur disponibilité.

Je réserve un remerciement particulier à mes frères d'armes : Carles, Jonathan et Michel pour nos échanges fructueux et constructifs, et à mes collègues de l'ADREL ; C115 : Fara pour son humour et l'animation du bureau, Abbas pour son soutien à HFSS et son humour à la libanaise ; C019 : Stéphane pour son humour sa gentillesse et ses blagues, Adonis, Mathieu pour sa gentillesse son humour et ses blagues, Manu, Armel, Gwendal, ainsi qu'à tous les autres Sandra, Julie, Chérif, Ali, Yasmine, Rizwane et à tous les nouveaux : Adrien, Rosène, Ruben et Miguel (post Doc).

Un grand merci à tous mes amis : Jules, Mika, Ousmane, Baboucar (CPGE Brizeux), Mody, Will, Félix, Mor pour leur soutien, surtout aux filles Justine et Mado (*puce*) pour le délicieux pot et à Jonas mon grand de toujours.

*Et pour finir je dis : ça ne colle pas, tu ne peux pas dire ça !*

<b>TABLE DES MATIERES .....</b>	<b>I</b>
<b>TABLE DES FIGURES .....</b>	<b>V</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>5</b>
<b>CHAPITRE 1 .....</b>	<b>7</b>
<b>ETAT DE L'ART DES FILTRES ACCORDABLES.....</b>	<b>7</b>
1.1.    INTRODUCTION.....	9
1.2.    QUELQUES NOTIONS DE BASE EN FILTRAGE HYPERFREQUENCE .....	9
1.2.1.    Filtrage passe-bande .....	11
1.3.    TECHNOLOGIES UTILISEES POUR REALISER L'ACCORD .....	16
1.3.1.    Les éléments localisés .....	16
1.3.2.    Les matériaux commandables .....	21
1.3.3.    Conclusion .....	25
1.4.    FILTRES PASSIFS PLANAIRES ACCORDABLES .....	27
1.4.1.    Les technologies planaires.....	27
1.4.2.    Accord en fréquence centrale .....	32
1.4.3.    Accord en bande passante .....	34
1.4.4.    Accord en fréquence centrale et en bande passante .....	35
1.5.    FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES ACCORDABLES .....	38
1.5.1.    Les technologies volumiques .....	38
1.5.2.    Filtres volumiques accordables en fréquence centrale .....	42
1.5.3.    Filtres volumiques accordables en bande passante .....	44
1.5.4.    Filtres volumiques accordables en fréquence centrale et en bande passante .....	46
1.5.5.    Conclusion .....	47
1.6.    CONCLUSION .....	47
<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1 .....</b>	<b>49</b>
<b>CHAPITRE 2 .....</b>	<b>61</b>
<b>ETAT DE L'ART SUR LA MICROFLUIDIQUE.....</b>	<b>61</b>
2.1.    INTRODUCTION.....	63
2.2.    LES ORIGINES DE LA MICROFLUIDIQUE .....	63
2.3.    LES DIFFERENTES SOLUTIONS DE MICROFABRICATION .....	66
2.3.1.    Micros canaux réalisés sur silicium ou verre .....	67
2.3.2.    Micros canaux réalisés sur matériaux souples (polymères) .....	69
2.4.    APPLICATIONS DE LA MICROFLUIDIQUE .....	77



2.4.1.	La microfluidique biologique .....	77
2.4.2.	La microfluidique médicale.....	78
2.4.3.	La chimie microfluidique .....	78
2.4.4.	La microfluidique hyperfréquence .....	79
2.5.	LA MICROFLUIDIQUE DIGITALE (OU MICROFLUIDIQUE DES GOUTTES) .....	80
2.5.1.	Déplacement des fluides dans les microcanaux .....	80
2.5.2.	La génération de gouttes.....	82
2.6.	CONCLUSION .....	83
<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2 .....</b>		<b>85</b>
<b>CHAPITRE 3 .....</b>		<b>95</b>
<b>DISPOSITIFS PASSIFS ET FILTRES ACCORDABLES EN TECHNOLOGIE PLANAIRE.....</b>		<b>95</b>
3.1.	INTRODUCTION.....	97
3.2.	CHOIX DE LA TECHNOLOGIE ET DES LIQUIDES.....	97
3.2.1.	Choix du substrat diélectrique .....	98
3.2.2.	Réalisation des structures planaires sur substrat en dentelle.....	99
3.2.3.	Choix des liquides diélectriques.....	102
3.3.	RESONATEURS PLANAIRES ACCORDABLES .....	103
3.3.1.	Simulation sous HFSS .....	103
3.3.2.	Influence de la position du canal sur la résonance du stub .....	104
3.3.3.	Influence de la largeur du canal sur la résonance du stub .....	107
3.3.4.	Fabrication des résonateurs accordables .....	109
3.3.5.	Conclusion .....	114
3.4.	FILTRES PLANAIRES ACCORDABLES .....	114
3.4.1.	Filtre passe-bande d'ordre 4 à stubs demi onde .....	114
3.4.2.	Filtre DBR d'ordre 4 .....	116
3.4.3.	Conclusion .....	119
3.5.	COMMUTATEURS RF MICROFLUIDIQUES .....	119
3.5.1.	Commutateurs SPST .....	120
3.5.2.	Commutateurs SPDT .....	123
3.5.3.	Commutateurs SP3T.....	124
3.5.4.	Conclusion .....	126
3.6.	CONCLUSION .....	126
<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3 .....</b>		<b>129</b>
<b>CHAPITRE 4 .....</b>		<b>131</b>
<b>FILTRES VOLUMIQUES ACCORDABLES .....</b>		<b>131</b>
4.1.	INTRODUCTION.....	132
4.2.	CHOIX DE LA TECHNOLOGIE ET DES LIQUIDES UTILISES POUR REALISER L'AGILITE .....	132
4.2.1.	La technologie SIW .....	133

4.2.2.	Choix des liquides utilisés pour réaliser l'accord.....	134
4.3.	CAVITE SIW ACCORDABLE .....	139
4.4.	FILTRE PASSE-BANDE SIW ACCORDABLE .....	140
4.4.1.	Fabrication des filtres SIW sur substrat en dentelle.....	142
4.4.2.	Accordabilité en fréquence centrale .....	143
4.4.3.	Accordabilité en bande passante .....	146
4.4.4.	Accordabilité en fréquence centrale et en bande passante .....	151
4.4.5.	Conclusion .....	154
4.5.	COMPARAISON PAR RAPPORT A DES SOLUTIONS EXISTANTES .....	154
4.5.1.	Impact des liquides sur les performances du filtre.....	155
4.5.2.	Impact de l'épaisseur du substrat sur les pertes d'insertion du filtre .....	158
4.5.3.	Résultats expérimentaux.....	160
4.6.	MISE EN EVIDENCE DU RETRO COUPLAGE VOLUMIQUE.....	161
4.6.1.	Amélioration de la réjection par augmentation de l'ordre du filtre.....	161
4.6.2.	Amélioration de la réjection par rétro couplage.....	161
4.6.3.	Contrôle des zéros de transmission .....	172
4.6.4.	Conclusion.....	176
4.7.	CONCLUSION .....	177
	<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4 .....</b>	<b>179</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE &amp; PERSPECTIVES.....</b>	<b>183</b>
	<b>ANNEXES .....</b>	<b>187</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE DES ANNEXES .....</b>	<b>197</b>
	<b>LISTE DES TRAVAUX.....</b>	<b>199</b>



# Table des figures

Figure 1-1 : Distribution et gestion du spectre de fréquences .....	1
Figure 1-1 : Gabarits des différents types de filtres idéaux : (a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande et (d) coupe-bande .....	10
Figure 1-2: Gabarit et réponse électrique d'un filtre passe-bande .....	11
Figure 1-3 : Filtre passe-bande à stubs quart d'onde en court-circuit .....	12
Figure 1-4 : Filtre passe bande à lignes couplées quart d'onde.....	13
Figure 1-5 : Filtre passe-bande combine .....	13
Figure 1-6 : Filtre passe-bande interdigité (a) n pair, (b) n impair.....	14
Figure 1-7 : Filtre interdigité à accès latéraux directs .....	15
Figure 1-8 : (a) Topologie d'un résonateur DBR et (b) sa réponse électrique .....	16
Figure 1-9 : (a) Circuit équivalent en direct, (b) circuit équivalent en inverse, (c) circuit de polarisation et (d) exemple d'implantation sur une ligne microruban .....	17
Figure 1-10 : Schéma équivalent d'une diode varactor .....	18
Figure 1-11 : Configurations typiques de MEMS analogiques : (a) pont et (b) cantilever.....	19
Figure 1-12 : (a) Masque d'un filtre combine et mesures associées (b) $S_{21}$ , (c) $S_{11}$ .....	22
Figure 1-13 : Changement d'anisotropie des cristaux liquides en fonction de la tension de polarisation ..	23
Figure 1-14 : (a) Filtre sur du ferrite et (b) mesures en transmission.....	24
Figure 1-15 : Application du contrôle sur un stub microruban CO .....	25
Figure 1-16 : (a) Ligne microruban (b) représentation des lignes de champ .....	28
Figure 1-17 : Guide d'onde coplanaire et représentation des lignes de champ associées pour les deux modes fondamentaux .....	29
Figure 1-18 : Ligne triplaque et représentation des lignes de champ.....	30
Figure 1-19 : Exemple de lignes en technologie multicouche : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin Film Microstrip), (e) lignes coplanaires enterrées, (f) lignes coplanaires, (g)-(h) lignes coplanaires multi niveaux .....	31
Figure 1-20 : (a) Layout d'un filtre interdigité chargé par des diodes varactors et réponses associées (b) $S_{21}$ et (c) $S_{11}$ .....	33
Figure 1-21 : Topologies de filtres reconfigurables en bande passante : (a-c) configuration bande étroite et réponses associées, (b-d) configuration large bande et réponses associées .....	34
Figure 1-22 : (a) Masque du filtre reconfigurable en fréquence centrale et en bande passante, (b) schéma équivalent et (c) performances électriques associées .....	36
Figure 1-23 : (a) Photo d'un filtre DBR d'ordre 2 accordable : (b) en fréquence centrale et (c) en bande passante.....	37
Figure 1-24 : Niveau de pertes d'insertion et taille de divers résonateurs microondes .....	38
Figure 1-25 : (a) Guide d'ondes rectangulaire, (b) orientation des champs d'un mode TE.....	39
Figure 1-26 : Filtres typiques à résonateurs diélectriques .....	40
Figure 1-27 : Structure d'un guide d'onde SIW .....	41
Figure 1-28 : (a-b) Filtre à résonateurs diélectriques accordables et (c-d) performances mesurées.....	43
Figure 1-29 : (a) Masque du filtre avec les fentes et (b-c) performances électriques associées .....	44
Figure 1-30 : (a) Filtre accordable en bande passante, (b) atténuation mesurée.....	45
Figure 1-31 : Résultats de simulation du filtre pour les quatre états (a) « <i>f-éteint; bw-éteint</i> »; « <i>f-éteint; bw-allumé</i> » et (b) « <i>f-allumé; bw-éteint</i> »; « <i>f-allumé; bw-allumé</i> » .....	46
Figure 2-1 : Correspondance des différentes échelles aux objets manipulés ou fabriqués [11] .....	65
Figure 2-2 : Étapes de fabrication des micros canaux sur substrat dur (silicium ou verre) .....	69
Figure 2-3 : Formule chimique semi développée du PDMS .....	70
Figure 2-4 : Étapes simplifiées de fabrication de canaux microfluidiques en PDMS .....	71
Figure 2-5 : Formule chimique semi développée du PMMA.....	71
Figure 2-6 : Étapes de fabrication de microstructures en PMMA avec le procédé LIGA .....	72
Figure 2-7 : Procédé de fabrication de micros canaux par la méthode de double insolation.....	74
Figure 2-8 : Analyseur microfluidique portable.....	77
Figure 2-9 : (a) Système Accutrend <sup>®</sup> Plus ; (b) appareil de mesure de la glycémie et bandelettes de test. 78	

Figure 2-10 : Profil du champ de vitesse d'un fluide visqueux dans un canal rectangulaire.....	81
Figure 2-11 : Exemple de jonction en T utilisée pour générer des gouttes (a) schéma et (b) photo.....	83
Figure 2-12 : Photo des dispositifs de génération de gouttes par focalisation de flux.....	83
Figure 3-1 : Lignes de champ électromagnétique (a) d'une ligne microruban et (b) d'une ligne coplanaire pour le mode pair.....	98
Figure 3-2 : Structure d'un substrat SU-8 en dentelle.....	99
Figure 3-3 : (a) Technique de laminage et (b) photo d'un substrat en dentelle.....	100
Figure 3-4 : Variation de la permittivité complexe (a) et de la tangente de pertes (b) de l'eau à 25°C ...	102
Figure 3-5 : Ligne microruban sur un substrat en dentelle (a) et sur substrat équivalent (b).....	104
Figure 3-6 : (a-b) Masque et (c-d) réponses électriques du décalage de la fréquence de résonance lorsque le canal est en bout de stub.....	105
Figure 3-7 : (a-b) Masque et (c-d) réponses électriques du décalage de la fréquence de résonance lorsque le canal est au milieu du stub.....	106
Figure 3-8 : (a-b) Masque et (c-d) réponses électriques du décalage de la fréquence de résonance lorsque le canal est à la jonction.....	106
Figure 3-9 : Décalage de la fréquence de résonance en fonction de la largeur du canal microfluidique : (a) stub quart d'onde et (b) stub demi-onde.....	108
Figure 3-10 : (a) masque et (b) photographie du wafer.....	109
Figure 3-11 : Stub demi onde en court-circuit.....	110
Figure 3-12 : (a) Croquis et (b) photographie de la station de mesure complète.....	111
Figure 3-13 : Résultats de mesure et de simulation des résonateurs : (a) $\lambda g/4$ et (b) $\lambda g/2$ .....	112
Figure 3-14 : Résultats de mesure et de rétro simulation des résonateurs : (a) $\lambda g/4$ et (b) $\lambda g/2$ .....	112
Figure 3-15 : Résultats de mesure et de simulation du résonateur $\lambda g/4$ avec de l'eau désionisée.....	113
Figure 3-16 : Variation du décalage en fréquence d'un stub en fonction de la permittivité de l'eau.....	113
Figure 3-17 : (a) Filtre à stub d'ordre 4 et (b) performances simulées.....	114
Figure 3-18 : Performances mesurées (a) et simulées (b) du filtre (premier wafer).....	115
Figure 3-19 : performances mesurées et simulées du filtre (second wafer).....	116
Figure 3-20 : (a) Filtre DBR d'ordre 4 et (b) performances simulées.....	117
Figure 3-21 : Performances mesurées et simulées : (a) premier wafer et (b) second wafer.....	118
Figure 3-22 : Performances mesurées du filtres DBR a vide et avec de l'eau désionisée.....	119
Figure 3-23 : Performances comparées de la Ligne microruban (a) et des SPST (b-c).....	121
Figure 3-24 : (a) Commutateur SPDT en « T » à gap et (b) performances simulées.....	123
Figure 3-25 : (a) Commutateur SPDT en « Y » à gap et (b) performances simulées.....	124
Figure 3-26 : (a) Commutateur SP3T et (b) performances simulées avec la sortie 1 connectée.....	125
Figure 3-27 : (a) Commutateur SP3T et (b) performances simulées avec la sortie 2 connectée.....	125
Figure 4-1 : Structure d'un guide d'onde SIW.....	133
Figure 4-2 : Cavité SIW accordable à base de Galinstan.....	135
Figure 4-3 : Répartition du champ électrique en fonction de la position du tube d'eau désionisée.....	136
Figure 4-4 : Répartition du champ magnétique à l'intérieur de la cavité.....	137
Figure 4-5 : Cavités avec canaux d'accord (a) circulaires et (b) rectangulaire.....	138
Figure 4-6 : Abaque de la variation de la fréquence de résonance de la cavité.....	140
Figure 4-7 : Coupe transversale du guide avec plot métallique et son circuit équivalent.....	141
Figure 4-8 : Différentes formes d'iris dans un guide d'ondes rectangulaire et leurs circuits équivalents respectifs.....	141
Figure 4-9 : (a) Filtre SIW d'ordre 4 et (b) performances électriques associées avec et sans transitions (tubes vides).....	142
Figure 4-10 : (a) Schéma du filtre d'ordre 4 et (b) vue 3D du filtre sans capot (dentelle).....	143
Figure 4-11 : (a) Filtre SIW à post d'ordre 4, (b-c) performances électriques simulées.....	144
Figure 4-12 : (a) Filtre SIW à iris d'ordre 4, (b-c) performances électriques simulées.....	145
Figure 4-13 : (a) Masque du filtre à post accordable en bande passante en fonction de la hauteur de Galinstan et (b) performances associées.....	147
Figure 4-14 : (a) Masque du filtre à post accordable en bande passante en fonction de la hauteur de Galinstan (anneaux) et (b) performances associées.....	148
Figure 4-15 : (a) Masque du filtre à iris accordable en bande passante en fonction de la hauteur de Galinstan et (b) performances associées.....	149
Figure 4-16 : (a-b) Masque de filtres accordables en bande passante : (c) avec de l'eau désionisée et (d) avec un liquide magnétique.....	150

Figure 4-17 : (a) Masque du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale et (b-c) performances électriques associées (Galinstan).....	152
Figure 4-18 : Performances électriques du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale (liquide magnétique et Galinstan) .....	153
Figure 4-19 : (a) Masque du filtre avec les diodes, (b) évolution des pertes d'insertion avec et sans diodes et (c-d) performances électriques associées .....	155
Figure 4-20 : (a) Masque du filtre avec canaux verticaux et (b-c) performances électriques associées...	156
Figure 4-21 : Courbes de variation des pertes d'insertion pour différents liquides conducteurs.....	158
Figure 4-22 : Réponses électriques du filtre pour différentes hauteurs de substrat (variation du niveau des pertes d'insertion).....	159
Figure 4-23 : (a) photographie du filtre et (b) performances électriques .....	160
Figure 4-24 : Réponses électriques des filtres SIW d'ordre 4 et 6.....	161
Figure 4-25 : Exemples de couplages croisés sur un filtre d'ordre 6.....	162
Figure 4-26 : (a) Filtre d'ordre 6 en éléments localisés et (b) réponses électriques .....	163
Figure 4-27 : (a-c) Filtre SIW à iris d'ordre 6 replié et réponse électrique, (b-d) Filtre SIW d'ordre 6 à posts replié et réponse électrique.....	164
Figure 4-28 : (a-c) Filtre SIW à iris d'ordre 6 replié et réponses électriques (b-d) Filtre SIW à post d'ordre 6 replié et réponses électriques : avec et sans couplage par iris.....	165
Figure 4-29 : (a) Filtre SIW d'ordre 6 à post et (b) performances électriques avec couplage par une ligne microruban.....	166
Figure 4-30 : Filtre SIW d'ordre 6 replié en « A » avec couplage par guide d'ondes .....	167
Figure 4-31 : (a) Filtre SIW à iris d'ordre 6 replié et (b) performances électriques simulées avec couplage par guide .....	168
Figure 4-32 : (a) Filtre SIW à post d'ordre 6 replié et (b) performances électriques simulées avec couplage par guide .....	169
Figure 4-33 : (a) Masque du filtre d'ordre 6 replié avec capot et (b) performances électriques .....	170
Figure 4-34 : Répartition des champs électrique (a-c) et magnétique (b-d) dans le guide de couplage ...	170
Figure 4-35 : (a) Photographie du filtre en « A » et (b) performances électriques .....	171
Figure 4-36 : Zéros de transmission contrôlés par du Galinstan.....	172
Figure 4-37 : Zéros de transmission contrôlés par de l'eau désionisée.....	173
Figure 4-38 : Zéros de transmission contrôlés par un liquide magnétique .....	173
Figure 4-39 : Zéros de transmission contrôlés par du Galinstan.....	174
Figure 4-40 : Zéros de transmission contrôlés par de l'eau désionisée.....	175
Figure 4-41 : Zéros de transmission contrôlés par du liquide magnétique .....	175



# Introduction générale

Depuis leur découverte par J. C. Maxwell et leur mise en pratique par H. R. Hertz et G. Marconi entre autres, ce n'est qu'au milieu du 20<sup>ème</sup> siècle que les microondes ont connu un succès florissant avec leurs premières applications dans le domaine militaire et en particulier les radars, qui ont été d'un apport important pendant la seconde guerre mondiale. Les systèmes hyperfréquences n'ont cependant jamais cessé de se diversifier. De nos jours, ces systèmes sont désormais entrés dans le quotidien des populations civiles grâce à un redéploiement des applications vers les marchés grand public. L'émergence de ces marchés de masse et des systèmes de communication et d'information, tels la téléphonie mobile, l'Internet, le WiFi, le Bluetooth et récemment la télévision numérique par satellite, a entraîné un durcissement des spécifications et l'apparition de nouvelles contraintes. En effet, la diversité des besoins et l'augmentation des utilisateurs du spectre de fréquence, ont engendré la raréfaction des bandes de fréquences conduisant à une nécessité de gestion rationnelle des radiofréquences.

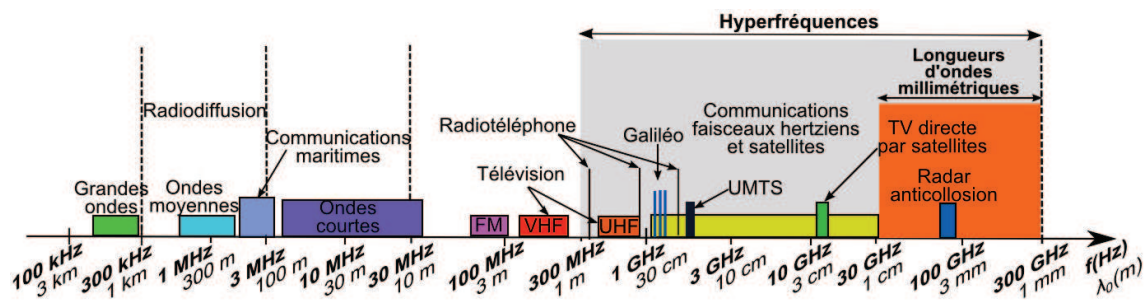


Figure 1-1 : Distribution et gestion du spectre de fréquences

De ce fait, les contraintes en termes de performances électriques (pertes d'insertion, platitude, réjection...), de coût, d'encombrement, de poids... des systèmes de télécommunication, deviennent de plus en plus sévères. A cela s'ajoute le fait qu'ils doivent satisfaire une grande diversité de services et gérer plusieurs fonctions à la fois. Pour satisfaire à tous ces critères, la première solution est de multiplier les composants, ce qui rend inévitablement les systèmes encombrants. Il devient donc important de trouver des solutions alternatives pour régler les problèmes de compacité, (entre autres), des systèmes multifonctions ou multistandards.



La solution proposée consiste à réaliser des « front-end » agiles ou accordables. Cette agilité ou accordabilité se retrouve notamment au niveau des éléments d'extrémité : antennes, amplificateurs (LNA, PA...), mélangeurs et filtres, qui sont l'une des préoccupations majeures de ce travail de thèse. Les solutions technologiques adoptées pour réaliser des fonctions microondes accordables, sont réparties en deux familles selon leur nature. On distingue ainsi, les éléments localisés et les matériaux commandables. Parmi les éléments localisés utilisés nous pouvons citer les diodes PIN, les diodes varactors, les MEMS, les transistors FET... De manière générale ces éléments souffrent de fortes pertes, d'une consommation non négligeable, d'une dynamique souvent limitée, mais surtout de leur facteur de bruit et de leur non linéarité. Les matériaux commandables peuvent se distinguer par rapport à la nature de la commande. On trouve ainsi des matériaux à commande électrique (ferroélectriques, cristaux liquide, ...) et des matériaux à commande magnétique (ferromagnétique, ferrites, ...). Il existe aussi des matériaux commandables optiquement, mais ils sont moins répandus. Le développement des nouvelles techniques de dépôt en couche mince a donné un regain d'intérêt pour ces matériaux, toutefois, les fortes tensions de commande nécessaires à leur fonctionnement, l'encombrement du circuit de commande (pour les matériaux à commande magnétique) et le niveau élevé des pertes compromettent souvent leur utilisation. Le sujet de l'accordabilité fréquentielle des extrémités radio est digne d'intérêt. Il est aussi très complexe et nécessite d'imaginer des solutions alternatives aux solutions classiques, et si possible en rupture par rapport à ces dernières. A ce niveau, la voie microfluidique semble intéressante à explorer.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux développés au cours de cette thèse et plus précisément dans le cadre du projet RF-IDROFIL « MicRoFluIDic millimetRic Sensors and Tunable ResOnators and FILters » financé par l'ANR (Agence Nationale de Recherche) et piloté par le **L**aboratoire des **S**ciences et **T**echniques de l'**I**nformation, de la **C**ommunication et de la **C**onnaissance (Lab-STICC). Les travaux sont effectués dans le cadre d'une collaboration entre le Lab-STICC à Brest qui s'occupe de la conception et de la simulation des circuits et le LAAS à Toulouse, pour la réalisation et la caractérisation de ces derniers. L'objectif du projet RF-IDROFIL, est la mise en œuvre et la conception de résonateurs et de filtres millimétriques accordables en technologie microfluidique. La microfluidique qui au départ était développée dans

les domaines de la biomédecine [1], [2] et de la chimie [3], intéresse de plus en plus depuis quelques années le domaine des hyperfréquences. Ainsi des déphaseurs [4], des MEMS à base de liquide métallique, des capacités variables [5], [6], [7], des cavités résonantes et des antennes accordables [8], [9] ont déjà été réalisés sur la base d'une technologie microfluidique. Cependant, le domaine reste relativement peu exploré et les exemples traités sont en général très basiques. L'exemple le plus abouti est très récent, il s'agit d'un filtre volumique en bande Ku accordé par électromouillage d'une goutte de Galinstan. Cet exemple date de 2011 et a été réalisé par l'équipe de Peroulis à Purdue (IMS 2011) [8].

Au cours de cette thèse, nous avons dans un premier temps étudié la faisabilité de l'accord microfluidique sur des structures planaires. Nous avons pour cela considéré des structures en technologie microruban sur lesquelles nous avons montré la faisabilité du principe de l'accord en considérant des stubs, des filtres et des switches. L'objectif principal de cette thèse étant de réaliser des filtres volumiques accordables en technologie microfluidique, nous avons ensuite considéré la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) qui est une technologie innovante, exploitant des modes de propagation volumiques dans un contexte planaire. Le Lab-STICC possède une solide expérience sur le sujet, aux travers des thèses de B. Potelon [10] et J. C. Bohorquez [11] qui ont travaillé sur différentes topologies SIW et sur la possibilité de les rendre accordables.

Ce manuscrit est composé de quatre chapitres. Un premier chapitre est dédié à l'état de l'art, sur le filtrage en général et sur les filtres accordables. Le deuxième chapitre porte sur le domaine microfluidique de manière globale et le troisième concerne l'étude de l'accordabilité microfluidique sur les dispositifs planaires. Enfin le dernier chapitre est consacré à l'accordabilité des structures volumiques.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué un bref état de l'art des filtres accordables. Nous avons pour cela commencé par présenter quelques éléments théoriques et de vocabulaires sur les fonctions de filtrage en général. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée aux différentes solutions technologiques utilisées pour réaliser l'accord des fonctions microondes. Ensuite, nous avons regardé les filtres planaires accordables en commençant par présenter les technologies planaires les plus courantes en hyperfréquences. Nous nous sommes focalisés sur les filtres à accord simple, accord en

fréquence centrale ou en bande passante ; et les filtres à accord mixte, accordables en fréquence centrale et en bande passante. La dernière partie concerne les filtres volumiques.

Au deuxième chapitre, un bref rappel historique sur les origines de la microfluidique et un état de l'art ont d'abord été effectués. Nous avons ensuite présenté, les différentes techniques de microfabrication utilisées pour la réalisation des réseaux de microcanalisations fluidiques, dans lesquels circuleront les fluides. La troisième partie de ce chapitre est réservée aux applications de la microfluidique dans différents domaines en particulier dans celui des hyperfréquences. Dans la dernière partie nous parlons de la microfluidique digitale, et présentons les techniques de manipulation des fluides et des gouttes.

Dans le troisième chapitre, après avoir choisi la technologie de fabrication et les liquides, le principe de l'accord microfluidique est étudié sur des motifs de test, en considérant des résonateurs quart d'onde et demi onde à la fréquence de résonance de 30 GHz. Une fois validé, le principe est appliqué à deux filtres planaires : un filtre DBR (Dual Behavior Resonator) d'ordre 4 pour une application bande étroite et un filtre à stub d'ordre 4 pour une application large bande, les deux filtres fonctionnant à 30 GHz. Pour clore ce chapitre, nous présentons une étude théorique sur des commutateurs microfluidiques.

Enfin, le quatrième et dernier chapitre de ce manuscrit est consacré aux structures volumiques ou semi-volumiques. Nous avons comme dans le chapitre précédent, commencé par un choix de la technologie et des liquides utilisés comme éléments d'accord, avant d'étudier l'accordabilité sur une cavité SIW rectangulaire. Nous présentons dans la suite, les résultats de simulation de l'accordabilité sur un filtre SIW d'ordre 4 à post et sur un filtre SIW du même ordre à iris. Une comparaison des performances de la solution microfluidique par rapport à des solutions conventionnelles existantes est ensuite effectuée. Enfin nous présentons la possibilité de réaliser un rétro couplage de type volumique pour contrôler des zéros de transmission.

A la fin de ce manuscrit, une conclusion sur les travaux effectués au cours de cette thèse et les ouvertures de recherche possibles pour la poursuite de ces études, sont exposées.

## Bibliographie de l'introduction générale

- [1] S. C. Jacobson, R. Hergenroder, A. W. J. Moore, et J. M. Ramsey, « Precolumn Reactions with Electrophoretic Analysis Integrated on a Microchip », *Anal. Chem.*, vol. 66, n<sup>o</sup>. 23, p. 4127-4132, 1994.
- [2] K. L. Drake, K. D. Wise, J. Farraye, D. J. Anderson, et S. L. BeMent, « Performance of planar multisite microprobes in recording extracellular single-unit intracortical activity », *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 35, n<sup>o</sup>. 9, p. 719 -732, sept. 1988.
- [3] M. Kajjout, C. Rolando, et S. le Gac, « Réacteurs microfluidiques et sélectivité en chimie organique », *La Houille Blanche*, n<sup>o</sup>. 2, p. 83-88, mars 2006.
- [4] L. Le Cloirec, A. Benlarbi-Delai, et B. Bocquet, « 3 bit 90° millimeter phase shifter using microfluidic technology », in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, 2004, vol. 3, p. 1161 -1164.
- [5] C.-H. Chen et D. Peroulis, « Liquid metal droplets for RF MEMS switches », in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006. Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on*, 2006, p. 4 pp.
- [6] C.-H. Chen, J. Whalen, et D. Peroulis, « Non-Toxic Liquid-Metal 2-100 GHz MEMS Switch », *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, p. 363-366, 2007.
- [7] S. O. Choi, Y. K. Yoon, M. G. Allen, et A. T. Hunt, « A tunable capacitor using an immiscible bifluidic dielectric », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 2, p. 873 - 876 Vol.2.
- [8] W. Irshad et D. Peroulis, « A 12–18 GHz electrostatically tunable liquid metal RF MEMS resonator with quality factor of 1400–1840 », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1-4.
- [9] S. J. Mazlouman, X. J. Jiang, A. Mahanfar, C. Menon, et R. G. Vaughan, « A Reconfigurable Patch Antenna Using Liquid Metal Embedded in a Silicone Substrate », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, n<sup>o</sup>. 12, p. 4406 -4412, déc. 2011.

- [10] B. Potelon, « Etude et Conception de Filtrés Hyperfréquences Hybrides Planaires - Volumiques », Université de Bretagne Occidentale, Brest, FR, 2007.
- [11] J. C. Bohorquez, « Contribution à la Conception de Filtrés Reconfigurables sur la Base de Technologies Planaires et SIW », Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, Brest, FR, 2007.

# Chapitre 1

## Etat de l'art des filtres accordables

### Sommaire

1.1.	INTRODUCTION.....	9
1.2.	QUELQUES NOTIONS DE BASE EN FILTRAGE HYPERFREQUENCE.....	9
1.2.1.	Filtrage passe-bande.....	11
1.3.	TECHNOLOGIES UTILISEES POUR REALISER L'ACCORD.....	16
1.3.1.	Les éléments localisés.....	16
1.3.2.	Les matériaux commandables.....	21
1.3.3.	Conclusion.....	25
1.4.	FILTRES PASSIFS PLANAIRES ACCORDABLES.....	27
1.4.1.	Les technologies planaires.....	27
1.4.2.	Accord en fréquence centrale.....	32
1.4.3.	Accord en bande passante.....	34
1.4.4.	Accord en fréquence centrale et en bande passante.....	35
1.4.5.	Conclusion.....	37
1.5.	FILTRES PASSIFS VOLUMIQUES ACCORDABLES.....	38
1.5.1.	Les technologies volumiques.....	38
1.5.2.	Filtres volumiques accordables en fréquence centrale.....	42
1.5.3.	Filtres volumiques accordables en bande passante.....	44
1.5.4.	Filtres volumiques accordables en fréquence centrale et en bande passante.....	46
1.5.5.	Conclusion.....	47
1.6.	CONCLUSION.....	47
	<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1.....</b>	<b>49</b>



## 1.1. Introduction

Les utilisateurs de systèmes de communication exigent des systèmes plus performants, de taille réduite, rassemblant plusieurs fonctions à la fois et à faible coût, d'où une prolifération des normes et des standards de communication. Ceci rend les spécifications électriques difficiles à atteindre surtout pour les applications mobiles, car il faut aussi tenir compte des contraintes liées à l'encombrement et au poids (...). Les systèmes multistandards, utilisés dans le passé pour assurer des applications multibandes, étaient obtenus par une répétition de plusieurs « front-end ». Ceci les rendait encombrants et coûteux. Pour remédier à cela, le développement de « front-end » d'émission-réception (antenne et/ou filtre) agiles et capables de fonctionner sur une large plage de fréquence est nécessaire. Nous nous intéressons à une des pièces maîtresses des systèmes de communication et d'information qui est le filtre. Les filtres de fréquence ont constitué depuis longtemps un centre d'intérêt et de nombreuses études ont été effectuées dans le but de les adapter à l'évolution et aux demandes du marché, ainsi un large panel de filtres accordables réalisés à partir de différentes technologies a été étudié.

Dans ce chapitre nous effectuerons un bref état de l'art sur les filtres passe-bande accordables qui sera axé sur deux points : les filtres planaires accordables et les filtres volumiques accordables. Du point de vue présentation, nous avons choisi de parler dans un premier temps des fonctions de filtrage théoriques et tout de suite après de leur mise en œuvre en configuration planaire. Il apparaît en effet que le gros bataillon de filtres accordables se situe dans cette catégorie. Nous porterons en fin de chapitre, notre attention sur les structures accordables volumiques qui constituent selon nous des solutions particulièrement intéressantes mais plus difficiles à mettre en œuvre.

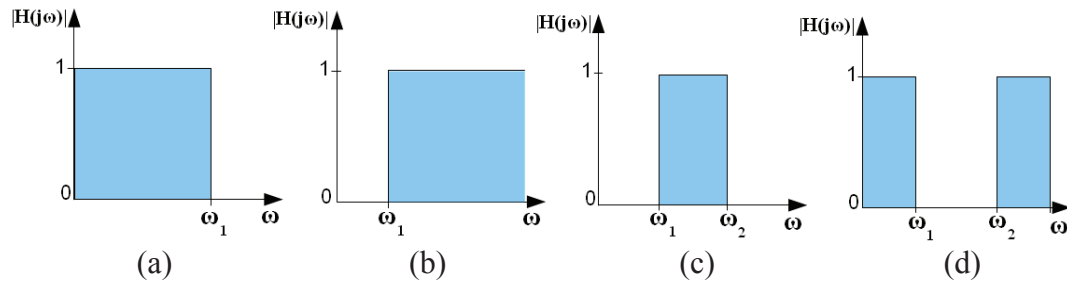
## 1.2. Quelques notions de base en filtrage hyperfréquence

Le filtre est un des éléments clefs des systèmes de communication. Il joue un rôle discriminatoire qui consiste à isoler la composante utile d'un signal, des composantes non désirées dites parasites. Sa réponse électrique est composée d'une bande passante (signal utile) et d'une ou de plusieurs bandes atténuées.

Il existe cependant quatre catégories de filtres : les filtres passe-bas, les filtres passe-haut, les filtres passe-bande et les filtres coupe-bande. Ces différents filtres



s'identifient selon la position de la bande passante et de la bande atténuée. La connaissance du spectre des fréquences qui composent le signal permet de définir la réponse électrique (ou gabarit) d'un filtre idéal. La Figure 1-1 présente les gabarits des différents types de filtre que nous venons d'énumérer.



**Figure 1-1 : Gabarits des différents types de filtres idéaux : (a) passe-bas, (b) passe-haut, (c) passe-bande et (d) coupe-bande**

Les trois filtres, passe-haut, passe-bande et coupe-bande sont déduits du filtre passe-bas normalisé idéal par des transformations de fréquence et d'impédance

Cependant, un filtre passe-bas idéal n'est pas réalisable. Un tel filtre se caractérise par :

- Un affaiblissement nul dans la bande passante permettant de conserver toute la puissance du signal utile.
- Un affaiblissement infini dans la bande coupée (bande atténuée) afin d'éliminer tous les signaux parasites.
- Un déphasage linéaire dans la bande passante afin d'égaliser le temps de propagation de groupe (TPG).

La réalisation d'un filtre idéal en amplitude et en phase ne satisfait pas au principe de causalité [1] et à la relation de Bayard-Bode [2]. Compte tenu de l'antagonisme entre l'amplitude et la phase, il faut donc faire un choix d'approximation selon les contraintes, entre une approximation en amplitude ou en phase. De plus, en considérant les contraintes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en termes de pertes d'insertion et de réjection entre autres, il est souhaitable de travailler avec les approximations en amplitude [3].

De nombreuses fonctions d'approximation en amplitude spécifique au filtrage ont donc été développées parmi lesquelles, on peut citer les trois principales à savoir : Butterworth, Tchebycheff et Elliptique [4] (voir Annexe A).

### 1.2.1. Filtrage passe-bande

Un filtre passe-bande est caractérisé par une fréquence centrale, une bande passante et deux bandes atténuées situées de part et d'autre de la bande passante. Les performances électriques d'un filtre sont mesurées en termes de pertes d'insertion dans la bande, de largeur de la bande passante, du niveau de rejection dans les bandes atténuées et de l'ondulation dans la bande. Les spécifications imposées sur la réponse du filtre définissent son gabarit [Figure 1-2]. Ce gabarit peut être fixe ou non. Lorsque le gabarit n'est pas fixe, on parle de filtre accordable ou agile. Cette agilité peut être simple (en fréquence centrale ou en bande passante) ou mixte (en fréquence centrale et en bande passante de façon simultanée ou indépendante).

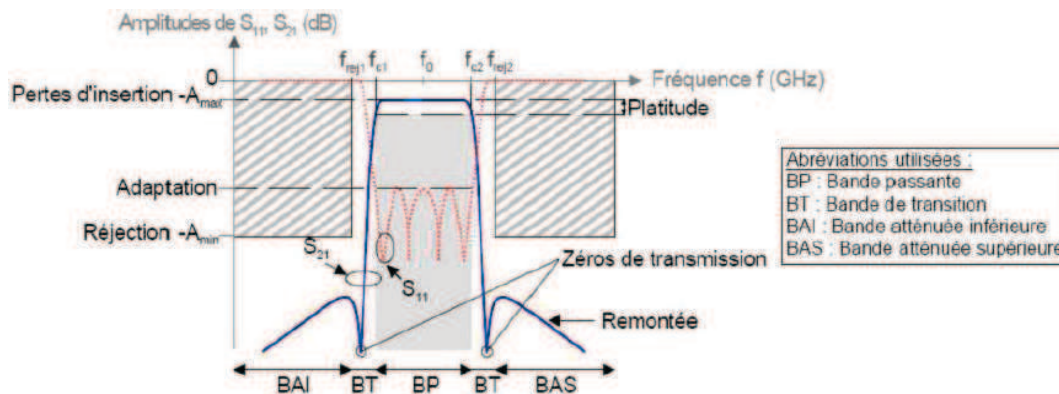


Figure 1-2: Gabarit et réponse électrique d'un filtre passe-bande

Les filtres passe-bande sont classés selon la largeur de leur bande passante dans deux grandes familles : les filtres à bande moyenne ou large, pour lesquels la bande passante relative est comprise entre 20 et 80% et les filtres à bande étroite présentant une bande passante relative inférieure à 20%.

#### 1.2.1.1. Filtres à bande large ou moyenne

Les filtres large bande visent essentiellement les applications radar et certaines applications de télécommunication (U W B). La topologie classique la plus utilisée pour réaliser un tel filtre est celle à base de stubs (CC ou CO). L'ordre du filtre est déterminé par le nombre de stubs. Ces derniers sont reliés par des inverseurs quart d'onde ( $\lambda g/4$ ).

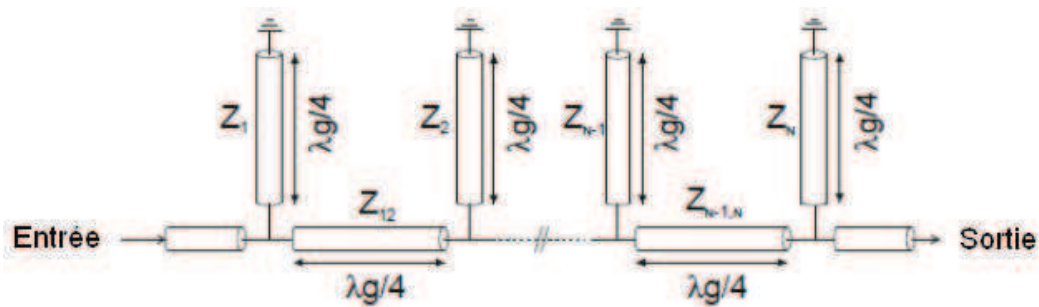


Figure 1-3 : Filtre passe-bande à stubs quart d'onde en court-circuit

Les synthèses permettant de calculer les dimensions physiques du filtre sont données dans [5], [6] et permettent à partir d'une spécification donnée, de calculer les valeurs des impédances.

### 1.2.1.2. Filtres à bande étroite

Les filtres à bande étroite interviennent plus dans les systèmes de télécommunications du fait par exemple de la proximité des canaux de fréquences ou d'un besoin de rationaliser la ressource spectrale. Ces filtres sont classiquement réalisés à partir des topologies à lignes couplées. Pour ces structures, la largeur de la bande passante est strictement liée au couplage inter-résonateur. Bien que cette topologie soit dédiée aux filtres à bande étroite, il se peut que dans certains cas de figure on ait des largeurs de fentes très faibles ce qui peut conduire à des problèmes de faisabilité.

#### 1.2.1.2.1. Filtre à lignes $\lambda_g/2$ couplées quart d'onde

La topologie lignes couplées quart d'onde est sans doute la plus utilisée pour la réalisation des filtres à bande étroite. Les principales synthèses associées à cette topologie ont été développées par Matthaei [5] et Cohn [7]. Ces synthèses permettent de déterminer les impédances en mode pair et mode impair ( $Z_{oe}$  et  $Z_{oo}$ ) de chaque ligne, et de trouver les dimensions physiques du filtre. La réalisation de tels filtres pour des bandes passantes plus importantes est limitée par le problème de faisabilité. En effet, pour obtenir des bandes passantes plus larges, il faut être en mesure de réaliser de forts couplages.

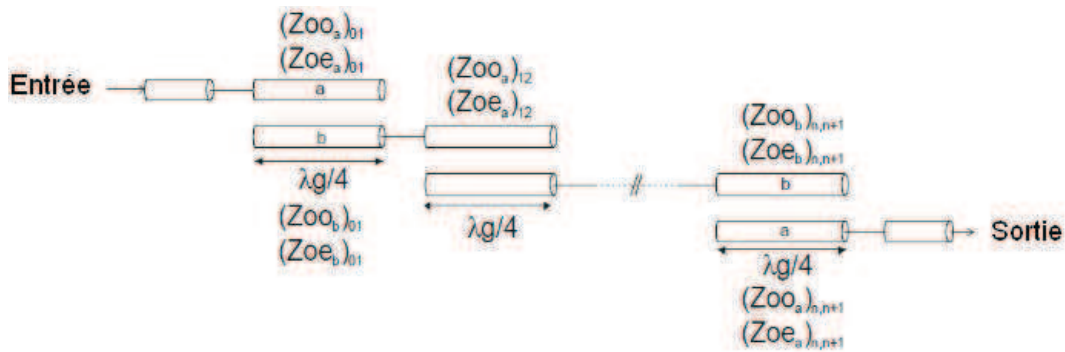


Figure 1-4 : Filtre passe bande à lignes couplées quart d’onde

Le principal facteur bloquant de cette topologie, est l’encombrement selon l’axe longitudinal pour des filtres d’ordre élevé. Cependant, des solutions alternatives qui permettent de réduire l’encombrement telles que les topologies combinées [8], [9] et interdigités [10], [11] ont été développées.

#### 1.2.1.2.2. Filtre combine

Le filtre combine est constitué d’un réseau de résonateurs parallèles couplés. Chaque résonateur consiste en une ligne court-circuitée d’un côté et chargée par une capacité  $C_i$  de l’autre. Les résonateurs sont orientés de sorte que toutes les capacités (respectivement les courts-circuits) soient du même côté. Les synthèses associées, à ce type de filtre sont données dans [5], [8] et [9].

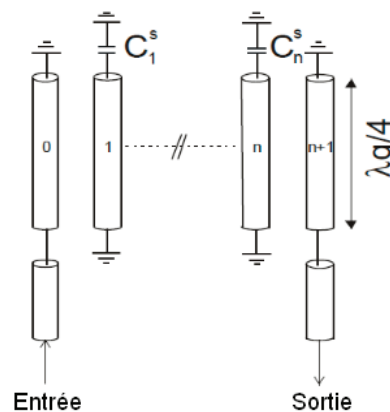


Figure 1-5 : Filtre passe-bande combine

La longueur électrique des résonateurs n’est pas forcément le quart de la longueur d’onde. En effet, cette longueur dépend de la valeur des capacités de charge. Un choix judicieux des valeurs de ces dernières permet de réduire la taille des dispositifs, mais aussi d’augmenter la fréquence de la première remontée parasite qui suit une loi en  $(1/(2*\theta))$ . Où  $\theta$  est la longueur électrique du résonateur.

Le filtre est excité par couplage entre les lignes d'accès dont les extrémités libres sont court-circuités (0, n+1) et les résonateurs (1, n).

*Remarque : La topologie combine a une particularité, liée au fait qu'en l'absence de charges capacitives la réponse électrique ne présente pas de bande passante.*

*Il faut aussi noter qu'il n'existe pas encore une synthèse rigoureuse pour ce type de filtre. L'un des inconvénients des filtres combines est la dissymétrie de la réponse électrique. En effet, la réjection en basse fréquence est légèrement plus forte qu'en haute fréquence.*

### 1.2.1.2.3. Filtre interdigité

Les filtres interdigités sont, comme les filtres combines, composés d'un réseau de résonateurs. Ces résonateurs quart d'onde ont des terminaisons alternées court-circuit/circuit ouvert [Figure 1-6]. L'excitation du filtre interdigité se fait par couplage, comme le filtre combine, entre les lignes d'accès à terminaison circuit ouvert (0, n+1) et les résonateurs (1, n).

Contrairement à la topologie combine, le filtre interdigité présente une réponse électrique parfaitement symétrique ce qui permet d'obtenir de meilleures performances électriques en terme de phase.

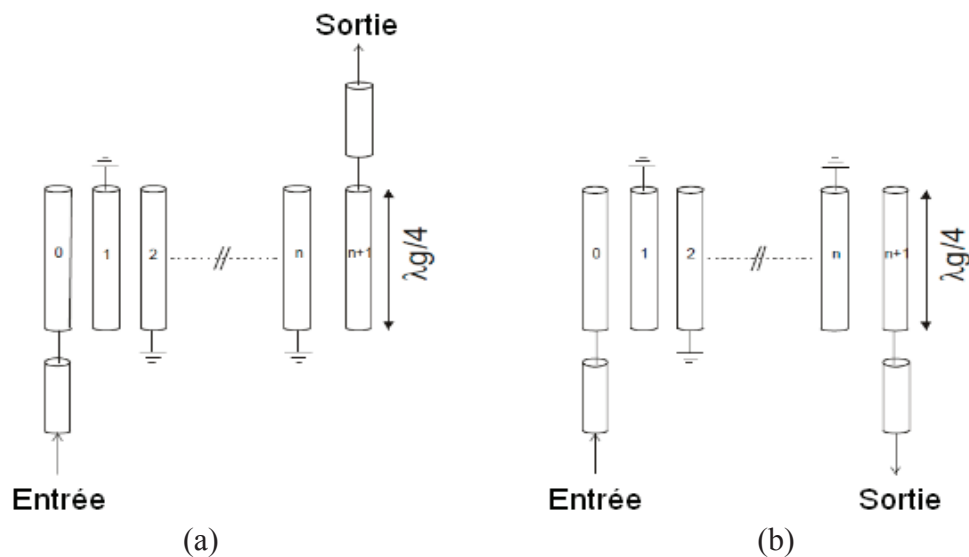


Figure 1-6 : Filtre passe-bande interdigité (a) n pair, (b) n impair

Contrairement au filtre combline, la fréquence de la première remontée parasite ne peut plus être modifiée du fait de l'absence de charge capacitive. Cette remontée est fixe et apparaît à  $2*f_0$ .

*Remarque : Le filtre interdigité présente des niveaux de couplage légèrement moins importants, ce qui conduit à lever les problèmes de faisabilité notamment pour la réalisation de filtres à bande moyenne.*

#### 1.2.1.2.4. Filtre interdigité à accès latéraux directs

Dans le souci de résoudre les problèmes d'accès par couplage des filtres à lignes couplées présentés aux paragraphes 1.2.1.2.2 et 1.2.1.2.3, des filtres à accès directs ont été développés par Dishal [12]. Cette topologie particulière est également décrite dans [13], [14] et [15]. Pour cette structure, les accès sont directement connectés aux résonateurs (1, n). Un exemple de filtre interdigité utilisant ce type d'accès est présenté à la Figure 1-7.

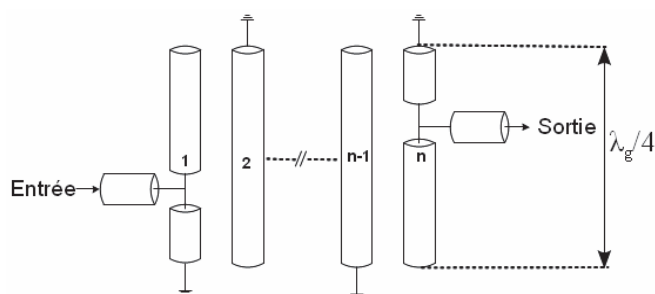


Figure 1-7 : Filtre interdigité à accès latéraux directs

#### 1.2.1.2.5. Filtre DBR (Dual Behavior Resonator)

La topologie DBR a été développée il y a une décennie au sein du Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunication (LEST) par Cédric QUENDO [4]. Cette topologie est basée sur l'utilisation de résonateurs issus de l'association en parallèle de deux stubs de longueurs et d'impédances différentes. Chaque stub présente un zéro de transmission intrinsèque à sa fréquence de résonance. Une recombinaison constructive permet d'obtenir une bande passante avec un pôle et deux zéros de transmission hors bande [Figure 1-8]. La synthèse associée à cette topologie de filtre est donnée dans [16], [17].

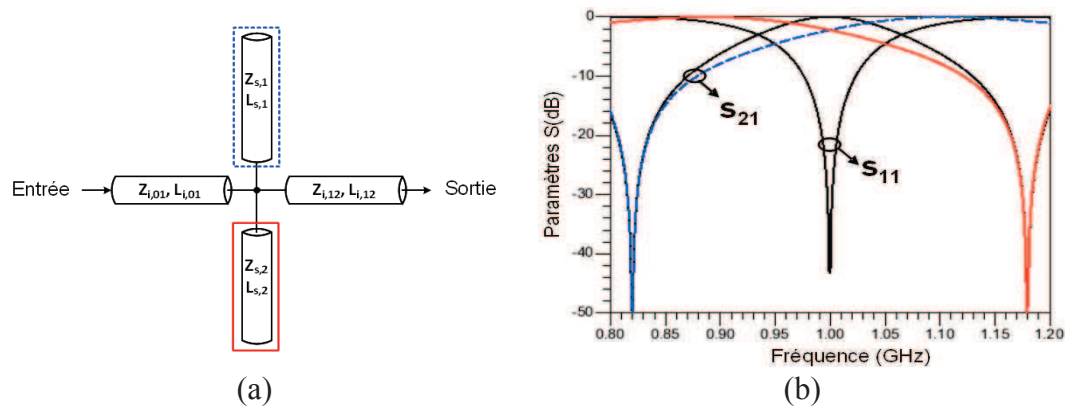


Figure 1-8 : (a) Topologie d'un résonateur DBR et (b) sa réponse électrique

Un filtre DBR d'ordre  $n$  est composé de  $2n$  stubs et de  $n+1$  inverseurs quart d'onde. La réponse électrique d'un filtre d'ordre  $n$  présente  $n$  pôles dans la bande passante,  $n$  zéros de transmissions dans la bande atténuée inférieure et  $n$  zéros dans la bande atténuée supérieure. Ces zéros peuvent être associés (confondus) ou séparés (distincts).

*Remarque : Les trois paramètres (bande passante et les deux zéros de transmissions) d'un résonateur DBR sont en général totalement indépendants.*

*Les filtres DBR souffrent de la présence de remontées parasites dans les deux bandes atténuées. Dans un contexte système, il faut nécessairement les prendre en compte.*

### 1.3. Technologies utilisées pour réaliser l'accord

Il existe de nos jours plusieurs voies technologiques permettant de réaliser l'accord des dispositifs microondes. Elles sont utilisées à partir d'une commande électrique, magnétique, optique (...). Ces technologies peuvent être classées dans deux grandes familles : les éléments localisés et les matériaux commandables.

#### 1.3.1. Les éléments localisés

Traditionnellement, les éléments localisés utilisés pour l'accord des dispositifs microondes sont les diodes PIN (variation discrète), les diodes varactors (variation continue), les MEMS (variation continue et /ou discrète) et les transistors FET « Field Effect Transistor » (variation continue et /ou discrète).

### 1.3.1.1. La diode PIN

Une diode PIN (Positive Intrinsic Negative) est un semi-conducteur constitué de deux zones très dopées P et N et d'une zone intermédiaire intrinsèque non dopée. La diode PIN idéale est équivalente à un court-circuit en polarisation directe « ON » et à un circuit ouvert en polarisation inverse « OFF » (donc comme un interrupteur parfait). Une diode PIN idéale n'étant pas réalisable, en pratique, elle se comporte comme une résistance série  $R_s$  (faible) ce qui assure le passage de l'onde hyperfréquence, lorsqu'elle est polarisée en direct. En polarisation inverse, elle est équivalente à une capacité  $C_p$  fixe de la zone intrinsèque, en parallèle avec une forte résistance  $R_p$ , qui représente la dissipation d'énergie. Cette résistance doit en effet être plus élevée possible afin de limiter les fuites. La Figure 1-9 montre les circuits équivalents de la diode dans les deux états, un circuit de polarisation ainsi qu'un exemple d'implantation sur une ligne microruban.

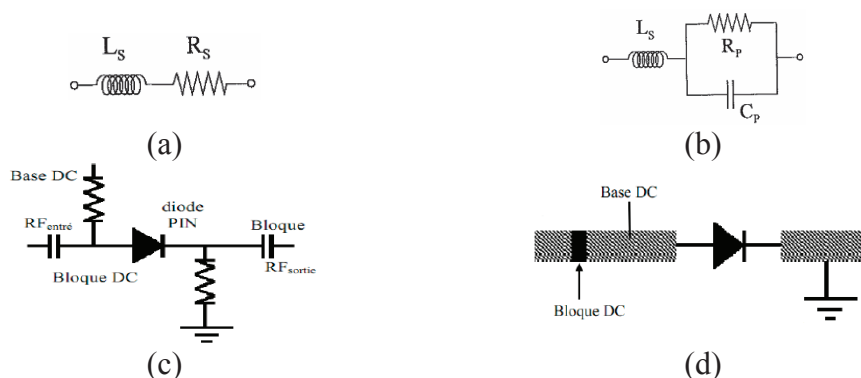


Figure 1-9 : (a) Circuit équivalent en direct, (b) circuit équivalent en inverse, (c) circuit de polarisation et (d) exemple d'implantation sur une ligne microruban

Les diodes Pin sont très utilisées pour réaliser des commutations discrètes en fréquence des dispositifs microondes intégrés, dans les systèmes de télécommunication tels que les filtres [18], [19], [20] etc.

- Avantages : Les diodes PIN présentent : une faible tension de polarisation ( $\pm 3-5V$ ), un temps de commutation très faible (1-100ns), une importante tenue en puissance (jusqu'à 10W) et sont facilement implantables.
- Inconvénients : Ces diodes souffrent de fortes pertes d'insertion, provenant de la résistance série à l'état passant « ON », une importante consommation de courant



(3-20mA) et de puissance (5-100mW) sans oublier leur non linéarité qu'il faut prendre en compte d'un point de vue système.

### 1.3.1.2. La diode varactor

Contrairement à la diode PIN, la diode varactor assure une variation continue. En première approche, une diode varactor est assimilée à une capacitance variable dont la capacité varie, en fonction de la tension de polarisation appliquée en polarisation inverse. En effet, en appliquant à la diode une polarisation inverse, la zone de déplétion augmente, ce qui entraîne une diminution de la capacité en fonction de la tension appliquée. Ceci permet d'obtenir des plages d'agilité intéressantes. Un circuit équivalent de la diode en polarisation inverse est donné à la Figure 1-10 où  $C_j$  est la capacité variable,  $C_p$  la capacité parallèle et  $R_s$  la résistance qui matérialise la dissipation de puissance. Le facteur d'agilité des diodes varactors qui est le rapport entre les valeurs maximale et minimale de la capacité est de l'ordre de 5 à 10.

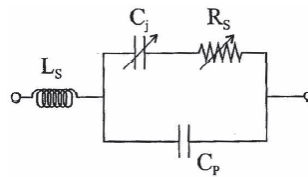


Figure 1-10 : Schéma équivalent d'une diode varactor

Les diodes varactors sont souvent utilisés pour réaliser un accord continu des dispositifs hyperfréquences accordables tels que les filtres [21], [22], [23], les déphaseurs [24], [25], les antennes [26], les adaptateurs d'impédance [27]. Parmi ces diodes, les plus utilisées sont les diodes de type Schottky. Les diodes varactors, en technologie silicium ou AsGa, sont utilisées dans les applications à hautes fréquences pouvant aller jusqu'à 30 GHz.

- Avantages : Les diodes varactors présentent de bonnes performances qui sont entre autres, un temps de commutation faible, une tension de polarisation peu élevée (< 10V) et des valeurs de capacité relativement faibles (quelques pF).
- Inconvénients : Elles présentent des pertes d'insertion importantes engendrées par la forte résistance série. De plus, leur non linéarité limite leur utilisation pour des applications forte puissance.

### 1.3.1.3. Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)

Les MEMS ou systèmes micro électromécaniques, sont des systèmes déformables mécaniquement à l'échelle microscopique sous l'effet d'une activation électrique. Principalement, on trouve deux configurations de MEMS RF : les MEMS à membrane supérieure en forme de pont « varactor à capacité parallèle » [Figure 1-11(a)] et ceux à membrane supérieure libre « cantilever » [Figure 1-11(b)]. Ces derniers peuvent être utilisés comme des varactors à capacité série ou comme commutateur à contact ohmique. C'est dans ce contexte qu'ils sont utilisés dans les systèmes de télécommunications. Il existe plusieurs types de commandes utilisées pour rendre accordable ces composants, telles que les commandes électrostatiques, magnétostatiques, thermiques, mécaniques, optiques... Cependant, la commande électrostatique est de loin la plus utilisée. Lorsqu'une tension de polarisation est appliquée au MEMS, une force électrostatique se crée entre la membrane inférieure fixe et celle supérieure mobile. Cette force entraîne une déflexion de cette dernière vers le bas. Ceci conduit à une diminution de la distance  $g$  entre les deux membranes et par conséquent à une augmentation de la capacité de type condensateur plan  $C \approx \epsilon_r (Wd/g)$ . Les MEMS RF à contact ohmique sont utilisés pour réaliser des commutateurs, ceci grâce à un comportement du type interrupteur. Les MEMS ont permis d'atteindre des fréquences de coupure avoisinant les dix térahertz avec un facteur de qualité assez élevé ( $Q > 100$ ).

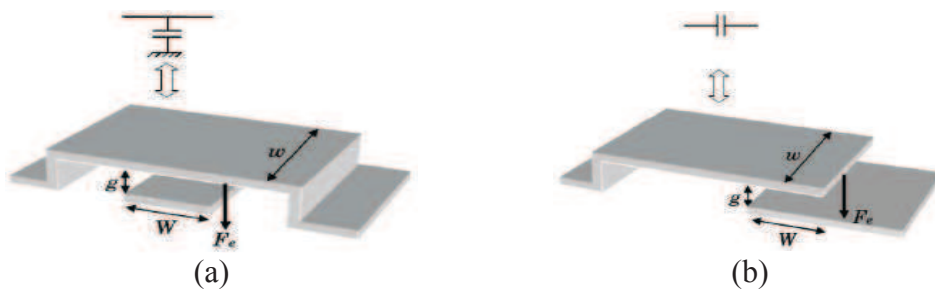


Figure 1-11 : Configurations typiques de MEMS analogiques : (a) pont et (b) cantilever

Ils sont de plus en plus présents dans les dispositifs hyperfréquences accordables. Parmi ces dispositifs on peut citer : les filtres accordables [28], [29], [30], les déphaseurs [31], [32], les adaptateurs d'impédance [33] et les diviseurs de puissance [34]. Ceci montre l'importance du domaine d'application occupé par les MEMS en hyperfréquence. Cependant, à ce jour, aucune garantie formelle n'est donnée quant à la fiabilité des MEMS aux fortes puissances.

- Avantages : Les MEMS présentent plusieurs atouts qui sont entre autres ; une consommation de puissance très faible (10 à 100 nJ), des pertes d'insertions faibles, une bonne isolation, et sur une large bande des facteurs de bruit quasi nuls...
- Inconvénients : Comme tous les composants, les MEMS souffrent de quelques défauts dont une vitesse d'activation relativement lente (de l'ordre de 1 à 40 $\mu$ s), des tensions d'activation élevées, une dynamique faible...

*Remarque : Les MEMS ont besoin d'être encapsulés en environnement inerte. Ils sont en effet très sensibles au milieu environnant surtout à l'humidité.*

#### **1.3.1.4. Le transistor FET**

Contrairement au transistor bipolaire, le transistor FET est unipolaire car ne comportant qu'un seul type de porteurs de charge. Le courant traversant un tel transistor est contrôlé par la tension entre la grille et la source. Parmi les transistors à effet de champ (FET pour Field Effect Transistor), les plus utilisés dans les applications hyperfréquences sont les MOSFET ou les MESFET (MEtal Semi-conducteur Feild Effect Transistor) présentant une barrière Schottky. Le transistor FET peut être utilisé pour réaliser des variations continues ou discrètes. La variation continue est assurée par la capacité variable créée lorsque le transistor est polarisé en inverse. En polarisation directe, le transistor se comporte comme un interrupteur bloquant ainsi le passage de l'onde électromagnétique. C'est grâce à ce double comportement que les transistors FET sont utilisés dans la mise en œuvre de l'agilité continue des filtres [35], et des commutateurs ou switchs hyperfréquences [36]. Comme les MEMS, les transistors FET couvrent un large domaine d'utilisation dans les dispositifs des systèmes de communication.

- Avantages : Les transistors FET présentent de bonnes performances électriques telles qu'une tension de commande peu élevée (3 à 5V), une consommation de puissance quasi nulle (0,05 à 0,1 mW) et une commutation entre deux états (en régime discret) assez rapide (< 100ns).
- Inconvénients : Les défauts dont souffrent les transistors FET sont : des pertes d'insertion importantes engendrées par la forte résistances série de 4 à 6  $\Omega$ , une capacité série de l'ordre de 70 à 140 fF à l'état bloqué et une isolation relative-

ment faible à l'état passant. Il faut également ajouter le facteur de bruit lié au caractère actif du transistor et bien entendu la non linéarité.

*Remarque : En plus de leur utilisation pour la réalisation d'amplificateurs et l'accord des dispositifs microondes, les transistors FET sont également utilisés dans la compensation des pertes à travers des résistances négatives[37], [38].*

#### 1.3.2. Les matériaux commandables

On entend par matériaux commandables, les matériaux dont les propriétés varient sous l'effet d'une contrainte extérieure. Ces matériaux sont classés selon la nature de la commande. Cependant, on distingue les sous familles : des matériaux à commande électrique (ferroélectrique et cristaux liquides), des matériaux à commande magnétique (ferrites et ferromagnétiques), des matériaux à commande optique, des transducteurs piézoélectriques...

##### 1.3.2.1. Les matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques font partie des matériaux dont la permittivité diélectrique varie sous l'effet d'une polarisation électrique. C'est cette capacité à faire varier la permittivité qui est recherchée dans les fonctions hyperfréquences. Dans l'état paraélectrique, la permittivité relative de ces matériaux diminue en fonction du champ électrique appliqué. C'est aussi dans cet état que le meilleur compromis entre pertes et agilité est obtenu. Contrairement à la phase ferroélectrique, il n'existe pas d'hystérésis électrique à la phase paraélectrique, ce qui permet au matériau de retrouver l'état initial après chaque excitation extérieure. La dépendance en température des propriétés électriques de ces matériaux est plus marquée dans cette phase. Le BST (Baryum Strontium Titanate) semble être le matériau le plus utilisé pour la réalisation des dispositifs microondes accordables. Toutefois, il faut noter le développement ces dernières années d'un nouveau matériau : le KTN (Potassium Tantale Niobium) qui présente des propriétés électriques et physiques proches de celles du BST. Cependant, le KTN souffre de la complexité du procédé de réalisation et de la difficulté dans le contrôle de la volatilité du potassium. Plusieurs structures de filtres accordables utilisant les matériaux ferroélectriques ont été développées [39], [40], [41], mais également des déphaseurs [42], [43] et des adaptateurs d'impédance [44]. Ceci est rendu possible grâce au développement

récent des techniques de dépôt en couches minces qui a permis de surpasser les contraintes telles que les fortes pertes d'insertion rencontrées avec des dépôts massifs. De plus, des capacitances localisées avec des facteurs de qualité comparables à ceux des diodes à jonction semi-conducteur mais aussi des facteurs d'agilité  $C_{max}/C_{min}$  de l'ordre de 3 sont obtenus [45]. La Figure 1-12 présente un filtre combine d'ordre 3 accordable et les réponses électriques associées, utilisant des capacitances localisées variables à base de BST[41].

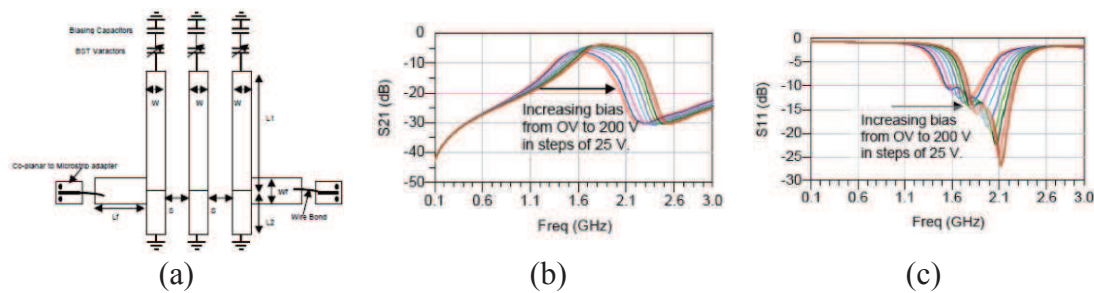


Figure 1-12 : (a) Masque d'un filtre combine et mesures associées (b)  $S_{21}$ , (c)  $S_{11}$

En appliquant une tension de polarisation, de 0 à 200V par pas de 25V, sur les capacitances variables, la fréquence centrale du filtre est décalée de 1,6 à 2 GHz. Ce qui correspond à un décalage en fréquence de 25%.

- Avantages : Les capacités à base de matériaux ferroélectriques sont utilisées pour leur bon facteur d'agilité et leur facilité d'intégration.
- Inconvénients : Les principaux défauts de ces matériaux sont : leur forte tangente de pertes et des tensions de commande très élevées.

### 1.3.2.2. Les cristaux liquides

Les cristaux liquides, tout comme les ferroélectriques, sont commandés par un champ électrique statique. La principale propriété des cristaux liquides dans la gamme des micro-ondes est l'anisotropie diélectrique obtenue par l'application d'un champ statique électrique (ou magnétique). Les cristaux liquides sont utilisés dans leur phase nématique, où l'anisotropie diélectrique est plus élevée que dans toute autre phase [46]. Cette anisotropie diélectrique constitue le point fort pour la réalisation de fonctions agiles en fréquence. La Figure 1-13 montre la variation de l'anisotropie diélectrique en fonction de la tension appliquée qui crée un champ électrique statique.

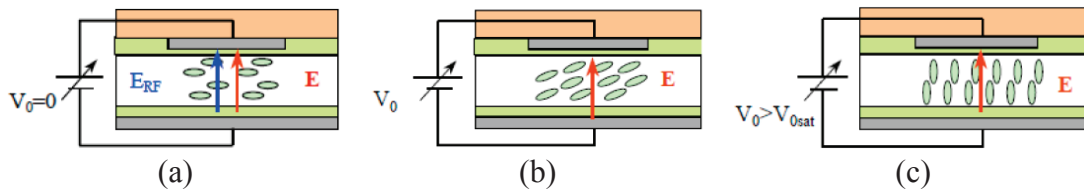


Figure 1-13 : Changement d'anisotropie des cristaux liquides en fonction de la tension de polarisation

Il existe dans la littérature de nombreux travaux sur des déphaseurs utilisant les cristaux liquides [47], [48], [49]. Outre les filtres accordables [46] et les capacités variables [50], les cristaux liquides sont utilisés dans les dispositifs tels que les antennes [51], [52], et les lignes à retard [53]. Un exemple d'un filtre DBR d'ordre 2 accordable à base de cristaux liquides est donné dans [46]. Le filtre présente un décalage en fréquence de 6% pour une tension de commande de 20V.

- Avantages : Les cristaux liquides présentent un avantage principal qui est la faible tension de polarisation
- Inconvénients : Les défauts majeurs des cristaux liquides sont leur temps de réponse relativement élevé et leurs fortes pertes diélectriques.

### 1.3.2.3. Les matériaux ferromagnétiques

Les matériaux ferromagnétiques sont des matériaux dont les propriétés magnétiques (perméabilité  $\mu_r$ ) changent sous l'action du champ magnétique statique appliqué  $\mu_r = f(\overline{H})$ . La polarisation (magnétisation) des matériaux à commande magnétique se fait pour la plupart des dispositifs par des bobines de Helmholtz. Ces bobines créent un champ magnétique uniforme entre elles. Les ferrites et les composites ferromagnétiques sont les plus utilisés pour les applications hyperfréquences [54]. De nombreux travaux ont été publiés ces dernières décennies sur les dispositifs microondes accordables utilisant les matériaux ferromagnétiques [54], [55], tels que les déphaseurs [56], les résonateurs et les filtres [57], [58], [59]. Dans [60] un filtre d'ordre 3 à résonateur  $\lambda g/2$  réalisé sur du ferrite a été développé [voir Figure 1-14]. Un décalage en fréquence de 8% est obtenu avec des pertes d'insertion de l'ordre de 1dB sur les réponses en transmission.

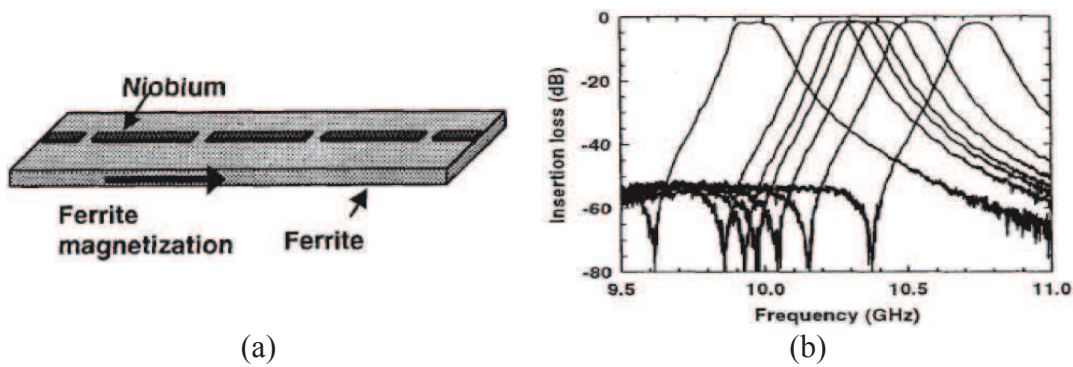


Figure 1-14 : (a) Filtre sur du ferrite et (b) mesures en transmission

Un autre exemple est donné dans [57]. Il s'agit d'un filtre accordable à base d'un matériau magnétique YIG (Yttrium Iron Garnet) et utilisant des bobines de Helmholtz.

- Avantages : L'atout majeur des matériaux ferromagnétiques réside dans des pertes diélectriques faibles.
- Inconvénients : L'utilisation de volumineuses bobines de Helmholtz comme dispositif de commande rend les structures très encombrantes. Ce qui constitue un frein quant à leur intégration dans des systèmes miniatures.

#### 1.3.2.4. Le contrôle optique

Les matériaux à contrôle optique sont des matériaux photosensibles qui sont généralement des semi-conducteurs. C'est l'effet photoconducteur ou photovoltaïque de ces matériaux qui est mis en jeu dans ce type de contrôle. Cependant, on distingue deux types de contrôle optique : un contrôle dit « direct » et un autre « indirect ».

- Le contrôle direct : Il est basé sur la génération de paires électron-trou dans un substrat semi-conducteur sous l'effet d'un photon. En effet, lorsqu'un substrat semi-conducteur est éclairé à un endroit donné par une source optique d'énergie supérieure à la bande interdite du matériau, des paires électron-trou sont générées à cet endroit. Cette génération de paires modifie les propriétés du substrat, ce qui conduit à l'agilité qui dépend fortement de la puissance du signal lumineux. La Figure 1-15 présente un résonateur à stub accordable par un contrôle optique direct [61]. Des filtres accordables [62], [63], [64], des commutateurs [65], [66] et des déphaseurs [67] ont déjà été réalisés sur ce principe.

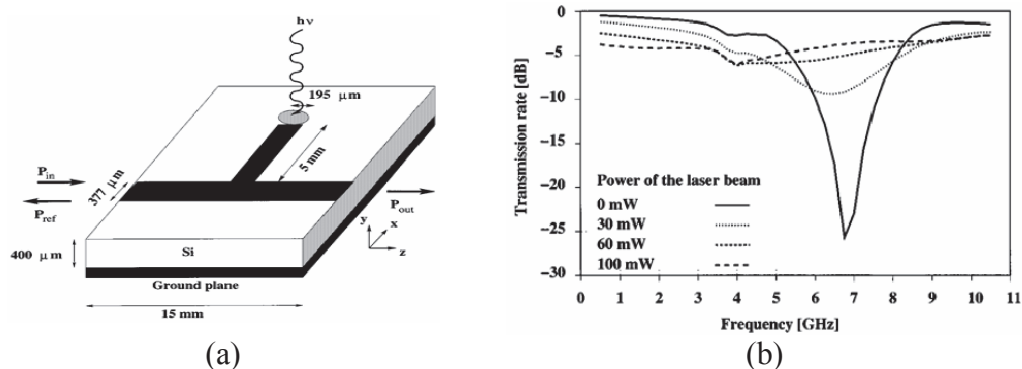


Figure 1-15 : Application du contrôle sur un stub microruban CO

- Le contrôle indirect : L'agilité utilisant ce type de contrôle se fait à travers un composant intermédiaire. Ici l'accord est assuré par un composant RF de type varactor qui est contrôlé par le courant photovoltaïque du matériau semi-conducteur. Le facteur d'agilité et les pertes d'insertion ne sont donc pas principalement liés au matériau mais plutôt au composant varactor utilisé.
- Avantages : Le contrôle optique présente des atouts qui sont entre autres ; une bonne isolation entre le signal optique et le signal hyperfréquence, un grande tenue en puissance...
- Inconvénients : Le dispositif de commande constitue le principal frein de cette technique d'accord. En effet, l'utilisation de fibres optiques rend le système encombrant. Cet encombrement peut être réduit grâce à la co-réalisation de circuits MMIC et optiques intégrés sur un même substrat.

### 1.3.3. Conclusion

Nous avons présenté, dans cette section, quelques solutions technologiques pour réaliser l'accord de fonctions microondes. Ces solutions sont classées en deux familles : les éléments localisés et les matériaux commandables. Chacune de ces solutions présente des avantages et des inconvénients qui peuvent être spécifiques ou communes. Cependant, il n'y a pas typiquement de solutions meilleures que d'autres. Le critère de choix de la technique est principalement basé par l'application visée et par les performances électriques recherchées et pas seulement par le meilleur compromis entre atouts et faiblesses de la solution d'accord. Outre le critère de choix basé sur l'application, il existe aussi d'autres critères qui peuvent être importants tels que les spécifications électriques de la fonction à réaliser et la topologie du dispositif. La plupart des solutions



d'accord sont utilisées en technologie planaire pour réaliser des fonctions agiles. Afin d'avoir une vision plus générale des performances de chaque solution, un résumé est présenté au Tableau 1-1.

Nous avons ajouté une ligne concernant les matériaux piézoélectriques. Ces derniers sont des matériaux dont les propriétés électriques changent sous l'effet d'une force mécanique ou qui se déforment sous l'action d'un champ électrique. C'est ce dernier effet qui est utilisé pour les applications hyperfréquences. Les matériaux piézoélectriques sont aussi utilisés en technologie SAW pour réaliser des fonctions de filtrages microondes.

	Facteur d'agilité	Temps de réponse (s)	Tension de commande	Consommation de puissance	Coût	Intégration	Linéarité (Oui/Non)
Diodes PIN	-	$1-100 \cdot 10^{-9}$	$\pm 3-5$ V	5-100 mW	Bas	Facile	Non
Diodes varactor	5-10	$\sim 10^{-5}$	<10 V	5-100 mW	Bas	Facile	Non
MEMS	1,2-2,5	$1-300 \cdot 10^{-6}$	20-80 V	0,05-0,1 mW	Elevé	Moyenne	Oui
Transistors FET	-	$1-100 \cdot 10^{-9}$	3-5 V	0,05-0,1 mW	Bas	Facile	Non
Ferroélectriques	$\sim 3$	$\sim 10^{-10}$	$\sim 200$ V	Faible	Elevé	Facile	-
Cristaux liquides	1,1-1,5	$T_{on} = qq. ms$ $T_{off} = qq. s$	$\leq 15$ V	Faible	Elevé	Moyenne	-
Ferromagnétiques	1,5-4	$\sim 10^{-10}$	qq 100 V	-	Elevé	Difficile	-
Contrôle optique	-	-	-	-	Elevé	Moyenne	Non
Piézoélectriques	-	-	50-100 V	-	Elevé	Difficile	-

**Tableau 1-1 : Tableau de comparaison des caractéristiques des différentes technologies**

## 1.4. Filtres passifs planaires accordables

Un filtre accordable est généralement issu de l'association d'un (de plusieurs) élément(s) d'accord aux différents résonateurs du filtre. En technologie planaire, les topologies de filtres accordables sont nombreuses et diverses. Ces topologies diffèrent selon les spécifications électriques à atteindre. Les paramètres pris en compte dans ces types de filtres sont : la fréquence centrale, la bande passante, la longueur électrique des résonateurs et l'élément d'accord.

### 1.4.1. Les technologies planaires

Dès lors où le transport de forte puissance n'est pas à prendre en compte dans le dispositif microonde à réaliser, l'utilisation des technologies planaires constitue une solution très intéressante. Les structures planaires permettent de répondre aux problèmes d'encombrement, de poids et de coût, rencontrés sur les structures volumiques. Elles offrent en outre une facilité d'intégration avec les autres composants et d'implémentation avec des composants CMS pouvant être montés. Il existe plusieurs technologies planaires parmi lesquelles on distingue : les technologies microruban, coplanaire, triplaque, multicouches etc. Ces technologies sont essentiellement des structures ouvertes c'est-à-dire présentant une interface substrat/air. L'onde électromagnétique se propage alors à la fois dans le substrat et dans l'air. Ces structures comportent donc des difficultés quant à leur analyse, provenant de l'interface en question et qui introduit une forme particulière des modes de propagation. Théoriquement les modes se propageant sur ces structures sont des modes non TEM. Cependant, sous certaines conditions (dimensions, fréquence), l'approximation quasi TEM peut être faite.

#### 1.4.1.1. La technologie microruban

La technologie microruban demeure la structure planaire la plus utilisée pour la réalisation des dispositifs microondes et millimétriques, ceci grâce à la souplesse technologique qu'elle offre. La ligne microruban est constituée d'un substrat diélectrique d'épaisseur  $h$  métallisé sur sa face inférieure (plan de masse) et supportant, sur sa face supérieure, un ruban métallique de largeur  $w$  [voir Figure 1-16 (a)].

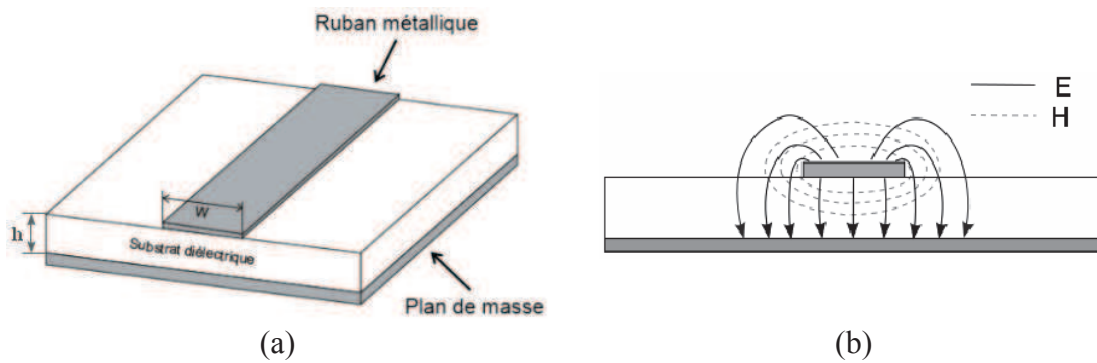


Figure 1-16 : (a) Ligne microruban (b) représentation des lignes de champ

Comme le montre la Figure 1-16 (b), les lignes de champ électrique convergent vers le substrat. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure supporte un mode quasi-TEM [68] et de ce fait est dispersive. Ces lignes de transmission sont caractérisées par une impédance caractéristique et par une permittivité relative effective qui dépendent de la largeur du ruban et des caractéristiques du substrat.

- Avantages : La technologie microruban permet une implémentation aisée des éléments en série. Le procédé technologique de réalisation des circuits est simple et bien maîtrisé. Le report des éléments actifs ne pose pas trop de problème et les bibliothèques de modèles sont relativement fournies.
- Inconvénients : Le problème majeur rencontré avec cette technologie est l'implantation des éléments en parallèle et le report de masse (ou court-circuit). Pour réaliser des courts-circuits, il faut avoir recours aux trous métallisés (vias) qui peuvent être gênant car ils créent des effets parasites nuisibles aux performances électriques. De plus la plage d'impédances caractéristiques réalisables est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées.

#### 1.4.1.2. La technologie coplanaire

La technologie coplanaire a été développée pour la première fois par Wen [69]. Elle est comme la ligne microruban une structure ouverte. Le guide d'onde coplanaire est constitué de deux plans de masse et d'un ruban central de largeur  $w$ . Le ruban central est séparé des deux plans de masse par deux fentes de largeur  $g$  [Figure 1-17 (a)]. Compte tenu de sa géométrie, le guide d'onde coplanaire possède deux modes fondamentaux de propagation. Le mode quasi-TE ou mode « impair » est un mode dispersif alors que le mode quasi-TEM ou mode « pair » est un mode peu dispersif [70]. C'est le

mode pair qui est le plus utilisé dans les applications microondes. Cette structure est utilisée pour réaliser les circuits intégrés hyperfréquences monolithiques et hybrides.

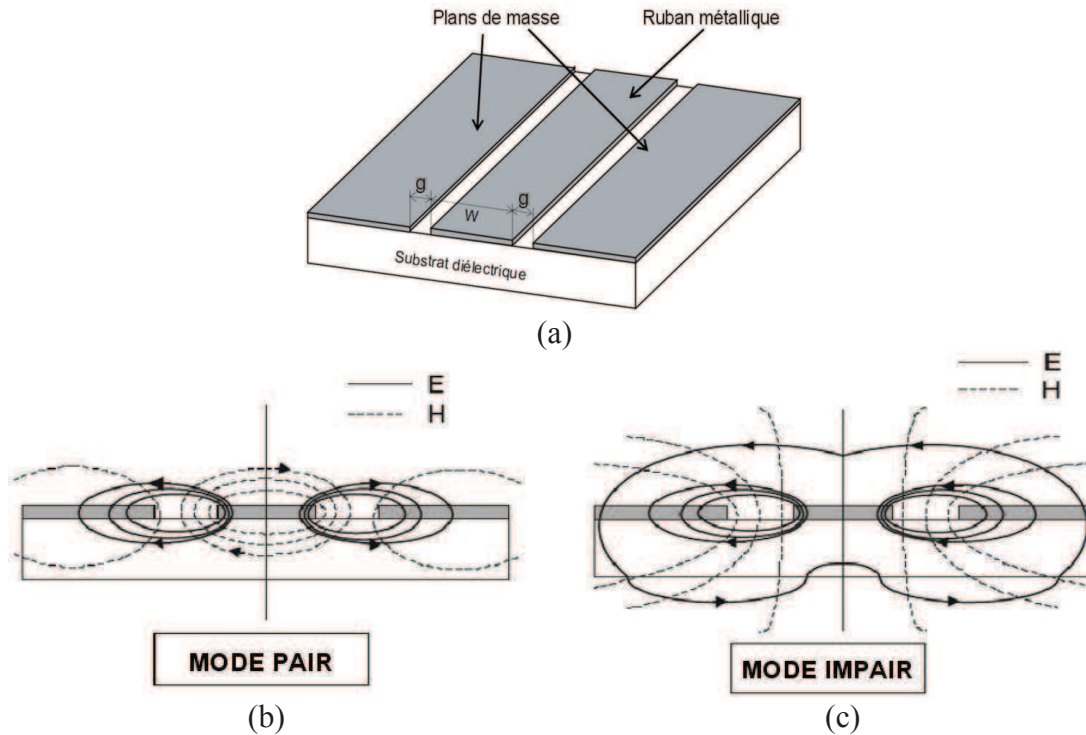


Figure 1-17 : Guide d'onde coplanaire et représentation des lignes de champ associées pour les deux modes fondamentaux

Compte tenu de la cohabitation de ces deux modes, il est indispensables de filtrer l'un d'entre eux et de n'en garder qu'un. Souvent c'est le mode impair qui est filtré. Pour éliminer ce mode, il suffit de ramener les deux plans de masse au même potentiel en les reliant par des ponts à air ou bonding. La caractérisation de cette structure dans le mode quasi-TEM se fait par un transformation conforme (transformation dans le plan complexe) [68]. Cette transformation permet de calculer l'impédance caractéristique et la permittivité relative effective avec des expressions analytiques très difficiles à manier à la main.

- Avantages : La technologie coplanaire présente des atouts tels que : la facilité de faire des interconnexions des composants (actifs ou passifs) en série et/ou en parallèle, l'élimination des trous métallisés, la possibilité de réaliser une même impédance caractéristique avec des dimensions de ligne différentes. De plus, compte tenu de la faible dispersion des lignes coplanaires en mode quasi-TEM, elles se présentent comme d'excellentes candidates pour la réalisation des dispositifs aux fréquences millimétriques.

- Inconvénients : La ligne coplanaire souffre de la présence de deux modes fondamentaux nécessitant l'utilisation de filtres de mode réalisés par des ponts à air.

### 1.4.1.3. La technologie triplaque

La technologie triplaque est une structure de propagation homogène. Elle est constituée de deux plans de masse situés sur les faces supérieure et inférieure du substrat et d'un ruban conducteur de largeur  $w$  noyé dans le diélectrique [voir Figure 1-18 (a)]. Le ruban conducteur peut être à équidistance ou non des deux plans de masse. La structure triplaque comporte trois conducteurs et peut donc supporter théoriquement deux modes de propagation. Cependant, seul le mode fondamental TEM est exploité. Ce mode est obtenu lorsque les deux plans de masse sont mis au même potentiel. La Figure 1-18 (b) présente la répartition des lignes de champ du mode TEM dans la structure.

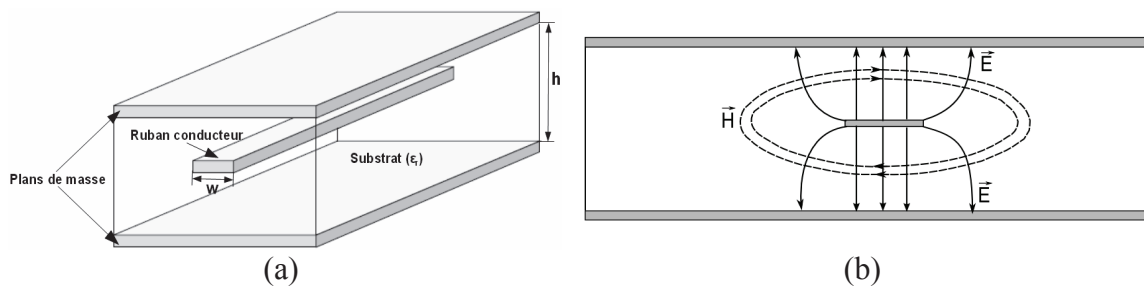


Figure 1-18 : Ligne triplaque et représentation des lignes de champ

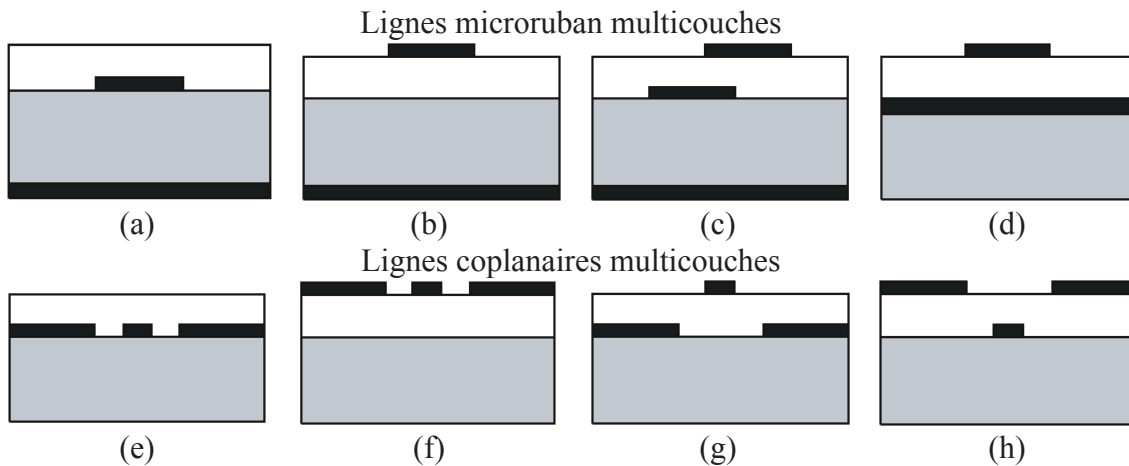
Les lignes en technologie triplaque sont caractérisées par leur impédance caractéristique calculée à partir d'équations analytiques utilisant les intégrales elliptiques complètes. Sa configuration permet de réaliser des circuits isolés de tous parasites externes.

- Avantages : En configuration homogène cette technologie permet de véhiculer des modes purement TEM. Il faut aussi noter que les pertes par rayonnement sont inexistantes sur cette structure.
- Inconvénients : Le problème majeur de cette technologie réside sur le fait qu'il est difficile de réaliser le report de composants passifs ou actifs, sans perturber le caractère homogène de la structure.

### 1.4.1.4. La technologie multicouche

A la différence des technologies planaires classiques, la technologie multicouche est, comme son nom l'indique, constituée de plusieurs niveaux de diélectriques et de

conducteurs. Les lignes microruban et coplanaire peuvent être réalisées avec cette technologie. Elle permet de réaliser des fonctions complexes (filtrage, amplification etc..) dans un environnement 3-D constitué de plusieurs couches de diélectriques sur lesquelles sont gravés les motifs conducteurs. La filière multicouche a été développée dans le but de satisfaire les critères relatifs aux performances électriques, à la miniaturisation des circuits mais également pour franchir les différentes limitations intrinsèques aux filières planaires classiques (gamme d'impédance, niveaux de couplage...).



**Figure 1-19 : Exemple de lignes en technologie multicouche : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin Film Microstrip), (e) lignes coplanaires enterrées, (f) lignes coplanaires, (g)-(h) lignes coplanaires multi niveaux**

Vu les exemples de la Figure 1-19, la technologie multicouche offre aux concepteurs une réelle possibilité de choix entre plusieurs supports de propagation et permet une grande souplesse dans la synthèse et l'intégration de modules hyperfréquences. De plus, il existe une grande compatibilité entre les différents supports de propagation disponibles dans cette filière. Cette compatibilité permet de réaliser des interconnexions simplifiées entre les différentes lignes de transmission, et assure une souplesse intéressante pour l'intégration des fonctions.

- Avantages : L'utilisation de la technologie multicouche a permis l'accès à de forts couplages, l'égalisation des vitesses de phase entre le mode pair et impair des lignes couplées, l'augmentation de la plage d'impédances accessibles grâce à l'utilisation de couches diélectriques de faibles épaisseurs, la réalisation des ponts intégrés pour le filtrage du mode pair de la ligne coplanaire sous forme de « ponts diélectrique ».

- Inconvénients : Le principal défaut de la filière multicouche est la complexité du processus de fabrication comparé aux technologies planaires classiques.

#### **1.4.1.5. Conclusion**

Au travers de ces quatre technologies planaires, nous constatons que chacune des solutions possède ses propres avantages et inconvénients. Cependant, le choix de la filière est basé sur les contraintes imposées par la réalisation d'une fonction hyperfréquence spécifique. Il faut aussi noter que l'intégration optimale d'un système radiofréquence ne s'effectue toujours pas sur la base d'une seule filière technologique. Il est cependant nécessaire, de prendre en compte les contraintes d'intégration de chaque sous-ensemble ou chaque fonction et de chercher le meilleur compromis possible.

#### **1.4.2. Accord en fréquence centrale**

L'accordabilité en fréquence centrale d'un filtre passe-bande en technologie planaire est relativement facile à réaliser. Elle s'obtient généralement par variation de la longueur électrique des résonateurs. Cette variation de la longueur électrique se fait en associant aux résonateurs, un ou des éléments à réactance variable. L'accord peut être continu, en utilisant des éléments à accord continu (diodes varactors etc.), ou discret en utilisant des éléments à accord discret (diodes PIN, MEMS, FET etc.). Les matériaux agiles sont aussi utilisés pour réaliser ce type d'accord [41], [46], [54]. Le développement récent des techniques de dépôt en couche mince des matériaux ferroélectriques a permis leur utilisation en tant que capacité variable. Un intérêt particulier a été accordé aux filtres accordables en fréquence centrale, à en juger par les nombreux travaux effectués sur ce type de filtres. L'intégration de l'élément d'accord dépend de la technologie et de la topologie du filtre.

Pour un filtre à gap, l'élément d'accord est inséré au milieu du (des) résonateur(s) [71], ce qui permet de faire bouger la fréquence centrale du filtre sans perturber le couplage inter-résonateur. Une autre solution pour modifier la fréquence d'un filtre à gap en technologie coplanaire consiste à intégrer des éléments d'accord de type MEMS cantilever dans la fente entre le conducteur central et le plan de masse [72]. Cette technique a permis d'obtenir un décalage en fréquence d'environ 3% mais avec des pertes d'insertion autour de 4 dB.

En ce qui concerne les filtres à lignes couplées accordables en fréquence centrale, ce sont les structures comblines [35], [73], [74] et interdigités [18], [21], [28] qui sont généralement utilisées. L'implémentation des capacités variables sur ces structures est relativement aisée. Les capacités variables sont placées directement à la place des capacités déjà présentes pour les filtres comblines et pour les filtres interdigités à l'extrémité en circuit ouvert des résonateurs. D'autres filtres comme les « hairpin » sont rendus accordables en fréquence centrale avec des varactors [75] et les filtres à lignes couplées quart d'onde le sont aussi parfois avec des matériaux ferroélectrique [39].

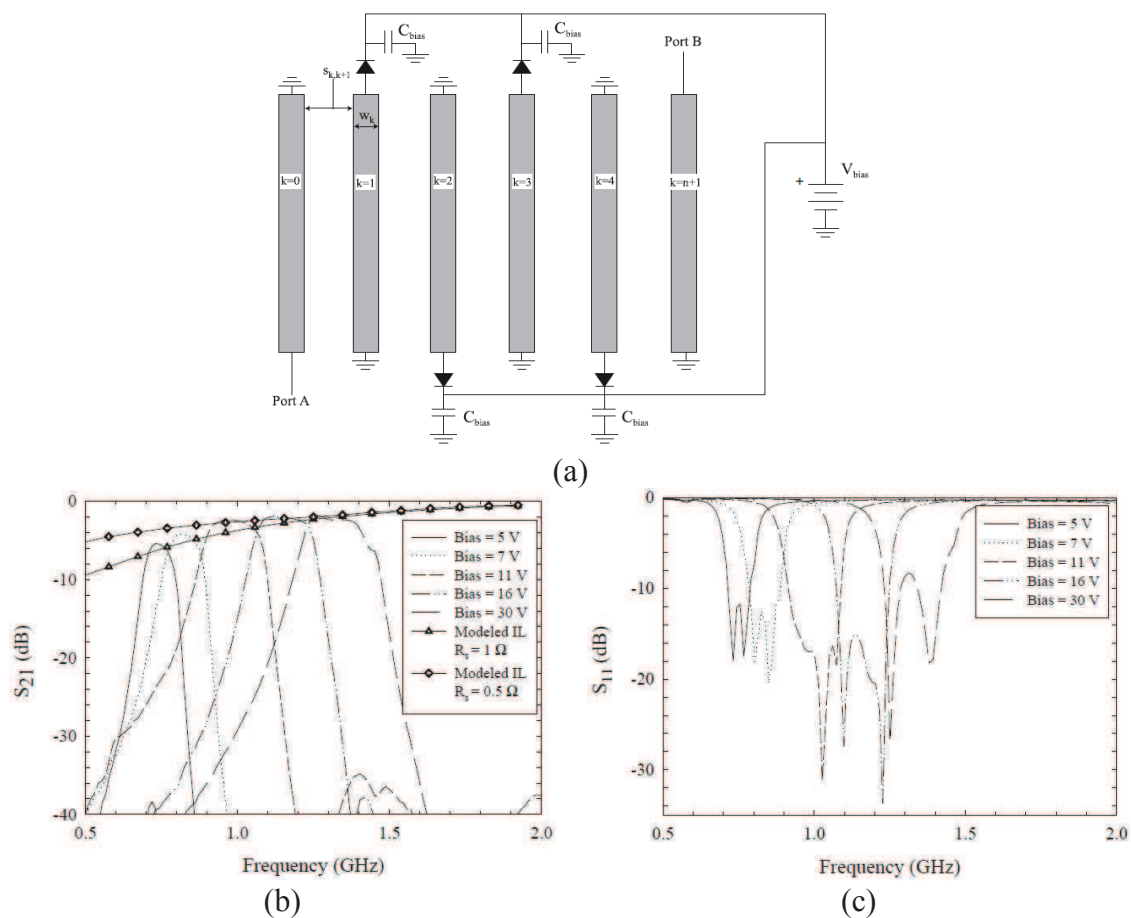


Figure 1-20 : (a) Layout d'un filtre interdigité chargé par des diodes varactors et réponses associées (b)  $S_{21}$  et (c)  $S_{11}$

Les filtres à stubs quant à eux offrent une souplesse à l'intégration des composants d'accord. Comme pour les filtres interdigités, les éléments d'accords sont placés à l'extrémité libre des stubs qui composent le filtre. Ainsi une variation continue ou discrète peut être réalisée sur ces filtres. Plusieurs structures basées sur ce principe et utilisant des éléments localisés [76], ou des matériaux ferroélectriques [77] ont été développées.



### 1.4.3. Accord en bande passante

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, l'agilité en fréquence centrale en technologie planaire est relativement facile à mettre en œuvre sur plusieurs types de topologies de filtres par une simple variation de la longueur électrique des résonateurs. A contrario, la variation de la largeur de la bande passante n'est pas aussi simple à obtenir, car elle dépend du couplage inter-résonateur mais aussi de leurs impédances respectives. La difficulté de mise en œuvre de cette agilité, justifie le fait qu'il y ait dans la littérature, peu de travaux sur les filtres accordables en bande passante. Néanmoins, quelques exemples ont été traités sur ces filtres à partir de topologies spécifiques [78], [79], [80].

Dans [78], un filtre passe bande à bande passante reconfigurable avec une fréquence centrale de 5,8 GHz a été proposé. La technique de reconfigurabilité utilisée consiste à faire varier la capacité équivalente des gaps entre résonateurs. Pour cela des lignes additionnelles sont ajoutées latéralement au bout de chaque résonateur au niveau des gaps. Des éléments d'accord permettant de faire des courts-circuits sont insérés entre les structures initiales et les lignes additionnelles [voir Figure 1-21].

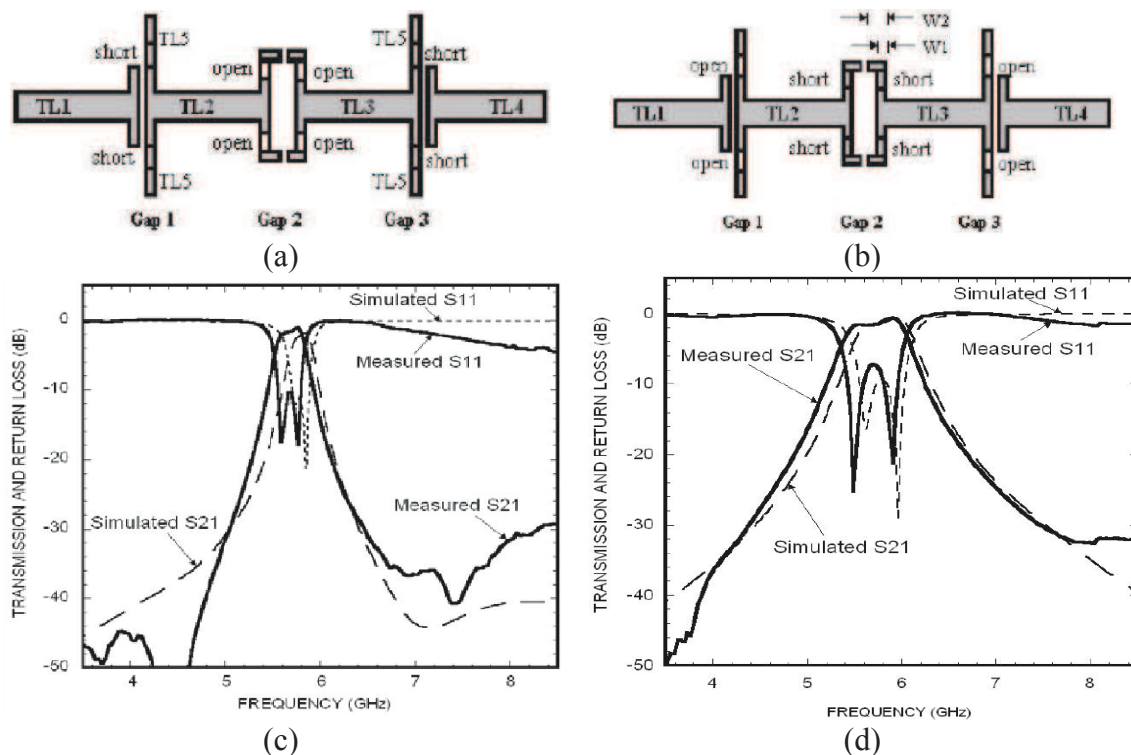


Figure 1-21 : Topologies de filtres reconfigurables en bande passante : (a-c) configuration bande étroite et réponses associées, (b-d) configuration large bande et réponses associées

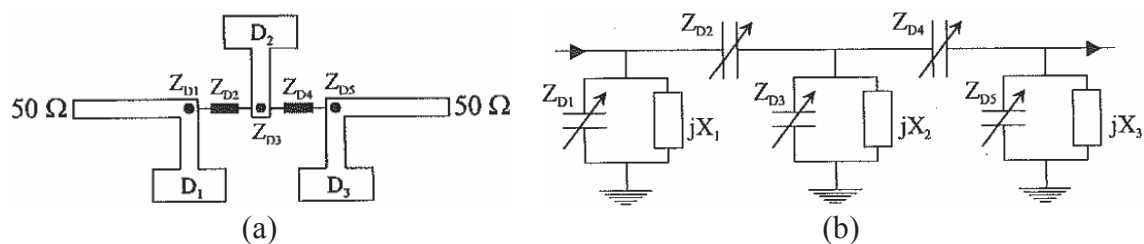
Une autre topologie très originale de filtre accordable en bande passante utilisant à la fois des lignes distribuées, des éléments semi localisés et des éléments localisés (Diodes PIN) a été proposé dans [80]. Ce filtre présente une commutation discrète de la bande passante entre deux états : de 500 à 1500 MHz correspondant à des bandes passantes relatives de 5% et 15% respectivement, pour une fréquence centrale de 10 GHz. Le niveau de pertes d'insertion reste quand même important, en mesure on obtient environ 3 dB pour l'état large bande et 5 dB pour celui bande étroite.

#### 1.4.4. Accord en fréquence centrale et en bande passante

Compte tenu du fait que la bande passante et la fréquence centrale sont liées, la plupart des filtres passe-bande accordables en bande passante contrôlent également la fréquence centrale et vice versa. Ceci a permis le développement de filtres passe-bande contrôlant simultanément ou indépendamment ces deux paramètres.

Les premières topologies de filtres accordables à la fois en fréquence centrale et en bande passante ont été développées par Toyoda au tout début des années 1980 [81], [82]. Il a proposé une topologie de filtre passe-bande basée sur le couplage variable par le biais de diodes varactors [voir Figure 1-22 (a)] [81]. Ce filtre est composé de trois circuits résonants connectés entre eux par des diodes varactors et des lignes de transmissions. Initialement la fréquence centrale des trois circuits résonants du filtre est égale à 6,8 GHz. Elle est contrôlée par les diodes  $Z_{D1}$ ,  $Z_{D3}$ ,  $Z_{D5}$ . La bande passante égale à 310 MHz est contrôlée par les diodes  $Z_{D2}$ ,  $Z_{D4}$ .

En appliquant une tension constante de -25 V sur les diodes à numéro impair et une tension variable allant de 0 à -9,5 V sur les diodes à numéro pair, la bande passante varie de 310 MHz à 1,14 GHz. La fréquence centrale passe de 6,8 à 5,85 GHz lorsqu'on fait varier la tension de polarisation des diodes à numéro impair entre -25V et -6,2 V.



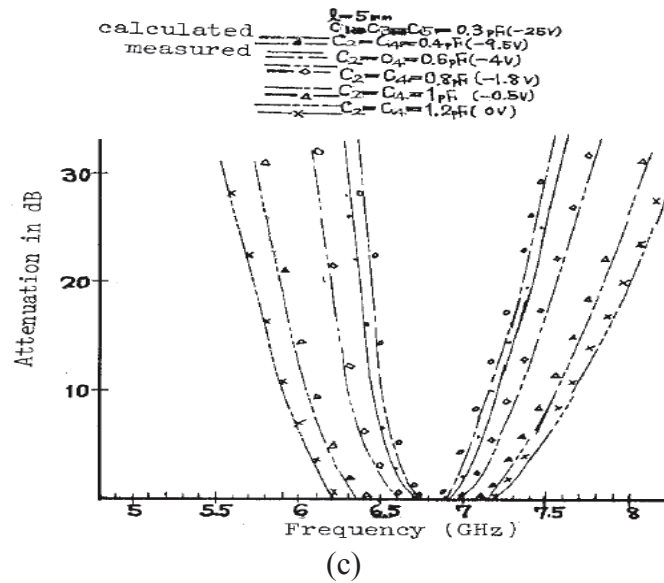


Figure 1-22 : (a) Masque du filtre reconfigurable en fréquence centrale et en bande passante, (b) schéma équivalent et (c) performances électriques associées

La deuxième technique proposée par Toyoda consiste à associer un filtre passe bas et un filtre passe haut ayant tous les deux des fréquences de coupure variables [81]. Le filtre passe bas est constitué d'une ligne micro ruban sur laquelle sont placées des diodes varactors  $Z_{D6}$ ,  $Z_{D7}$ ,  $Z_{D8}$  qui permettent de contrôler la fréquence de coupure. Le filtre passe haut est constitué de trois capacités  $C_a$ ,  $C_b$  et  $C_c$  montées en série sur la ligne de transmission principale connectée à quatre stubs en parallèles, chargés à leur extrémité par des diodes varactors  $Z_{D9}$  et  $Z_{D10}$ . Celles-ci assurent le contrôle de la fréquence de coupure du filtre, par l'intermédiaire des capacités  $D_1$  et  $D_2$  permettant l'alimentation des diodes. L'association de ces deux filtres permet d'obtenir un filtre passe-bande accordable en fréquence centrale et en bande passante.

Dans les deux dernières décennies, des travaux ont été publiés sur des dispositifs de filtres planaires accordables simultanément en bande passante et en fréquence centrale [83], [84]. Une topologie originale de filtre passe bande DBR (Dual Behavior Resonators) a été développée au LEST [16], [17]. Elle permet un contrôle indépendant et simultané de la bande passante et de la fréquence centrale. Cette topologie de filtre a été adoptée dans [85] pour réaliser des filtres accordables en fréquence centrale et en bande passante utilisant des MEMS cantilevers comme éléments d'accord.

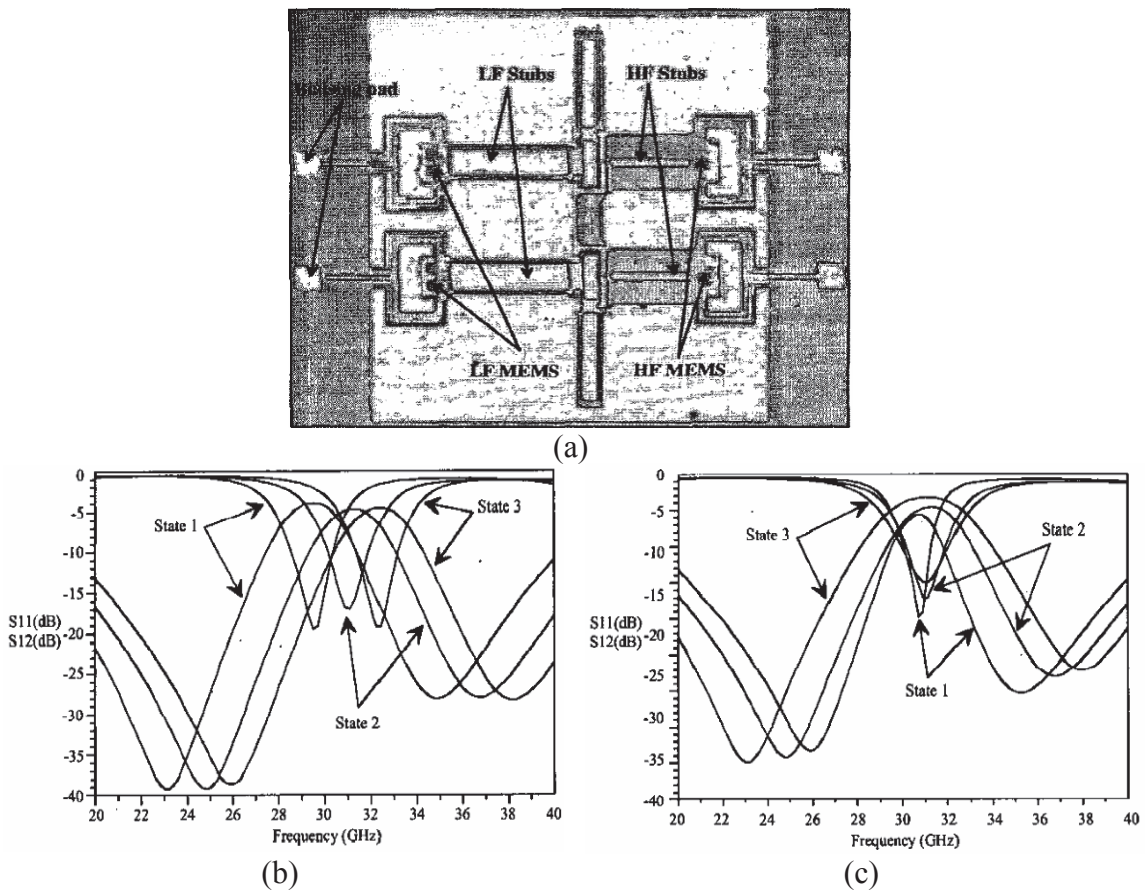


Figure 1-23 : (a) Photo d'un filtre DBR d'ordre 2 accordable : (b) en fréquence centrale et (c) en bande passante

#### 1.4.4.1. Conclusion

En technologie planaire, il existe de nombreuses topologies de filtres, pouvant être reconfigurables soit en fréquence centrale soit en bande passante ou les deux. Contrairement à l'accord en fréquence centrale qui s'obtient assez aisément par simple modification de la longueur électrique des résonateurs, l'accord en bande passante est quant à lui difficile à mettre en œuvre et demande de travailler sur des topologies originales. La plupart des filtres planaires accordables présentent des pertes d'insertion importantes. Ceci est dû au faible facteur de qualité des résonateurs planaires et des éléments d'accord utilisés. Ces pertes peuvent être compensées en utilisant des résonateurs qui ont des facteurs de qualité élevés comme c'est le cas des résonateurs volumiques ; cependant la médiocrité des composants d'accord demeure.

## 1.5. Filtres passifs volumiques accordables

En technologie 3D, les topologies de filtres passe-bande accordables ne sont pas aussi nombreuses qu'en planaire. Les caractéristiques principalement recherchées pour un filtre passe-bande accordable « idéal » sont : un facteur de qualité élevé pour limiter pertes d'insertion, un large domaine d'accord, une bonne linéarité, un faible encombrement, une faible consommation de puissance, une bonne vitesse de commutation... Un filtre passe-bande accordable de ce type serait un élément clé dans les systèmes reconfigurables futurs, mais le compromis entre tous ces paramètres reste difficile à trouver [86]. Certains dispositifs accordables planaires, par exemple à base de MEMS, offrent quelques avantages tels que : une taille compacte, une commutation relativement rapide, une large plage d'accord, mais leur facteur de qualité reste limité par la nature planaire des résonateurs.

La Figure 1-24 [87] présente les performances de différentes technologies en terme de niveau de pertes d'insertion, en fonction de la taille de quelques résonateurs microondes typiques avec un intervalle estimé de valeur de facteur de qualité  $Q$  pour chaque catégorie de résonateur. L'exercice a été réalisé à 5 GHz. On s'aperçoit rapidement sur cette figure que les résonateurs diélectriques et en guide d'ondes qui présentent les facteurs de qualité les plus élevés, sont aussi les plus volumineux.

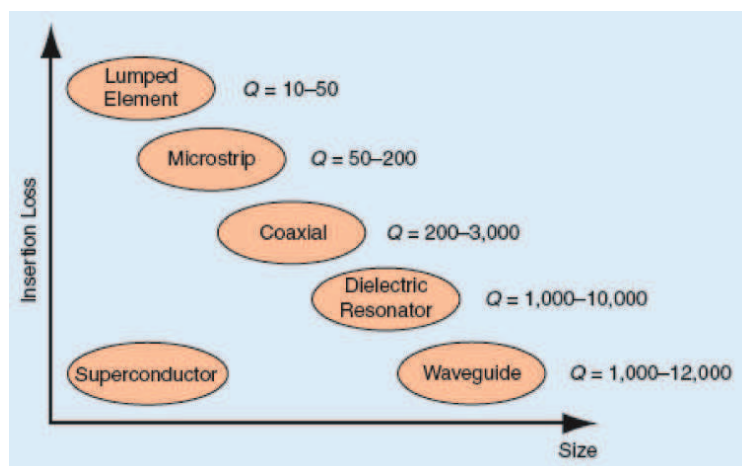


Figure 1-24 : Niveau de pertes d'insertion et taille de divers résonateurs microondes

### 1.5.1. Les technologies volumiques

Les structures volumiques sont des structures dites fermées, dont le milieu de propagation est isolé de l'extérieur par des parois imperméables au champ électromagnéti-

que. Les modes de résonance sont généralement de type TE (Transverse Electric) et TM (Transverse Magnétique). La plupart des filtres passe-bande volumiques développés, sont réalisés par des cavités métalliques [88], [89] (guide d'ondes, cavité rééminente etc..) ou par des résonateurs diélectriques [90], [91], [92]. De nouvelles solutions telles que les LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic) [93] et les SIW (Substrate Integrated Waveguide) [94] ont été développées ces dernières années. L'utilisation de ces nouvelles technologies a permis la conception et la réalisation de résonateurs et de filtres de tailles réduites pour des facteurs de qualité  $Q$  plus élevés qu'en technologie planaire. Ces technologies, sans pour autant rivaliser avec les véritables solutions volumiques classiques, sont cependant plus attractives que les technologies purement planaires. Elles sont en générale dédiées à des applications à bande étroite et restent compatibles avec les circuits planaires.

### 1.5.1.1. Les guides d'ondes rectangulaires

Les guides d'ondes rectangulaires possèdent une section rectangulaire de largeur  $a$  sur l'axe horizontal et de hauteur  $b$  sur l'axe vertical. La fréquence de coupure du mode fondamental de ces guides est liée à la largeur  $a$ . Un guide d'ondes rectangulaire supporte à la fois les modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$ . Les modes supérieurs peuvent être filtrés par un choix judicieux de la largeur  $a$  du guide. Le mode fondamental est le  $TE_{10}$ . Le milieu diélectrique de propagation des ondes est généralement l'air.

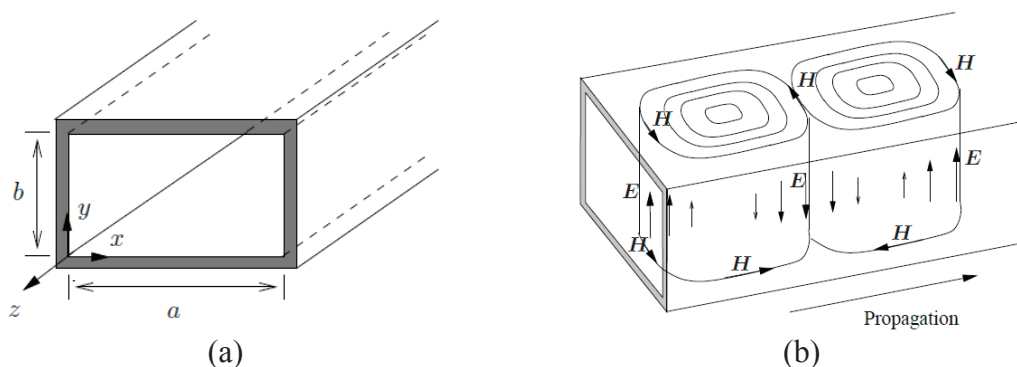


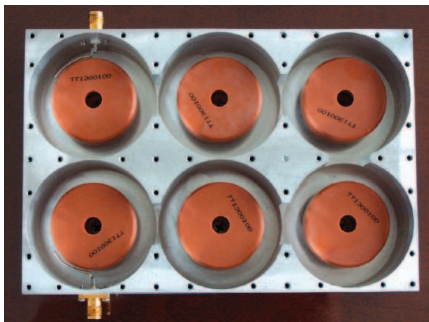
Figure 1-25 : (a) Guide d'ondes rectangulaire, (b) orientation des champs d'un mode TE

Lors de la mise en œuvre de filtres en guides d'ondes, le couplage entre les résonateurs est assuré par des iris.

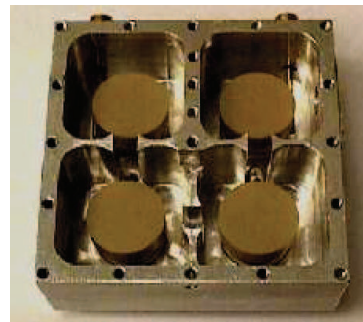
- Avantages : Les guides d'ondes rectangulaires permettent le transport des signaux de forte puissance, présentent un facteur de qualité élevé et permettent donc d'obtenir une bonne sélectivité avec de faibles pertes d'insertion...
- Inconvénients : Les défauts majeurs de ces structures sont l'encombrement, l'incompatibilité d'intégration avec les circuits planaires et le coût important.

### 1.5.1.2. Les résonateurs diélectriques

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles de céramiques diélectriques nues ou métallisées, utilisées comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres et oscillateurs aux hyperfréquences. Ils sont constitués le plus souvent d'un matériau solide de forme cylindrique pouvant supporter une onde électromagnétique dans son volume par réflexion à l'interface diélectrique /air. Contrairement aux guides d'ondes rectangulaires, les résonateurs diélectriques ont des dimensions réduites grâce à l'utilisation de matériaux diélectriques de permittivité plus élevée. Les filtres à résonateurs diélectriques apparaissent actuellement comme les modèles de référence pour la majorité des filtres RF utilisés dans les applications sans fils et satellitaires [87], [95], [96].



(a)



(b)

Figure 1-26 : Filtres typiques à résonateurs diélectriques

Un filtre à résonateurs diélectriques utilise des pastilles de diélectriques pouvant être montées à l'intérieur des boîtiers métalliques couplés par des iris [voir Figure 1-26]. Comme les guides d'ondes rectangulaires, les résonateurs diélectriques supportent des modes de propagation TE et TM.

- Avantages : La taille réduite est un atout pour les résonateurs diélectriques. Comme les guides d'ondes, ils présentent un facteur de qualité élevé pouvant aller jusqu'à 10000, une bonne sélectivité et de faibles pertes d'insertion.

- Inconvénients : Les résonateurs diélectriques souffrent de leur poids, du coût de fabrication, de la complexité de mise en œuvre. Malgré l'utilisation de diélectrique de forte permittivité, ils restent encombrants et leur intégration avec les structures planaires est difficile.

### 1.5.1.3. La technologie SIW

Le concept SIW (Substrate Integrated Waveguide) se présente comme un candidat prometteur pour la réalisation d'une grande variété de composants et dispositifs dans le domaine des microondes. La technologie SIW a été proposée pour la première fois en 1994 [97], depuis, de nombreux composants tels que des filtres [98], des coupleurs [99], des oscillateurs [100], des antennes [101], des circulateurs [102] (...) ont été développés. Une structure SIW est constituée techniquement de deux plans métalliques sur les faces supérieure et inférieure du substrat, les faces latérales étant délimitées par des rangées de trous métallisés (vias) Figure 1-27. Le diamètre et l'espacement des vias sont dimensionnés de sorte qu'ils soient vus comme un mur électrique parfait, ou quasi parfait à la fréquence de résonance du mode considéré. Contrairement aux structures volumiques précédentes, les guides d'ondes SIW ne supportent que les modes de propagation  $TE_{m0}$ . Les modes dont les lignes de courant ont une composante perpendiculaire aux vias ne peuvent pas se propager dans ce type de structures.

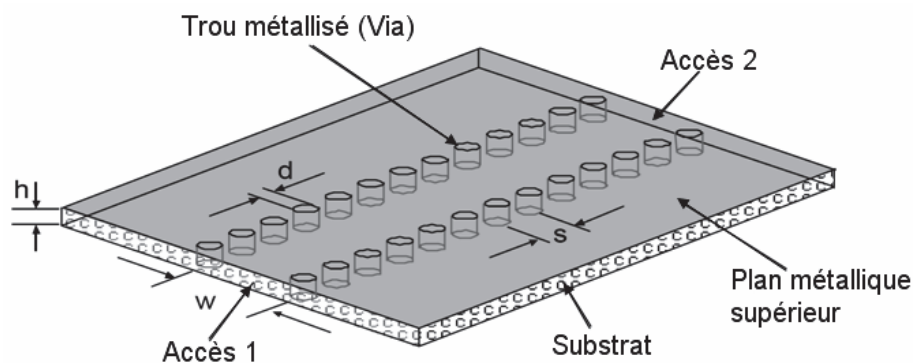


Figure 1-27 : Structure d'un guide d'onde SIW

$w$  est la largeur du guide,  $h$  la hauteur du substrat,  $d$  le diamètre des vias et  $s$  l'espacement entre les centres de deux vias consécutifs.

On retrouve au sein des structures SIW, la plupart des caractéristiques propres aux structures volumiques classiques qu'elles soient rectangulaires ou circulaires. Cela se



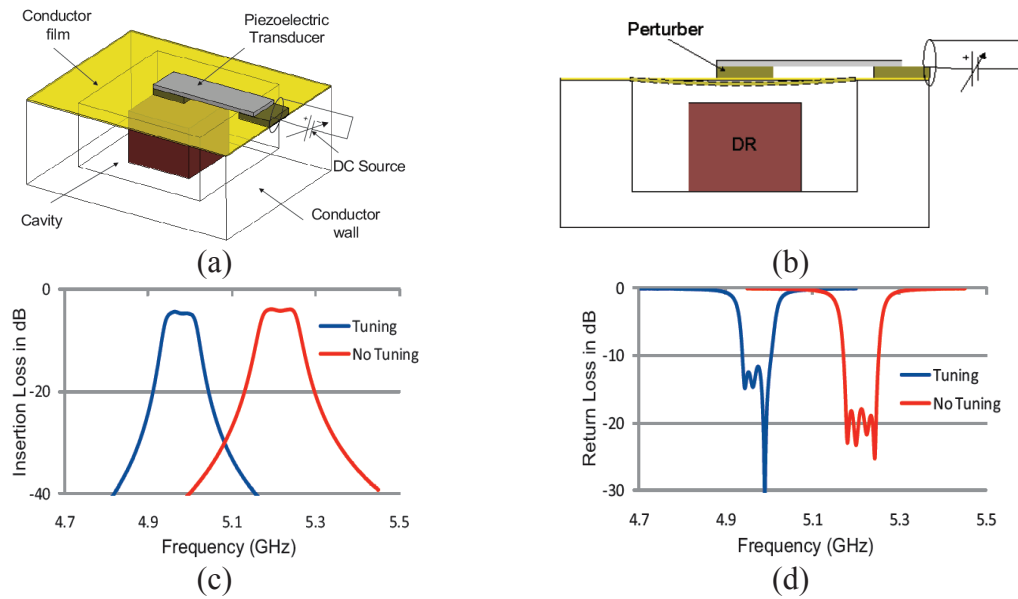
traduit notamment par un facteur de qualité élevé. Ce dernier dépend fortement de la tangente de pertes du substrat diélectrique.

- Avantages : La technologie SIW est une solution planaire utilisant les modes de propagation volumiques ce qui la rend compatible et facilement intégrable avec les circuits planaires usuels. De plus, elle présente un encombrement et une masse réduite, un facteur de qualité 2 à 3 fois plus élevé qu'en planaire et un faible coût de fabrication.
- Inconvénients : La dépendance à l'épaisseur du substrat est un défaut qui fait que le facteur de qualité reste bien moins important que celui des guides d'ondes classiques.

### 1.5.2. Filtres volumiques accordables en fréquence centrale

L'accordabilité en fréquence centrale des dispositifs volumiques fait intervenir, en plus des éléments d'accord mécaniques, plusieurs éléments d'accord utilisés en planaire tels que, les MEMS, les varactors, les matériaux agiles etc... Cependant, si il est facile de contrôler la fréquence centrale des filtres passe-bande planaires, ce n'est pas le cas en ce qui concerne leurs homologues volumiques. En effet, la commutation de la fréquence centrale est plus difficile à mettre en œuvre, car elle doit s'obtenir en modifiant la quantité d'énergie électromagnétique stockée (perturbation du champ électromagnétique) dans la cavité. Beaucoup de recherches ont été effectuées dans ce domaine. Les filtres accordables ont été réalisés dans différentes technologies, notamment sur la base de systèmes micro-électromécaniques (MEMS) [86], [103], de matériaux ferromagnétiques [104] et ferroélectriques [105]. On trouve aussi dans la littérature des filtres à base de cavités à modes évanescents [106], [107] et de filtres à résonateurs diélectriques [108], [90].

Un exemple de filtre à résonateurs diélectriques accordable d'ordre 4 a été présenté dans [90]. Le résonateur est constitué d'un substrat diélectrique de forte permittivité  $\epsilon_r = 45$  et de faible tangente de pertes égale à  $10^{-5}$ . Le filtre fonctionne à une fréquence centrale de résonance de 5,2 GHz pour une bande passante relative de 1%. L'accordabilité est assurée par des actionneurs piézoélectriques flexibles intégrés au filtre [voir Figure 1-28].



**Figure 1-28 : (a-b) Filtré à résonateurs diélectriques accordables et (c-d) performances mesurées**

Lorsqu'on applique une tension de polarisation sur l'actionneur, celui-ci exerce une force qui fait dévier la membrane vers le bas. Cette déviation réduit l'écart entre le résonateur diélectrique et la partie supérieure de la cavité ce qui cause une perturbation du champ et par conséquent le décalage de la fréquence de résonance.

Les résultats de mesure du filtré constitué de quatre résonateurs couplés sont présentés sur la Figure 1-28. La fréquence centrale est décalée de 5,22 GHz à 4,97 GHz, soit d'environ 5%, quand on augmente la tension appliquée à l'actionneur. Le niveau des pertes d'insertion augmente. Il passe de 3,9 dB à 4,4 dB avec un niveau d'adaptation meilleur que 10 dB.

Récemment, des filtres SIW d'ordre 4 en bande Ku accordables en fréquence centrale ont été étudiés et réalisés par Abbas El Mostrah pendant sa thèse au Lab-STICC [109]. Deux exemples d'accord sont étudiés pour réaliser une commutation discrète de la fréquence sur quatre états.

Le premier consiste à graver des fentes circulaires au-dessus de chaque cavité. La pastille métallique à l'intérieur de la fente circulaire est connectée à l'extérieur de la fente par un fil de bonding. L'état initial où tous les bonding sont connectés correspond à la fréquence centrale de 10,825 GHz. En déconnectant indépendamment les fentes latérales et centrales on arrive à l'état final où tous les bondings sont déconnectés, en passant par les états intermédiaires. La fréquence centrale passe alors à 11,69 GHz au dernier état. Les pertes d'insertion passent de 2,5 dB à 2,2 dB pour le premier et le der-

nier état. Cet exemple particulièrement intéressant sera utilisé dans le chapitre 4, pour servir de référence dans le cadre d'une comparaison.

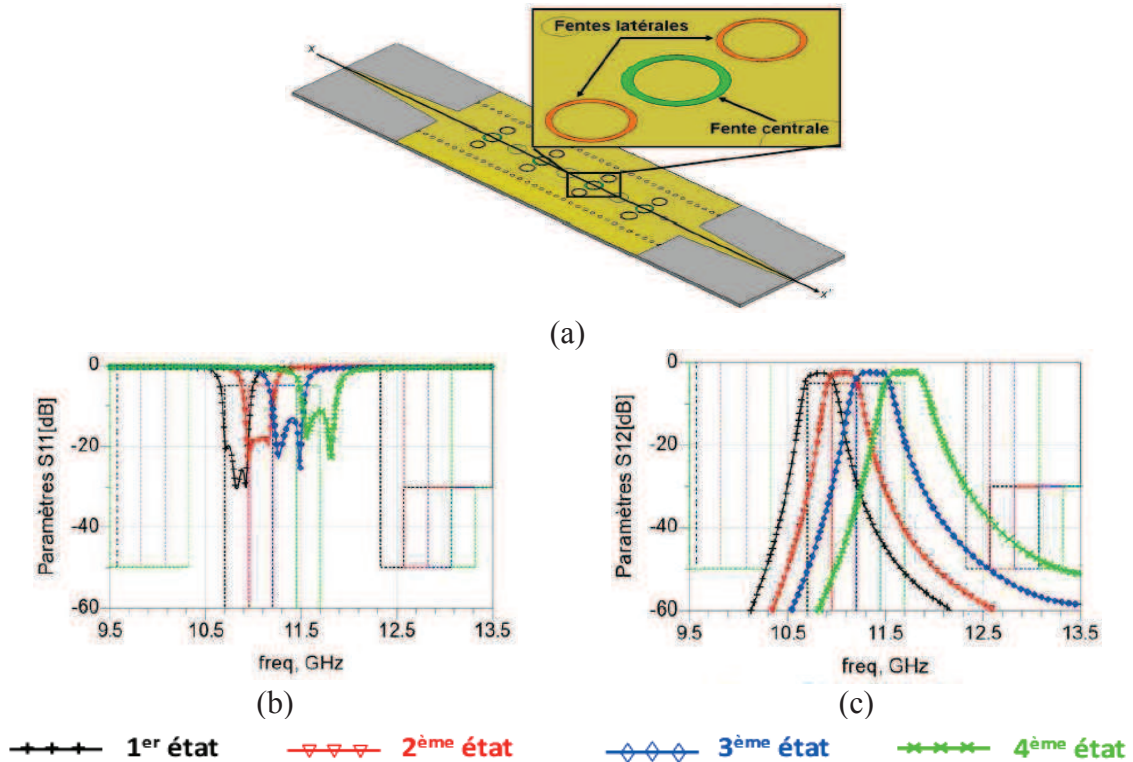


Figure 1-29 : (a) Masque du filtre avec les fentes et (b-c) performances électriques associées

Le second exemple consiste à faire la même opération en utilisant des diodes PIN à la place des fils de bonding. Un circuit de polarisation spécifique permettant de polariser indépendamment les unes et d'isoler les autres, est réalisé. Le premier état est obtenu lorsque toutes les diodes sont polarisées en direct correspondant à la fréquence centrale de 10,825 GHz. Les états intermédiaires sont obtenus en polarisant différemment les diodes placées sur fentes latérales et celles sur les fentes centrales. Dans le dernier état, toutes les diodes sont polarisées en inverse et la fréquence centrale est décalée à 11,57 GHz. Le niveau des pertes d'insertion entre le premier et le dernier état est respectivement de 5,57 dB et 4,94 dB.

### 1.5.3. Filtres volumiques accordables en bande passante

Comme pour les filtres planaires, il existe très peu de travaux dans la littérature, effectués sur les filtres passe-bande volumiques accordables en bande passante. Cette rareté n'est pas liée au manque d'intérêt sur le sujet, mais plutôt à la difficulté de mise en œuvre. La réalisation de filtres passe-bande accordables en bande passante fait souvent

appel à des topologies originales. Quelques travaux ont cependant été effectués sur le sujet, au début des années 1980, [110], [111]. Récemment, des topologies de filtres SIW accordables en bande passante ont été développées [112].

Deux filtres passe-bande accordables en bande passante de type guide d'ondes, dont la largeur de la bande passante varie avec un actionnement mécanique ou électrique, ont été proposés dans [111].

Dans le premier cas qui concerne le réglage mécanique, le filtre passe bande est composé de quatre iris placés dans le guide d'ondes et espacés d'un intervalle égal au quart de la longueur d'onde. La fréquence centrale de résonance de ce filtre est 10 GHz. La largeur de la bande passante varie en changeant la largeur et la hauteur des iris.

Le deuxième cas concerne le filtre passe-bande accordable à réglage électrique. Le filtre proposé dans ce cas, utilise des diodes varactors comme éléments d'accord. Le filtre est composé de deux paires de diodes et de plots métalliques séparés de  $a/3$  dans la direction  $x$ . Elles sont montées de part et d'autre d'une paroi métallique horizontale placée à mi-hauteur du guide d'ondes. Deux autres paires de diodes et de plots métalliques sont placées à une distance  $\lambda_g/4$  par rapport aux premières, dans la direction  $z$  cette fois.  $a$  et  $\lambda_g$  sont la largeur du guide et la longueur d'onde guidée respectivement. La fréquence centrale de résonance du filtre est 4,2 GHz. La variation de la largeur de la bande passante est assurée par les diodes  $Z_{D1}$ ,  $Z_{D2}$ ,  $Z_{D3}$ ,  $Z_{D4}$  [voir Figure 1-30]. En appliquant une tension de polarisation aux diodes, la largeur de la bande passante du filtre varie de 260 MHz à 1,2 GHz. La fréquence centrale reste stable à 4,2 GHz et les pertes d'insertion sont inférieures à 1 dB.

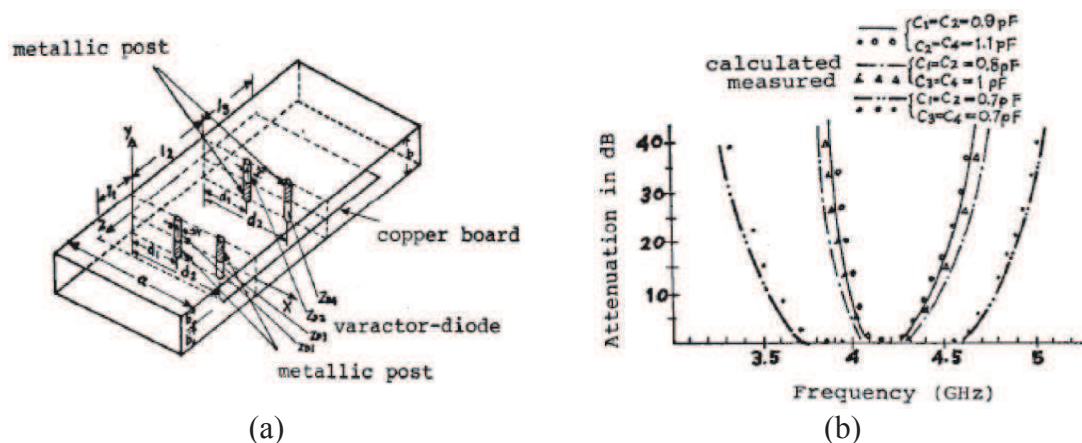


Figure 1-30 : (a) Filtre accordable en bande passante, (b) atténuation mesurée

### 1.5.4. Filtres volumiques accordables en fréquence centrale et en bande passante

La bande passante et la fréquence centrale sont deux grandeurs liées. Par conséquent, toute variation de l'une entraîne celle de l'autre et vice versa. En volumique, il y a très peu de travaux effectués sur des filtres passe bande accordables contrôlant simultanément et/ou indépendamment ces deux grandeurs, on peut quand même citer les références suivantes [112], [113], [114], [115].

Une structure de filtre passe bande, contrôlant simultanément la fréquence centrale et la bande passante, réalisée en technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) a été proposée dans [112]. Le filtre a initialement une fréquence centrale de 10,2 GHz et une bande passante relative de 2,7%. Le décalage en fréquence centrale s'obtient en connectant (*f - allumé*) ou en déconnectant (*f - éteint*) le plot capacitif [voir Figure 1-31]. La largeur de la bande passante varie en connectant (*bw-allumé*) ou en déconnectant (*bw-éteint*) les fentes additionnelles aux fentes de couplage.

La commutation de ces deux grandeurs est assurée par quatre combinaisons désignées par « *f-éteint; bw-éteint* »; « *f-éteint; bw-allumé* »; « *f-allumé; bw-éteint* »; « *f-allumé; bw-allumé* ». Le filtre accordable d'ordre 1 réalisé, présente un décalage en fréquence centrale de l'ordre de 10%. Le rapport des bandes passantes entre deux états est égal à 2 ( $bw\text{-allumé}/bw\text{-éteint} = 2$ ). La Figure 1-31 montre les performances simulées du filtre pour les quatre combinaisons.

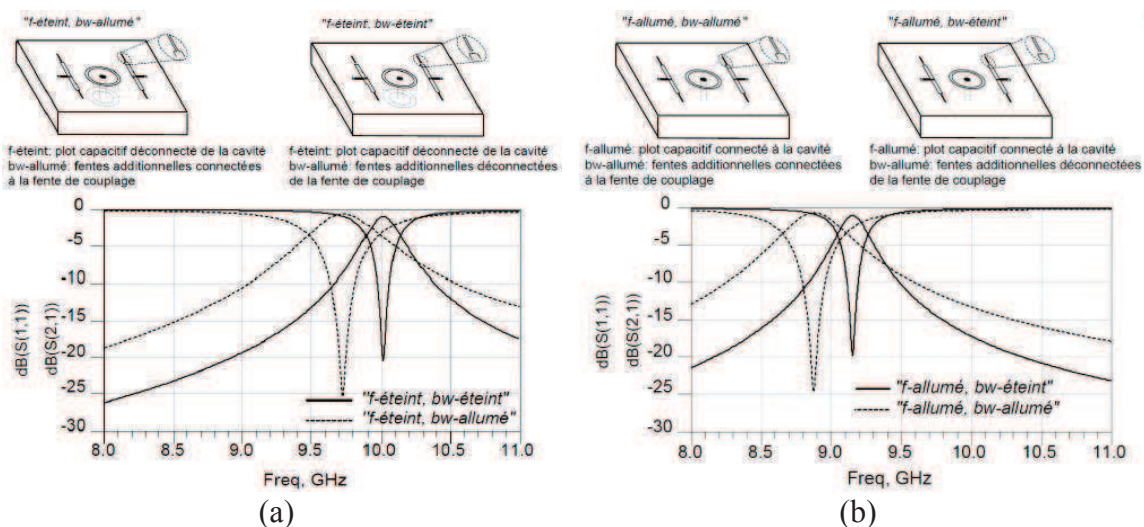


Figure 1-31 : Résultats de simulation du filtre pour les quatre états (a) « *f-éteint; bw-éteint* »; « *f-éteint; bw-allumé* » et (b) « *f-allumé; bw-éteint* »; « *f-allumé; bw-allumé* »

Les résultats de mesures ne sont pas présentés ici, mais sont en accord avec les simulations électromagnétiques. A l'état initial où tout est éteint, la fréquence centrale est de 10 GHz et la bande passante de 3,3%. A l'état final (tout est allumé), la fréquence centrale passe à 8,8 GHz et la bande passante relative est de 6,55%. Le niveau des pertes d'insertion mesuré est égal à 1,63 dB pour l'état initial et à 1,55 dB pour l'état final.

### **1.5.5. Conclusion**

En technologie volumique, il existe diverses topologies et technologies de filtres accordables, l'agilité en fréquence centrale étant plus facile à mettre en oeuvre que celle de la bande passante. L'agilité en fréquence centrale s'obtient par perturbation du champ électromagnétique dans la cavité en utilisant plusieurs types d'éléments d'accord ou/et d'actionneurs. Celle de la bande passante faisant intervenir le couplage inter résonateur nécessite le développement de topologies spécifiques. Grâce aux facteurs de qualité élevés, les filtres passe-bande volumiques accordables permettent d'obtenir des niveaux de pertes d'insertion relativement faibles pour des structures à bandes étroites, sur une large plage d'accord.

## **1.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons effectué un bref état de l'art sur les dispositifs et technologies utilisés dans le filtrage hyperfréquence accordable. Pour cela, nous avons commencé par présenter quelques topologies de filtres passe-bande planaires, souvent utilisées dans les domaines microondes et millimétriques. Les principales voies technologiques utilisées pour réaliser l'accord ont été présentées. Ces technologies sont classées en deux familles : les éléments localisés et les matériaux commandables ou agiles. Chacune d'entre elles présente des avantages et inconvénients spécifiques. En ce qui concerne les filtres accordables, nous avons remarqué que l'agilité en fréquence centrale et/ou en bande passante dépend directement de la topologie et de la technologie du filtre pour une solution d'accord donnée. Ceci justifie la diversité de solutions proposées dans la littérature surtout en planaire.

En technologie planaire, les filtres accordables montrent de bonnes performances en termes de commutation. Certaines topologies ont un large domaine d'accord en fré-

quence centrale, pouvant atteindre 20%, et des variations en bande passante qui peuvent dépasser 15%, si on multiplie le nombre d'éléments d'accord. Cette multiplication du nombre d'éléments d'accord conduit à des problèmes de faisabilité, d'augmentation de la consommation et du coût, et surtout à des niveaux de pertes d'insertion importants. De plus, le faible facteur de qualité des résonateurs planaires ne permet pas de compenser les pertes d'insertion.

Les filtres volumiques profitant de leur bon facteur de qualité, présentent des performances électriques intéressantes. Cependant, l'agilité de ces filtres est relativement difficile à mettre en œuvre. En effet, l'énergie de ces structures est confinée à l'intérieur des cavités et difficile d'accès de l'extérieur. Il faut donc des techniques et des topologies spécifiques qui permettent la mise en œuvre de l'accord. La plupart des filtres volumiques présentent une agilité en fréquence centrale et une variation de la largeur de la bande passante qui ne dépassent pas souvent 15%.

Cet état l'art n'est pas exhaustif et il existe plusieurs autres types de filtres accordables en fréquence centrale et/ou en bande passante utilisant d'autres topologies ou techniques. Cependant, nous osons croire que, pour ce qui concerne les filtres volumiques, le domaine de réglage peut être amélioré en exploitant d'autres modes ou d'autres topologies originales, tout en maintenant des valeurs du facteur de qualité raisonnablement élevées.

## Bibliographie du chapitre 1

- [1] J. Ortusi et P. Grivet, *Etude mathématique des circuits de l'électronique. Tome I, Analyse des circuits*, 1 vol. Paris: Masson: Sofradel, 1966.
- [2] M. Hasler et J. Neiryck, *Filtres électriques*. [Paris]: Dunod, 1981.
- [3] G. Prigent, « Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétriques et millimétrique. », Université de Bretagne Occidentale, Brest, FR, 2002.
- [4] C. Quendo, « Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées. », Université de Bretagne Occidentale, Brest, FR, 2001.
- [5] G. L. Matthaei, L. Young, et E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House Books, 1980.
- [6] J.-S. Hong et M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. New York: Wiley, 2001.
- [7] S. B. Cohn, « Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters », *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, n<sup>o</sup>. 2, p. 223-231, avr. 1958.
- [8] P. R. Vitor et J. C. Friere, « Design of Compline Band-Pass Filters with Equal Size Rods », in *Microwave Conference, 1992. APMC 92. 1992 Asia-Pacific*, 1992, vol. 1, p. 187-190.
- [9] R. J. Wenzel, « Synthesis of Compline and Capacitively Loaded Interdigital Band-pass Filters of Arbitrary Bandwidth », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, n<sup>o</sup>. 8, p. 678- 686, août 1971.
- [10] G. L. Matthaei, « Interdigital, Band-Pass Filters », in *PGMTT National Symposium Digest*, 1962, vol. 62, p. 41- 45.
- [11] H. Gruchala et B. Stec, « Interdigital Band-Pass Filter with Half-Wave Resonators », in *Microwave Conference, 1988. 18th European*, 1988, p. 962-965.



- [12] M. Dishal, « A Simple Design Procedure for Small Percentage Bandwidth Round-Rod Interdigital Filters (Correspondence) », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 5, p. 696- 698, sept. 1965.
- [13] E. G. Cristal, « Tapped-Line Coupled Transmission Lines with Applications to Interdigital and Compline Filters », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, n<sup>o</sup>. 12, p. 1007- 1012, déc. 1975.
- [14] J. S. Wong, « Microstrip Tapped-Line Filter Design », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, n<sup>o</sup>. 1, p. 44- 50, janv. 1979.
- [15] S. B. Cohn, « Generalized Design of Band-Pass and Other Filters by Computer Optimization », in *Microwave Symposium Digest, 1974 S-MTT International*, 1974, vol. 74, p. 272- 274.
- [16] C. Quendo, E. Rius, et C. Person, « Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 52, p. 1034-1044, mars 2004.
- [17] C. Quendo, E. Rius, et C. Person, « Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 51, p. 734-743, mars 2003.
- [18] F.Mahe, G.Tanne, E. Rius, C. Person, S. Toutain, F. Biron, L. Billonnet, B. Jarry, et P. Guillon, « Electronically Switchable Dual-Band Microstrip Interdigital Bandpass Filter For Multistandard Communication Applications », *30th European Microwave Conference*,, p. 1-4, 2000.
- [19] C. L. Jr. et J. Papapolymerou, « Electronic switchable bandpass filter using PIN diodes for wireless low cost system-on-a-package applications », *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 151, p. 497-502, déc. 2004.
- [20] J. Lugo, C. et J. Papapolymerou, « Six-state reconfigurable filter structure for antenna based systems », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, n<sup>o</sup>. 2, p. 479 - 483, févr. 2006.
- [21] A. R. Brown et G. M. Rebeiz, « A Varactor-Tuned RF Filter », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*,, vol. 48, p. 1157-1160, juill. 2000.

- [22] J. Uher et W. J. R. Hoefer, « Tunable Microwave and Millimeter-Wave Band-Pass Filters », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 39, p. 643-653, avr. 1991.
- [23] S. R. Chandler, I. C. Hunter, et J. G. Gardiner, « Active Varactor Tunable Band-pass Filter », *IEEE Microwave And Guided Wave Letters*, vol. 3., p. 70-71, mars 1993.
- [24] F. Ellinger, R. Vogt, et W. Bachtold, « Ultra compact, low loss, varactor tuned phase shifter MMIC at C-band », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, n°. 3, p. 104 -105, mars 2001.
- [25] E. Pistono, A.-L. Perrier, R. Bourtoutian, D. Kaddour, A. Jrad, J.-M. Duchamp, L. Duvillaret, D. Vincent, A. Vilcot, et P. Ferrari, « 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, p. 109–116, 2005.
- [26] P. M. Haskins, P. S. Hall, et J. S. Dahele, « Active patch antenna element with diode tuning », *Electronics Letters*, vol. 27, n°. 20, p. 1846 -1848, sept. 1991.
- [27] A.-L. Perrier, P. Ferrari, J.-M. Duchamp, et D. Vincent, « A varactor tunable complex impedance transformer », in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, 2004, vol. 1, p. 301 -303.
- [28] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanne, E. Rius, C. Person, et F. Huret, « MEMS switchable interdigital coplanar filter », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, n°. 1, p. 320-324, 2003.
- [29] A. Pothier, J.-C. Orlianges, G. Zheng, C. Champeaux, A. Catherinot, D. C. and Pierre Blondy, et J. Papapolymerou, « Low-Loss 2-Bit Tunable Bandpass Filters Using MEMS DC Contact Switches », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 53, p. 354-360, janv. 2005.
- [30] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, et L. P. B. Katehi, « Tunable Lumped components with Applications to Reconfigurable Filters », *IEEE MTT-S Digest*, p. 341-344, 2001.

- [31] S. Barker et G. M. Rebeiz, « Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, n<sup>o</sup>. 11, p. 1881 -1890, nov. 1998.
- [32] J. S. Hayden et G. M. Rebeiz, « 2-bit MEMS distributed X-band phase shifters », *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 10, n<sup>o</sup>. 12, p. 540 -542, déc. 2000.
- [33] H.-T. Kim, S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, Y.-K. Kim, et Y. Kwon, « Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, n<sup>o</sup>. 12, p. 2394 -2400, déc. 2001.
- [34] A. Ocera, R. V. Gatti, P. Mezzanotte, P. Farinelli, et R. Sorrentino, « A MEMS programmable power divider/combiner for reconfigurable antenna systems », in *Microwave Conference, 2005 European*, 2005, vol. 1, p. 4 pp.
- [35] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, et J. I. Alonso, « A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, n<sup>o</sup>. 1, p. 172 -177, janv. 2002.
- [36] H. Mizutani, M. Funabashi, M. Kuzuhara, et Y. Takayama, « Compact DC - 60-GHz HJFET MMIC Switches Using Ohmic Electrode-Sharing Technology », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. Vol. 46, p. pp. 1597-1603, nov. 1998.
- [37] C.-Y. Chang et T. Itoh, « Microwave active filters based on coupled negative resistance method », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, n<sup>o</sup>. 12, p. 1879 -1884, déc. 1990.
- [38] U. Karacaoglu et I. D. Robertson, « MMIC active bandpass filters using varactor-tuned negative resistance elements », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 43, n<sup>o</sup>. 12, p. 2926 -2932, déc. 1995.
- [39] G. Subramanyam et F. W. V. K. and Félix A. Miranda, « A K-Band-Frequency Agile Microstrip Bandpass Filter Using a Thin-Film HTS/Ferroelectric/Dielectric Multilayer Configuration », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 48, p. 525-530, avr. 2000.

- [40] I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev, et A. Svishchev, « Design of Tunable Ferroelectric Filters with a Constant Fractional Band Width », *IEEE MTT-S Digest*, p. 1461-1464, 2001.
- [41] J. Nath, D. Ghosh, W. Fathelbab, Jon Paul Maria, A. I. Kingon, et P. D. F. and M. B. Steer, « A Tunable Compline Bandpass Filter Using Barium Strontium Titanate Interdigital Varactors on an Alumina Substrate », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 595-598, 2005.
- [42] S. W. Kirchoefer, J. M. Pond, H. S. Newman, W.-J. Kim, et J. S. Horwitz, « Ferroelectric-ferrite tunable phase shifters », in *Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International*, 2000, vol. 3, p. 1359 -1362 vol.3.
- [43] O. Tageman, S. Gevorgian, D. Iddles, P. Filhol, V. O. Sherman, A. K. Tagantsev, et L. Carlsson, « 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, p. 4 pp.
- [44] L.-Y. Vicki Chen, R. Forse, D. Chase, et R. A. York, « Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 1, p. 261 - 264 Vol.1.
- [45] W. Hu, D. Zhang, M. J. Lancaster, T. W. Button, et B. Su, « Investigation of Ferroelectric Thick-Film Varactors for Microwave Phase Shifters », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, n<sup>o</sup>. 2, p. 418 -424, févr. 2007.
- [46] J. F. Bernigaud, N. Martin, P. Laurent, C. Quendo, G. Tanne, B. Della, F. Huret, et P. Gelin, « Liquid Crystal Tunable Filter Based On DBR Topology », *Proceedings of the 36th European Microwave Conference*, p. 368-371, sept. 2006.
- [47] C. Weil, G. Luessem, et R. Jakoby, « Tunable Inverted-Microstrip Phase Shifter Device Using Nematic Liquid Crystals », *IEEE M'IT-S Digest*, p. 367-370, 2002.
- [48] F. Sahbani, N.Tentillier, A.Gharsallah, A.Gharbi, et C.Legrand, « New Tunable Coplanar Microwave Phase Shifter With Nematic Crystal Liquid », *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, p. 78-81, 2008.
- [49] N. Martin, P. Laurent, G. Prigent, P. Gelin, et F. Huret, « Improvement of an Inverted Microstrip Line-Based Microwave Tunable Phase-Shifter Using Liquid Crystal », *33rd European Microwave Conference*, p. 1417-1420, 2003.

- [50] J. A. Yeh, C. A. Chang, Chih-Cheng Cheng, Jing-Yi Huang, et S. S. H. Hsu, « Microwave characteristics of liquid-crystal tunable capacitors », *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 26, n<sup>o</sup>. 7, p. 451-453, 2005.
- [51] A. Gaebler, A. Moessinger, F. Goelden, A. Manabe, M. Goebel, R. Follmann, D. Koether, C. Modes, A. Kipka, M. Deckelmann, T. Rabe, B. Schulz, P. Kuchenbecker, A. Lapanik, S. Mueller, W. Haase, et R. Jakoby, « Liquid Crystal-Reconfigurable Antenna Concepts for Space Applications at Microwave and Millimeter Waves », *International Journal of Antennas and Propagation*, p. 1-7, 2009.
- [52] N. Martin, P. Laurent, C. Person, M. L. Roy, A. Pérennec, et P. G. and Fabrice Huret, « Influence of Design Liquid Crystal-Based Devices on the Agility Capability », *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, p. 1835-1838, 2005.
- [53] T. Kuki, H. Fujikake, et T. Nomoto, « Microwave Variable Delay Line Using Dual-Frequency Switching-Mode Liquid Crystal », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 50, p. 2604-2609, nov. 2002.
- [54] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffelec, M. L. F. and A L. Adenot, et O. Ache, « Application of ferromagnetic composite in different planar tunable microwave devices », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, p. 272-276, août 2001.
- [55] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffelec, P. Gelin, Anne Lise Adenot, et O. Ache, « Ferromagnetic Composite-Based and Magnetically-Tunable Microwave Devices », *IEEE Mil-S Digest*, p. 1185-1188, 2002.
- [56] J. C. R. Boyd, « A 60 Ghz Dual-Mode Ferrite Phase Shifter », *IEEE MTT-S Digest*, p. 257-259, 1982.
- [57] D. E. Oates, A. Piquet, K. S. Harshavardhan, J. Moses, F. Yang, Neocera Inc., et G. F. Dionne, « Tunable YBCO Resonators on YIG Substrates », *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, vol. 7, p. 2338-2342, juin 1997.
- [58] E. Salahun, G. Tanné, et P. Quéffelec, « Enhancement of Design Parameters for Tunable Ferromagnetic Composite-Based Microwave Devices: Application to Filtering Devices », *IEEE MTT-S Digest*, p. 1911-1914, 2004.

- [59] M. Tsutsumi et T. Fukusako, « Magnetically Tunable Superconducting Microstrip Resonators Using Yttrium Iron Garnet Single Crystals », *IEEE MTT-S Digest*, p. 1491-1494, 1997.
- [60] D. E. Oates et G. F. Dionne, « Magnetically tunable superconducting resonators and filters », *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 9, n<sup>o</sup>. 2, p. 4170-4175, 1999.
- [61] J.-D. Arnould, A. Vilcot, et G. Meunier, « Toward a Simulation of an Optically Controlled Microwave Microstrip Line at 10 GHz », *IEEE Transactions On Magnetics*, vol. 38, p. 681-684, mars 2002.
- [62] J. Haidar, M. Bouthinon, et A. Vilcot, « Optoelectronic tuning of microwave stub line », *Electronics Letters*, vol. 32, n<sup>o</sup>. 3, p. 225 -226, févr. 1996.
- [63] M. S. Islam, P. Cheung, C. Y. Chang, D. P. Neikirk, et T. Itoh, « Optically-controlled tunable CPW resonators », in *Microwave Symposium Digest, 1990., IEEE MTT-S International*, 1990, p. 949 -950 vol.2.
- [64] J. Haidar, M. Bouthinon, et A. Vilcot, « A new optoelectronic technique for microwave passive structures tuning », in *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, 1996, vol. 3, p. 1437 -1440 vol.3.
- [65] W. Platte, « Optoelectronic microwave switching », *Optoelectronics, IEE Proceedings J*, vol. 132, n<sup>o</sup>. 2, p. 126 -132, avr. 1985.
- [66] I. L. Andersson, « High-speed microwave switching using laser-controlled microstrip directional coupler », *Electronics Letters*, vol. 25, n<sup>o</sup>. 5, p. 368 -369, mars 1989.
- [67] P. Cheung, D. P. Neikirk, et T. Itoh, « Optically controlled coplanar waveguide phase shifters », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, n<sup>o</sup>. 5, p. 586 -595, mai 1990.
- [68] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, et P. Bhartia, *Microstrip Lines ans Slotlines*, Second edition. Artech House Publishers, 1996.
- [69] C. P. Wen, « Coplanar Waveguide, a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications », in *Microwave Symposium, 1969 G-MTT International*, 1969, p. 110 -115.
- [70] I. Wolff, *Coplanar Microwave Integrated Circuits*. John Wiley & Sons, 2006.

- [71] B. Kapilevich et R. Lukyanets, « Modeling Varactor Tunable Microstrip Resonators for Wireless Applications », *Applied Microwave and Wireless*, vol. 10, n<sup>o</sup>. 7, p. 32-44, 2001.
- [72] T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, P. Guillon, J. C. Orlianges, C. Champeaux, et A. Catherinot, « Implementation of a tunable coplanar filter », in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, 2003, vol. 3, p. 1755 - 1758 vol.3.
- [73] B.-W. Kim et S.-W. Yun, « Varactor-Tuned Compline Bandpass Filter Using Step-Impedance Microstrip Lines », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 52, p. 1279-1283, avr. 2004.
- [74] M. Sanchez-Renedo et J. I. Alonso, « Tunable Planar Compline Filter with Multiple Source/Load Coupling », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, p. 513 -515, juill. 2007.
- [75] X.-P. Liang et Y. Zhu, « Hybrid resonator microstrip line electrically tunable filter », in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001, vol. 3, p. 1457 -1460 vol.3.
- [76] Y.-H. Shu, J. A. Navarro, et K. Chang, « Electronically Switchable and Tunable Coplanar Waveguide-Slotline Band-Pass Filters », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 39, p. 548-554, mars 1991.
- [77] V. Pleskachev et I. Vendik, « Figure of Merit of Tunable Ferroelectric Planar Filters », *33rd European Microwave Conference - Munich*, p. 191-194, 2003.
- [78] C. L. Jr. et J. Papapolymerou, « Single Switch Reconfigurable Bandpass Filter with Variable Bandwidth Using a Dual-Mode Triangular Patch Resonator », *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, p. 1-4, juin 2005.
- [79] C.-M. Tsai, S.-Y. Lee, et H.-M. Lee, « Transmission-Line Filters With Capacitively Loaded Coupled Lines », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 51, p. 1517-1524, mai 2003.
- [80] C. Rauscher, « Reconfigurable Bandpass Filter With a Three-to-One Switchable Passband Width », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 51, p. 573-577, févr. 2003.
- [81] S. Toyoda, « Microstrip Variable Band-pass Filters Using Varactor-Diodes », *IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, vol. 80, p. 153 -155, 1980.

- [82] S. Toyoda, « Quarter-Wavelength Coupled Variable Bandstop and Bandpass Filters Using Varactor modes », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 30, p. 1387-1389, September 1982.
- [83] M. Sánchez-Renedo, R. Gomez-García, et J. I. A. and César Briso-Rodríguez, « Tunable Compline Filter With Continuous Control of Center Frequency and Bandwidth », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 53, p. 191-199, janv. 2005.
- [84] M. Shchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso, et C. B. Rodriguez, « A new electronically tunable compline filter with simultaneous continuous control of central frequency and bandwidth », *IEEE MIT-S Digest*, p. 1291-1294, 2004.
- [85] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, et F. Huret, « Bandwidth And Central Frequency Control On Tunable Bandpass Filter By Using MEMS Cantilevers », *IEEE MIT-S Digest*, p. 523-526, 2003.
- [86] R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, et P. Blondy, « High Q Tunable Cavity using Dielectric Less RF-MEMS Varactors », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 1744-1747, oct. 2009.
- [87] R. R. Mansour, « High-Q Tunable Dielectric Resonator Filters », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, p. 84-98, oct. 2009.
- [88] A. E. Williams et A. E. Atia, « Dual-Mode Canonical Waveguide Filters », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 25, p. 1021-1026, déc. 1977.
- [89] A. Kirilenko, L. Rud, V. Tkachenko, et D. Kulik, « Design Of Bandpass And Lowpass Evanescent-Mode Filters On Ridged Waveguides », *29th European Microwave Conference*, p. 239-242, 1999.
- [90] F. Huang et R. R. Mansour, « Tunable Compact Dielectric Resonator Filters », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 559-562, oct. 2009.
- [91] M. Memarian et R. R. Mansour, « Dual-Band Half-Cut Dielectric Resonator Filters », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 555-558, oct. 2009.



- [92] R. Zhang et R. R. Mansour, « Dual-Band Dielectric-Resonator Filters », *Ieee Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 57, p. 1760-1766, juill. 2009.
- [93] J.-H. Lee, S. Pinel, J. Papapolymerou, J. Laskar, et M. M. Tentzeris, « Low Loss LTCC Cavity Filters Using System-on- Package Technology at 60 GHz », p. 1-7.
- [94] D. Stephens, P. R. Young, et I. D. Robertson, « Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguides and Filters in Photoimageable Thick-Film Technology », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 53, p. 3832-3838, déc. 2005.
- [95] G. Panaitov, R. Ott, et N. Klein, « Discrete Tuneable Dielectric Resonator for Microwave Applications », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 265-268, 2005.
- [96] G. I. Panaitov, R. Ott, et N. Klein, « Dielectric Resonator With Discrete Electro-mechanical Frequency Tuning », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 53, p. 3371~3377, nov. 2005.
- [97] M. Bozzi, Feng Xu, D. Deslandes, et Ke Wu, « Modeling and Design Considerations for Substrate Integrated Waveguide Circuits and Components », in *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2007. TELSIKS 2007. 8th International Conference on*, 2007, p. P-VII-P-XVI.
- [98] D. Deslandes et Ke Wu, « Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, n<sup>o</sup>. 2, p. 593-596, 2003.
- [99] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, et Ke Wu, « Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, n<sup>o</sup>. 2, p. 84-86, 2006.
- [100] Y. Cassivi et K. Wu, « Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 2, p. 48-50, 2003.
- [101] Li Yan, Wei Hong, Guang Hua, Jixin Chen, Ke Wu, et Tie Jun Cui, « Simulation and experiment on SIW slot array antennas », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, n<sup>o</sup>. 9, p. 446-448, 2004.

- [102] W. D’Orazio et Ke Wu, « Substrate-Integrated-Waveguide Circulators Suitable for Millimeter-Wave Integration », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, n<sup>o</sup>. 10, p. 3675-3680, 2006.
- [103] W. D. Yan et R. R. Mansour, « Micromachined Millimeter-wave Ridge Waveguide Filter with Embedded MEMS Tuning Elements », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*,, p. 1290 -1293, 2006.
- [104] R. F. Skedd et G. F. Cravek, « New Type of Magnetically Tunable Multisection Bandpass Filter in Ferrite-Loaded Evanescent Waveguide », *IEEE Transactions On Magnetics*,, vol. 3, p. 397-401, sept. 1967.
- [105] N. M. Alford, O. Y. Buslov, V. N. Keis, A. B. Kozyrev, P. K. Petrov, et A. Y. Shimko, « Band-Pass Tunable Ferroelectric Filter Based on Uniplanar Dielectric Resonators », *Proceedings of the 1st European Wireless Technology Conference*, p. 282-285, oct. 2008.
- [106] J. Huang, R. Vahldieck, et H. Jin, « Computer-Aided Design of Circular Ridged Waveguide Evanescent-Mode Bandpass Filters Using the FDTLM Method », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 459 -462, 1993.
- [107] S. Hajela, X. Gong, et W. J. Chappell, « Widely Tunable High-Q Evanescent-Mode Resonators Using Flexible Polymer Substrates », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*,, p. 2139-2142, 2005.
- [108] B. S. Virdee, A. Virdeet, et L. A. Trinogga, « Novel Invasive Electronic Tuning of Dielectric Resonators », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 51-54, 2003.
- [109] A. El mostrah, « Etude de filtres semi-volumiques pour les charges utiles flexibles des futurs satellites de télécommunications », Université de Bretagne Occidentale, Lab-STICC, 2011.
- [110] S. Toyoda, « Variable Bandpass Filters Using Varactor Diodes », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 29, p. 356-363, avr. 1981.
- [111] S. Toyoda et M. Ozasa, « Rectangular Waveguide Type Variable Band-pass Filters », *MTT-S International Microwave Symposium Digest*,, vol. 79, p. 281 -283, 1979.

- [112] J. C. Bohorquez, « Contribution à la Conception de Filtres Reconfigurables sur la Base de Technologies Planaires et SIW », Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, Brest, FR, 2007.
- [113] K. Pance et G. Ien Rochford, « Multiple Band and Multiple Frequency Dielectric Resonators Tunable Filters for Base Stations », *38th European Microwave Conference*, p. 488 -491, oct. 2008.
- [114] K. Pance, « Multiband tunable dielectric resonator filters », *IEEE Radio and Wireless Symposium*, p. 395 -398, janv. 2006.
- [115] I. R. Sang-June Park et G. Rebeiz, « High-Q RF-MEMS Tunable Evanescent-Mode Cavity Filter », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 1145 -1148, 2009.

# Chapitre 2

## Etat de l'art sur la microfluidique

### Sommaire

2.1.	INTRODUCTION.....	63
2.2.	LES ORIGINES DE LA MICROFLUIDIQUE .....	63
2.3.	LES DIFFERENTES SOLUTIONS DE MICROFABRICATION .....	66
2.3.1.	Micros canaux réalisés sur silicium ou verre .....	67
2.3.2.	Micros canaux réalisés sur matériaux souples (polymères).....	69
2.4.	APPLICATIONS DE LA MICROFLUIDIQUE .....	77
2.4.1.	La microfluidique biologique.....	77
2.4.2.	La microfluidique médicale.....	78
2.4.3.	La chimie microfluidique .....	78
2.4.4.	La microfluidique hyperfréquence .....	79
2.5.	LA MICROFLUIDIQUE DIGITALE (OU MICROFLUIDIQUE DES GOUTTES) .....	80
2.5.1.	Déplacement des fluides dans les microcanaux .....	80
2.5.2.	La génération de gouttes.....	82
2.6.	CONCLUSION .....	83
	<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2 .....</b>	<b>85</b>



## 2.1. Introduction

La microfluidique est la technologie qui étudie le transport et la circulation des fluides (généralement des liquides) dans des canaux dont les dimensions de la section transverse font quelques microns à quelques centaines de microns. Cette définition tronquée, traduit difficilement la variété des applications couvertes par ce domaine, qui vont de la chimie analytique aux têtes d'imprimantes à jet d'encre, mais aussi maintenant à la microélectronique. De manière plus générale, la microfluidique appartient au domaine des microsystèmes. La diversité des sujets traités par la microfluidique a commencé dès les premières réalisations. Il est donc difficile de désigner un système comme étant le premier élément microfluidique.

Dans ce chapitre, nous ferons dans un premier temps un bref rappel historique en parlant des origines de la microfluidique. Dans la deuxième partie, nous nous intéresserons aux différentes solutions de microfabrication utilisées pour la réalisation des réseaux de micros canaux fluidiques dans lesquels circulent des fluides. Dans la troisième partie nous présenterons respectivement les applications de la technologie microfluidique dans les domaines les plus en vue que sont la biologie, la chimie, la médecine mais également l'électronique. La dernière partie sera consacrée à la microfluidique digitale et présentera quelques techniques d'actionnement des fluides dans des canaux microfluidiques et de génération de gouttes.

## 2.2. Les origines de la microfluidique

Aussitôt imaginés et réalisés, les microsystèmes fluidiques ont visé le marché grand public avec les premières têtes d'imprimante à jet d'encre intégrées développées par IBM dès les années 1970 [1]. Si le premier chromatographe apparaît en 1979 [2], il faudra attendre le début des années 1990 pour que les potentielles applications à la biologie et à la chimie se dessinent avec la notion de laboratoire sur puce (lab-on-chip). De ce concept découle la promesse de pouvoir intégrer un jour différentes opérations tant biologiques que chimiques sur une même puce micro et nanostructurée [3]. Pour obtenir de tels systèmes, il a fallu adapter les procédés de lithographie pour produire des microcanaux à la surface d'un substrat solide. Quelques découvertes ont largement facilité le développement de telles puces, comme l'utilisation du PDMS (polydiméthylsiloxane) pour fabriquer des canaux microfluidiques en 1998 [4]. Quelques années plus tard des

vannes intégrées spécialement dédiées pour les canaux PDMS sont développées dans [5], [6].

Dès lors, la microfluidique s'avère progressivement indispensable pour l'implantation de la plupart des protocoles de bioanalyses [7], [8], [9], [10]. Les systèmes microfluidiques sont considérés comme des composants clés de l'intégration.

L'aspect microfluidique est particulièrement important dans le domaine des laboratoires sur puce (LOC) ou microsystèmes d'analyse totale ( $\mu$ TAS), qui vise au développement de systèmes d'analyse biologique présentant par rapport aux instruments plus classiques deux caractéristiques principales :

- La première se rapporte à une miniaturisation et à une automatisation plus poussée.
- La seconde correspond à l'intégration dans un seul dispositif de plusieurs opérations successives d'un protocole complexe d'analyse.

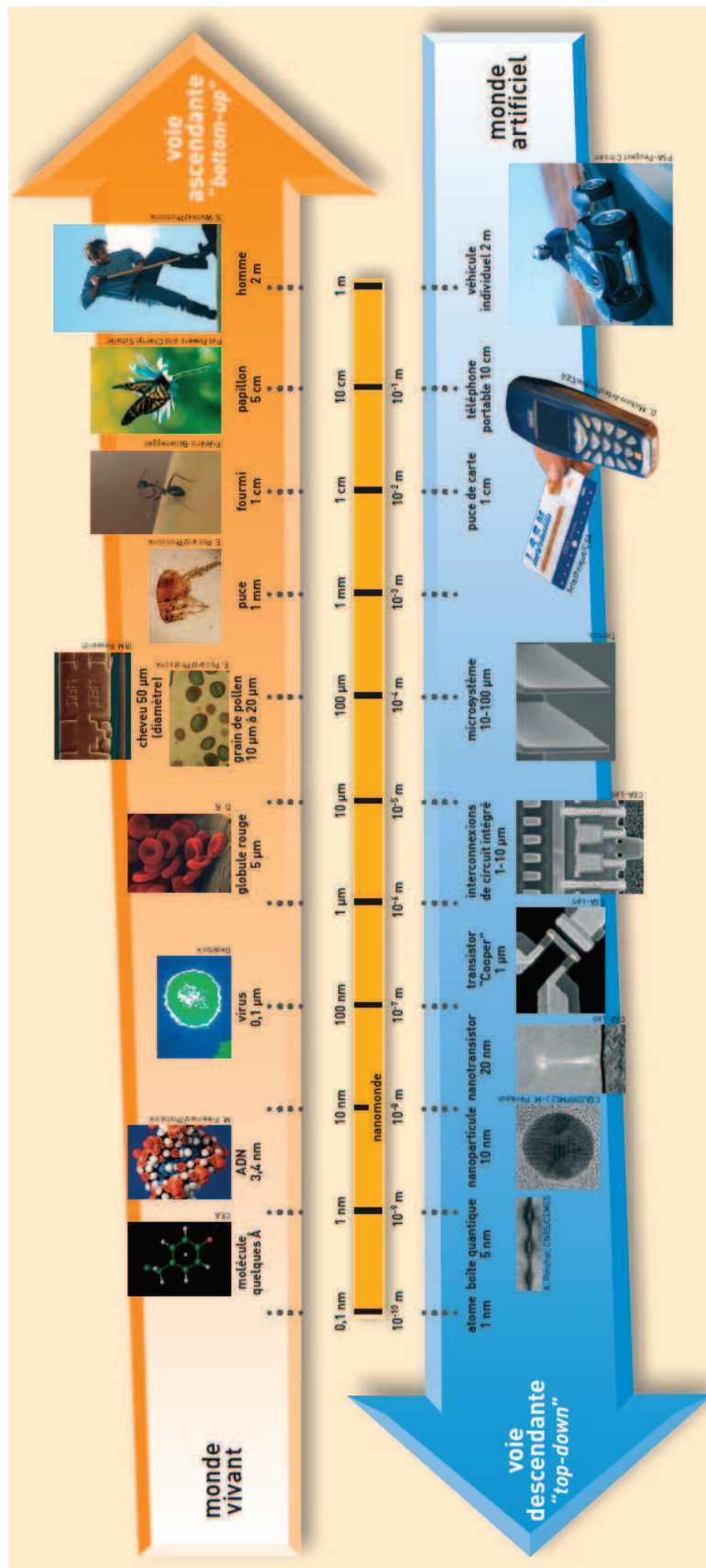


Figure 2-1 : Correspondance des différentes échelles aux objets manipulés ou fabriqués [11]



La Figure 2-1 illustre deux grandes façons d'élaborer des objets ou systèmes micro/nanométriques : la voie descendante (top-down) et la voie ascendante (bottom-up). Deux chemins mènent en effet aux mondes micro et nano : la fabrication moléculaire, qui passe par la manipulation d'atomes individuels et la construction à partir de la base, et l'ultra miniaturisation, qui produit des systèmes de plus en plus petits.

- La voie descendante est celle du monde artificiel, qui part de matériaux macroscopiques, ciselés par la main de l'homme puis par ses instruments. C'est elle qu'a empruntée l'électronique depuis plusieurs dizaines d'années principalement avec le silicium comme substrat, et ses « tranches » (wafers) comme entités manipulables.
- La voie ascendante peut permettre de passer outre ces limites physiques et aussi de réduire les coûts de fabrication, en utilisant notamment l'auto assemblage des composants. C'est la voie suivie par le monde du vivant.

La microfluidique, qui est essentiellement un domaine dédié à la « plomberie » miniaturisée et la manipulation fluide, offre la possibilité de résoudre les questions en suspens d'intégration de systèmes pour la biologie et la chimie, en permettant l'automatisation de procédés à des échelles qui rivalisent avec les circuits intégrés électroniques. Depuis une décennie l'amélioration des techniques de microfabrication a conduit à l'élaboration de microsystèmes fluidiques intégrés [12], [13], [14] dans lesquels la mise en circulation du liquide joue un rôle central.

### **2.3. Les différentes solutions de microfabrication**

Le développement des microsystèmes avec l'arrivée des technologies MEMS (Micro ElectroMechanical Systems) est associé à celui de la microfluidique par les techniques de microfabrication ceci dès les premiers microsystèmes fluidiques intégrés en 1990 [3]. Les techniques de microfabrication des MEMS ont ouvert les portes aux systèmes fluidiques grâce notamment à la mise au point des méthodes de gravure profonde et de collage, qui ont permis de réaliser des canaux dans un substrat puis de les refermer à l'aide d'un capot. En plus des techniques classiques de la microélectronique sur substrat dur (silicium et verre), il existe des techniques, utilisant des substrats souples (élastomères ou plastiques) [15], qui permettent de réaliser des micros canaux.

### 2.3.1. Micros canaux réalisés sur silicium ou verre

Pour réaliser des micros canaux où circulent des fluides sur des substrats en silicium ou en verre, les procédés de fabrication dits durs développés en microélectronique peuvent être utilisés. En effet, le procédé consiste à structurer des micros canaux par gravure directe dans un substrat puis un report et un assemblage d'un capot qui permet la fermeture des micros canaux de manière étanche. Cependant deux méthodes de gravure sur substrat dur sont à considérer : gravure par voie humide ou gravure par voie sèche.

#### 2.3.1.1. La gravure humide

La gravure par voie humide se fait par attaque chimique en solution aqueuse. Le choix de la solution dépend du type de gravure (isotrope ou non) et de la nature du substrat à graver. Pour graver une couche de silicium polycristallin, une solution d'acide fluorhydrique (HF) partiellement diluée et tamponnée par de l'acide nitrique ( $\text{HNO}_3$ ) est utilisée. La vitesse de gravure est contrôlée par la concentration des réactifs constituant la solution aqueuse. Les solutions de type acide fort sont généralement utilisées dans le cas d'une gravure isotrope [16]. Dans le cas d'une gravure anisotrope sur du silicium, des solutions alcalines telles que l'hydroxyde de potassium (KOH) ou le tétraméthyl ammonium hydroxyde (TMAH) sont en général utilisées. Cette gravure est guidée par les plans d'orientation cristallographiques du matériau [17].

*Remarque : la gravure par voie humide présente quelques inconvénients tels que le grand nombre d'étapes technologiques nécessaire pour réaliser des micros canaux fluidiques qui vont du nettoyage du matériau au capotage.*

#### 2.3.1.2. La gravure sèche

Cette gravure est très utilisée pour réaliser des micros canaux sur substrat dur de type silicium ou verre [18], [19]. Contrairement à la gravure par voie humide qui se fait en solution aqueuse, la gravure par voie sèche est une technique de gravure par plasma qui utilise les effets de bombardement de la surface par des ions et la réaction chimique associée. Elle permet ainsi de palier les inconvénients de la gravure humide et d'obtenir des motifs de bonne définition [20].

*Remarque : malgré ses avantages, la gravure par voie sèche fait appel à des équipements lourds et coûteux qui constituent un inconvénient pour cette technique.*

### **2.3.1.3. Le capotage par collage**

Le capotage constitue la dernière étape de la réalisation des micros canaux sur substrat dur. Il permet d'assurer l'étanchéité de ces canaux lors de la circulation des fluides. La technique utilisée dans cette étape est le collage (ou bonding). Il existe trois méthodes de collage : l'usage des colles chimiques, le collage anodique et le collage par fusion. Les deux dernières sont utilisées pour sceller des couches Si/Si ou Si/verre.

Le collage anodique (anodic bonding) consiste à mettre en contact à haute température (entre 300°C et 400°C) un wafer en silicium et un wafer en verre puis d'appliquer une différence de potentiel de plusieurs centaines de volts entre eux. La migration des ions sodium jusqu'à l'interface assure un collage électrostatique de grande résistance. Mise à part la nécessité d'utiliser une machine complexe, ce type de collage n'est possible qu'entre du silicium et un verre possédant un dopage particulier en ions sodium. Son utilisation est donc impossible pour réaliser des systèmes en verre totalement transparents.

Le collage par fusion consiste à chauffer juste au-dessus de leur température de transition vitreuse deux wafers en verre, mis en contact. Une fois revenues à température ambiante, les couches superficielles des deux substrats ont fusionné, ce qui assure l'étanchéité du système. L'avantage de cette technique est double, non seulement elle permet de réaliser des systèmes entièrement en verre, donc transparents, et elle ne nécessite que l'utilisation d'un simple four programmable.

Afin d'avoir une vue globale de la technique de microfabrication des canaux microfluidiques par les procédés de fabrication dur, les différentes étapes sont résumées sur la Figure 2-2. Après nettoyage du substrat, le matériau qui servira de protection lors de l'étape de gravure est déposé (a). Une résine photosensible (positive ou négative) est alors enduite à la tournette sur le substrat (de silicium ou de verre) (b). La résine est alors exposée au rayonnement Ultra-Violet au travers d'un masque sur lequel sont imprimés les motifs à retranscrire (c). Cette résine est ensuite révélée (d) et selon sa polarité, les zones de la résine insolée ou non, sont éliminées. Le matériau de protection est gravé (e) et la résine est retirée du substrat (f).

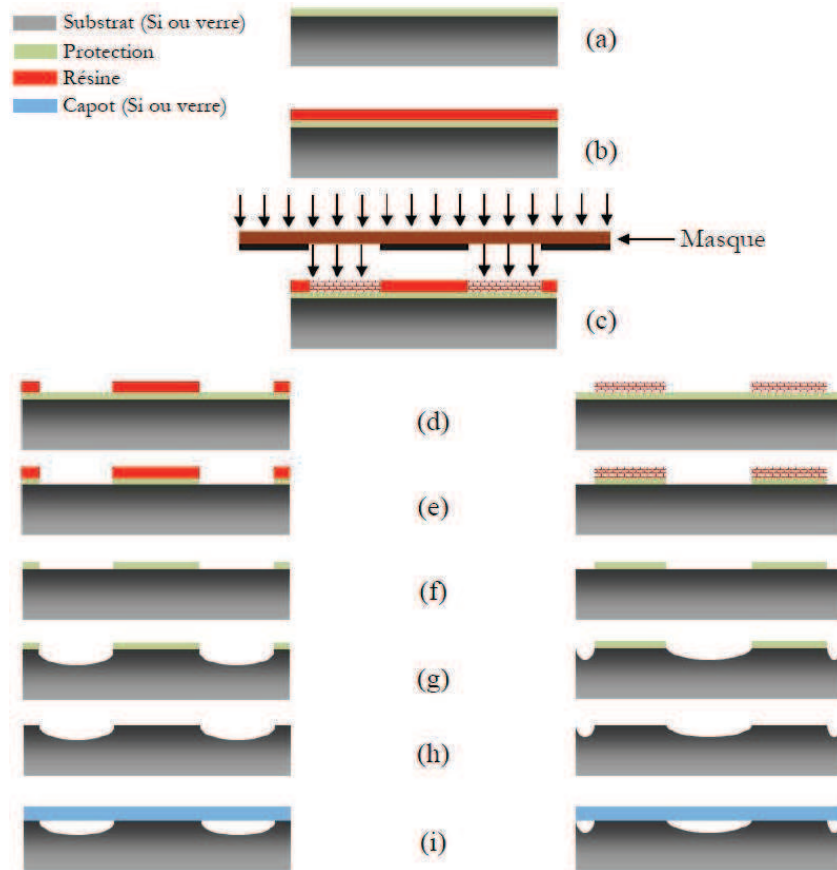


Figure 2-2 : Étapes de fabrication des micros canaux sur substrat dur (silicium ou verre)

L'étape de gravure du silicium ou du verre s'effectuera par la suite (g). Le matériau de protection est finalement retiré du substrat (h). Un collage anodique (de plusieurs centaines de volts à plusieurs kV) ou par fusion thermique (entre 300°C et 1000°C) est alors réalisé pour fermer les canalisations par une plaque de verre ou de silicium, préalablement percée de deux trous réalisés par DRIE (Deep Reactive Ion Etching) (i) [20].

### 2.3.2. Micros canaux réalisés sur matériaux souples (polymères)

Les matériaux souples ou mous, utilisés pour réaliser des canaux microfluidiques sont des polymères. Un polymère est une longue molécule constituée de monomères reliés entre eux par des liaisons covalentes. Le monomère est la brique de base dont le nombre détermine le degré de polymérisation, souvent compris entre 1000 et 100000. Selon le comportement par rapport aux paramètres physiques (température, pression, lumière...), les polymères sont classés en trois catégories :

- *Les thermoplastiques* : sont des polymères qui ramollissent ou durcissent lorsqu'ils sont soumis à une élévation ou une diminution de la température.
- *Les thermodurcissables* : sont des polymères réticulés dont les molécules présentent une faible mobilité et sont difficilement déformables une fois réticulés, c'est le cas des résines de types époxyes, polyesters, polyimides etc...
- *Les thermoplastiques élastomères* : sont des polymères déformables qui peuvent être modelés à souhait par chauffage ou refroidissement.

Il existe plusieurs polymères qui sont, soit naturels, soit entièrement synthétisés par des réactions chimiques de polymérisation et qui présentent chacun des avantages physicochimiques, optiques et mécaniques très intéressants [21]. Cependant, nous ne présenterons que quelques-uns d'entre eux, les plus utilisés en microfluidique à savoir le PDMS, le PMMA, la SU-8.

### 2.3.2.1. Le PDMS (PolyDiMéthylSiloxane)

Le PDMS est un polymère dont le monomère principal est le DiMéthylSiloxane (DMS). La Figure 2-3 présente la formule chimique semi développée du PDMS où le « n » est le degré de polymérisation. Il s'agit d'un polymère siliconé (thermoplastiques élastomères) qui est très utilisé en microfluidique.

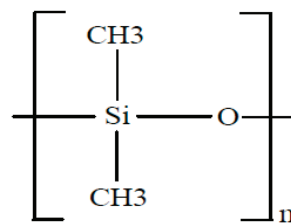


Figure 2-3 : Formule chimique semi développée du PDMS

Le PDMS est présent dans la grande majorité des réalisations microfluidiques [4], [22]. La réalisation de canaux microfluidiques avec ce polymère se fait souvent par moulage [23]. Les motifs obtenus avec cette méthode présentent de belles formes. Comme pour les substrats durs, le capotage des micros canaux se fait par collage. Le capot peut être de même nature que le matériau structurant les canaux (PDMS) ou du verre [voir Figure 2-4]. Le PDMS est un matériau souple dont l'aspect élastomère lui donne l'avantage d'être déformable et modelé à souhait par chauffage ou refroidissement.

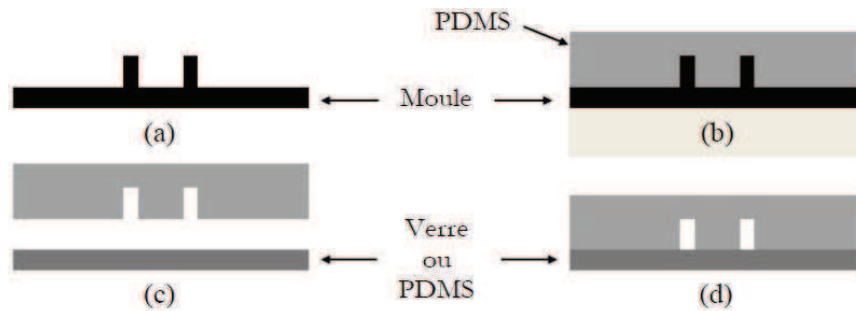


Figure 2-4 : Étapes simplifiées de fabrication de canaux microfluidiques en PDMS

En microfluidique, la fabrication de systèmes est souvent basée sur le prototypage rapide. Ce qui accélère la fabrication et ne nécessite pas d'équipements lourds et coûteux [4]. Malgré les nombreux avantages du PDMS notamment en termes de rapidité et de simplicité de fabrication, il souffre néanmoins de quelques inconvénients liés à la porosité du matériau et à sa faible résistance chimique face aux solvants organiques surtout. Un autre problème important est qu'il est quasi impossible d'effectuer des dépôts métalliques ou de diélectriques sur du PDMS. Ceci limite fortement son utilisation pour la réalisation de fonctions microondes.

### 2.3.2.2. Le PMMA (PolyMethylMethAcrylate)

Le PMMA est un polymère thermoplastique dont le monomère est le Methyl MethAcrylate (MMA). Le PMMA est plus connu sur le nom commercial de plexiglas. Sa formule chimique semi développée est présentée sur la Figure 2-5. Ce polymère tout comme les autres plastiques du même type, est développé dans le but de résoudre les problèmes cités au paragraphe précédent, rencontrés avec le PDMS. Le PMMA est très présent en technologie microélectronique et MEMS [24], [25], [26].

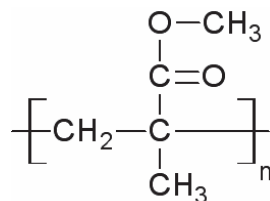


Figure 2-5 : Formule chimique semi développée du PMMA

Il existe différents procédés de fabrication utilisés pour réaliser des dispositifs microfluidiques parmi lesquels on peut citer : le procédé LIGA (Lithographie, Galvanoformung and Abformung) qui est l'un des plus connus [27], le procédé d'emboutissage à chaud « hot embossing » [28], [29] et la méthode de moulage par injection « injection molding » [30].

- Le procédé LIGA est une technologie qui a été développée pour la fabrication des microsystèmes au sein du centre de recherche allemand Forschungszentrum Karlsruhe (FzK) vers les années 1980 [27]. Ce procédé peut être utilisé pour réaliser des microsystèmes relativement épais (1 mm environ) et 3D. Cette méthode permettait au début de fabriquer des structures en 2,5D [15]. La figure illustre quelques étapes du procédé LIGA [31].

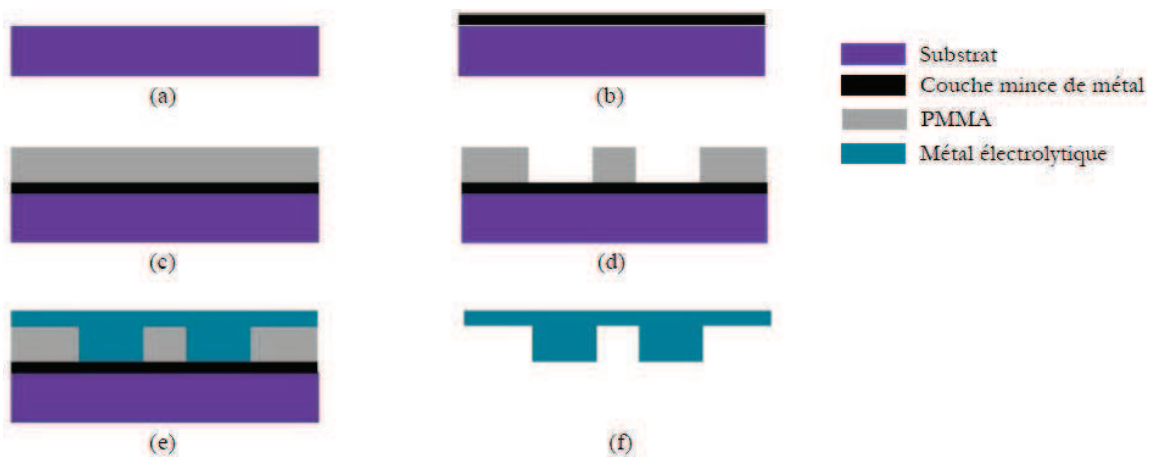


Figure 2-6 : Etapes de fabrication de microstructures en PMMA avec le procédé LIGA

Pour cette méthode utilisée jusqu'à présent, le procédé commence par les étapes (a) et (b) qui consistent dans le choix du matériau de support (silicium ou verre) et du dépôt d'une couche de métal qui va servir d'électrode pour le dépôt électrolytique. En (c), le PMMA est déposé sur la couche de métal et structuré par rayon X en (d), pour former le premier moule en plastique. Ensuite le métal électrolytique est déposé. La dernière étape (f) consiste à dissoudre le polymère et à décoller la première couche de métal par attaque chimique pour libérer le moule métallique. D'autres méthodes de microfabrication basées sur le procédé LIGA sont développées dans [27], [32].

- Le procédé d'emboutissage à chaud (hot embossing), est une technique de réplique dans laquelle le film de polymère thermoplastique est chauffé au-dessus de sa température de transition vitreuse  $T_g$ , et pressé sous vide. La température de transition vitreuse est la température à laquelle le polymère thermoplastique devient souple et transformable. Plusieurs structures en microfluidiques et en microélectroniques sont réalisés à partir de ce procédé [33], [34]. La réussite du procédé est liée au contrôle de la durée des cycles, chauffage à vide et refroidissement à vide. Les différentes étapes de fabrication des micros

canaux avec cette méthode sont données dans [35]. L'emboutissage à chaud est la méthode la plus couramment utilisée pour la réplique des micros canaux en PMMA [36].

- La méthode de moulage par injection (injection molding) est le procédé le plus utilisé dans le domaine industriel pour la production en masse. Le moulage par injection est une technique clé pour la production des microsystèmes. Il est appliqué dans plusieurs techniques de micro structuration et permet la production économique pour la plupart des composants utilisant les techniques de microfabrication [30], [37], [38]. Le procédé se fait à peu près en trois étapes principales : (i) le polymère est chauffé sous vide au-dessus de sa température  $T_g$ , (ii) le polymère devenu déformable est ensuite injecté, pressé et refroidi dans le moule, (iii) le composant micro usiné est enfin éjecté. Le Compact Disc connu sous le nom de CD qui est un élément très connu par le grand public est fabriqué par le procédé de moulage par injection [30].

*Remarque : les trois procédés de microfabrication en PMMA présentent tous ou presque des avantages en terme de qualité des formes et motifs des structures. Néanmoins, ils souffrent de quelques défauts comme le coût de fabrication, la durée et le contrôle des cycles de microfabrication.*

### 2.3.2.3. La SU-8

La SU-8 est une résine photosensible négative de type époxy de la famille des polymères thermodurcissables. Il s'agit d'un polymère très visqueux utilisé dans la fabrication de microsystèmes. La résine SU-8 a été mise au point vers la fin des années 1980 chez IBM. Depuis, le domaine d'application à la microfabrication de la SU-8 ne cesse d'augmenter. Elle est utilisée pour la structuration des MEMS [39], [40], des réseaux de canalisations microfluidiques [41], mais aussi de micros composants optiques [42]. La SU-8 est composée principalement de trois éléments à savoir : la résine époxy de EPON™ SU-8, disponible sous forme de granulé et fabriquée par Shell Chemical, le solvant organique qui permet de solubiliser la résine et d'ajuster sa viscosité et la photo amorceur qui est un sel de triarylsulfonium, qui permet d'amorcer la réaction de polymérisation cationique. L'utilisation de la résine SU-8 est une solution aux problèmes rencontrés avec les polymères précédents. Il est désormais possible de structurer des

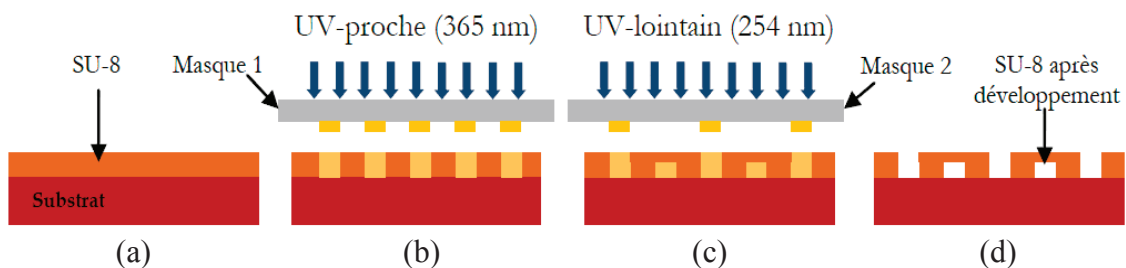


résines photosensibles épaisses dans le proche UV (365 à 405 nm) avec des rapports de forme de 10 :1 et 20 :1 [43]. En effet, pour avoir des rapports de forme du même ordre de grandeur avec le PMMA par exemple, par lithographie X, il faut nécessairement utiliser des équipements spécifiques et toujours très coûteux.

Il existe plusieurs techniques de structuration des canalisations microfluidiques en SU-8. Ces techniques sont entre autres : l'utilisation de la SU-8 non réticulée comme couche sacrificielle [44], [45], la double insolation de la couche de SU-8 par des UV de longueurs d'onde différentes [46] et le report de films secs de SU-8 non réticulée par la méthode de laminage ou de bonding [47], [48], [49].

La première méthode est souvent utilisée dans la réalisation des MEMS et depuis l'arrivée de la SU-8, elle est utilisée pour fabriquer des structures en trois dimensions [45]. Elle permet également de réaliser des canalisations microfluidiques avec une bonne résolution [44].

La technique de la double insolation de la couche de SU-8 permet de réaliser des canaux microfluidiques dans une seule et même couche et de contrôler l'épaisseur de la couche du capot. Cette technique est possible grâce à la particularité de la SU-8 qui peut absorber différentes longueurs d'ondes du rayonnement UV. Un exemple du procédé de fabrication des micros canaux développé dans [46] est présenté à la Figure 2-7.



**Figure 2-7 : Procédé de fabrication de micros canaux par la méthode de double insolation**

La technique consiste à : (a) déposer une couche épaisse de résine SU-8 sur un substrat de silicium. Cette résine sera ensuite recuite à 95°C sur une plaque chauffante puis subira une première insolation dans le proche UV (365 nm) à travers un premier masque (canaux) (b). Une seconde insolation au rayon UV lointain (254 nm) est aussi réalisée à travers un masque différent (capot) (c) et enfin la dernière étape consiste à développer la structure pour libérer les canaux (d).

*Remarque : Malgré les avantages que possède cette technique, elle présente un point dur notamment pour la réalisation de micros canaux long de quelques centimètres qui reste extrêmement difficile.*

La troisième technique qui consiste à reporter des films secs de SU-8 non réticulée par la méthode de laminage. Elle offre de grandes possibilités en termes de design, de géométrie et de dimensions des canalisations microfluidiques [49]. Il est aussi possible avec cette technique, de réaliser des réseaux de micros canalisations multi niveaux [31]. Cette méthode permet également la structuration de couches de polymères de manière hétérogène [50]. Cette approche permet d'allier à la fois les propriétés intrinsèques de la SU-8 (facilement structurable, résistance chimique, bonne tenue mécanique, biocompatibilité) et les outils de la micro technologie.

Pour harmoniser la comparaison entre les différents matériaux utilisés pour la fabrication des microsystèmes, nous avons dressé le Tableau 2-1 dans lequel, sont regroupées les principales caractéristiques de ces matériaux. Nous avons rajouté dans ce tableau quelques lignes relatives à d'autres matériaux standards, silicium, verre ou plus exotiques comme le zéonex qui fait partie de la famille des polymères cyclo oléfin.

	Micro fabrication	Procédés de structuration	Géométries	Stabilité mécanique	Stabilité en température	Résistance aux acides	Résistance aux alcalins	Résistance aux solvants organiques	Transparence optique	$\epsilon_r$	Tan $\delta$	Coût
Silicium	Moyenne à facile	Gravure : humide et sèche	Limitée et 2D	Elevée	Elevée	Elevée	Moyenne à limitée	Elevée	Non	4-12	$2.10^{-4}$	Moyen
Verre	Moyenne à facile	Gravure : humide et sèche	Limitée et 2D	Elevée	Elevée	Elevée	Elevée	Elevée	Oui	3,8	$2.10^{-4}$	Moyen
PDMS	Aisée	Moulage	2D, 3D (possible)	Très faible	Faible	Elevée	Elevée	Faible	Oui	2,3-2,8	$1,2.10^{-2}$ $1,5.10^{-2}$	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	$3.10^{-2}$ $6.10^{-2}$	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.	Diverse 2D et 3D	Elevée	Moyenne	Elevée	Elevée	Moyenne à élevée	Elevée	2,8-3	$\sim 10^{-2}$	Bas

Tableau 2-1 : Récapitulatif des caractéristiques des principaux matériaux utilisés pour la microfabrication

## 2.4. Applications de la microfluidique

La microfluidique couvre un large domaine d'applications qui va de la biologie à l'électronique hyperfréquence. Elle regroupe ainsi en son sein le vivant et le non vivant. La microfluidique et les microsystèmes fluidiques peuvent se positionner comme une véritable révolution dans le domaine de la biologie, de la médecine, de la chimie mais aussi dans le domaine de l'électronique sur substrat souple dont l'ouverture en microfluidique est en pleine expansion.

### 2.4.1. La microfluidique biologique

L'une des applications pionnières de la microfluidique, après le chromatographe en 1979 [2] et les accéléromètres vers les années 90, est la biologie. Le développement de la microfabrication a permis de réaliser des microsystèmes totalement intégrés possédant de multiples fonctions telles que le mélange de réactifs, la séparation, l'analyse... avec une haute sensibilité et un bon rendu [51]. Ce qui a donné naissance au concept de laboratoires sur puces (Lab-on-chip) permettant de réaliser des processus biologiques sur des surfaces de petite taille. De nos jours, plusieurs microsystèmes fluidiques dédiés aux applications biologiques sont commercialisés. C'est le cas des puces utilisées pour la cristallisation des protéines [52] et des puces pour la séparation de l'ADN par électrophorèse [53]. L'intérêt général est la portabilité des dispositifs et la possibilité de manipuler de faibles quantités fluides ce qui a pour conséquence la réduction des coûts d'opération et un gain notable en temps. Un analyseur microfluidique portable de la marque i-STAT utilisant des cartouches jetable est présenté sur la figure suivant.



Figure 2-8 : Analyseur microfluidique portable

### 2.4.2. La microfluidique médicale

L'ouverture des microsystèmes fluidiques aux laboratoires sur puces est d'un grand apport pour la médecine moderne. Les applications de la microfluidique médicale sont très nombreuses et variées [54]. Plusieurs systèmes ou appareils médicaux portables utilisant de faibles volumes de fluides sont à usage courant et considérés comme des mini laboratoires personnalisés. C'est le cas de l'appareil de mesure de la glycémie et du système Accutrend® Plus [voir Figure 2-9]. Ce dernier est un appareil flexible portable qui permet de mesurer les principaux facteurs de risque des maladies cardiovasculaires (cholestérol, triglycérides...) ainsi que du taux de lactate dans le sang à partir d'un petit échantillon de sang capillaire. Ces deux appareils sont de véritables mini laboratoires pour lesquels les quantités de sang utilisées sont de l'ordre du microlitre ( $\mu\text{l}$ ) et dont un protocole efficace et simple permet aux patients d'avoir les informations nécessaires sur leur santé au bout d'une dizaine de secondes. Ces avancées technologiques ont permis, aujourd'hui de faire des diagnostics médicaux en un temps record et de réduire fortement la durée des traitements.



Figure 2-9 : (a) Système Accutrend® Plus ; (b) appareil de mesure de la glycémie et bandelettes de test

### 2.4.3. La chimie microfluidique

De la même manière qu'à la biologie et à la médecine, la microfluidique a donné un coup de pouce important à la chimie. Le développement des microsystèmes fluidiques touche presque tous les domaines de la chimie, de la chimie analytique à la chimie des procédés. En chimie organique, la microfluidique a permis de lever un grand nombre de verrous [55]. C'est le cas des réactions nécessitant des mélanges complexes de réactifs. Pour ces types de réactions, l'utilisation d'un microréacteur permet non seulement d'avoir un meilleur mélange mais de le contrôler. Les applications de la microfluidi-

dique concernent également le monde de la parfumerie avec le développement du picodrop [56]. Il s'agit d'un diffuseur de parfum qui délivre un micro débit de parfum constant pendant toute la période de diffusion et qui est capable de diffuser environ 100ml par mois.

### 2.4.4. La microfluidique hyperfréquence

La microfluidique est une science qui est ancienne de part son historique, depuis en particulier les travaux de Poiseuille [57] mais innovante pour ces nouvelles orientations. Si elle a atteint une maturité avancée dans certains domaines comme la biologie et la médecine avec des applications totalement abouties, elle est à un stade un peu prématuré pour les applications en hyperfréquences. C'est au cours de la dernière décennie que sont apparus les travaux visant à appliquer la technologie microfluidique à certains circuits hyperfréquences grâce aux substrats souples. Le développement des composants micro électromécaniques a connu aussi un vif engouement dans le domaine des microondes. C'est le cas des déphaseurs pour lesquels l'utilisation de MEMS a permis de réduire les pertes d'insertion et par conséquent de limiter la consommation de puissance que l'on pouvait rencontrer avec les éléments actifs (diodes PIN, FET...) [58]. Dans la même veine, des travaux visant à associer des dispositifs microondes et microfluidiques ont été amorcés. Ainsi des déphaseurs en technologie microfluidiques ont été développés [59]. D'autres composants notamment les MEMS à base de gouttes de liquides métallique [60], [61], [62] et des capacités variables utilisant deux fluides diélectriques immiscibles de constantes diélectriques différentes [63] ont été réalisés. Ces capacités présentent un facteur d'agilité intéressant. Lorsque de l'air et l'eau désionisée sont utilisés comme des fluides diélectriques, une agilité nominale de 15,7% est obtenue à basse fréquence.

Ces dernières années, on a connu un engouement et un intérêt particulier portés sur les applications de la microfluidique aux fonctions microondes. Ceci grâce aux nouvelles orientations dans les différents domaines de l'électronique tels les circuits intégrés [64], les MMICs et amplificateurs [65], [66] où des liquides conducteurs sont utilisés pour réaliser des interconnexions verticales. Récemment, des résonateurs microrubans  $\lambda_g/2$  à base de galinstan pour différentes fréquences de résonance [67] ont été déve-

loppés. Tout dernièrement, une cavité résonante en mode évanescent accordable, utilisant une goutte de galinstan comme un MEMS [68] a été étudiée et réalisée.

Les applications de la microfluidique aux fonctions microondes ont connu un impact positif sur la réalisation d'antennes reconfigurables. Plusieurs études ont été effectuées, c'est le cas notamment des antennes patches [69], des antennes dipôles [70], des antennes déformables [71], [72] [73] et des antennes cônes [74] etc.

## **2.5. La microfluidique digitale (ou microfluidique des gouttes)**

La microfluidique digitale ou microfluidique des gouttes, implique la génération et la manipulation de gouttes de liquide dans des microcanaux. Le terme digital est utilisé par analogie en comparant la goutte au digit. Avant de voir la génération de gouttes, nous allons d'abord étudier le déplacement des fluides dans des microcanaux.

### **2.5.1. Déplacement des fluides dans les microcanaux**

Les études sur le déplacement des fluides dans des canaux de petites dimensions, ont commencés il y'a plus d'un siècle et demi. Elles sont été initiées par le physicien et médecin Poiseuille [57], qui s'intéressait à la circulation du sang dans les vaisseaux capillaires avec sa célèbre loi qui porte son nom. L'écoulement d'un fluide visqueux incompressible<sup>1</sup> à travers un canal microfluidique est caractérisé par le nombre de Reynolds ( $R_e$  : rapport entre les forces d'inertie et les forces visqueuses) qui détermine le type d'écoulement. Si  $R_e \ll 1$ , l'écoulement est dit laminaire et le profil des vitesses,

---

<sup>1</sup> *Incompressible* : « un fluide incompressible est un fluide dont le volume reste presque constant sous l'action d'une pression extérieure (masse volumique  $\rho = \text{constante}$ ) c'est le cas des liquides ».

dans les conditions de non glissement sur les parois (vitesse nulle au niveau des parois), est parabolique [voir Figure 2-10]. Dans un canal microfluidique horizontal, l'écoulement est assuré par une différence de pression  $\Delta P$  entre l'entrée et la sortie. Il existe plusieurs techniques pour déplacer un fluide qui sont classées en deux catégories :

- La différence de pression est apportée par un dispositif externe et relié au système microfluidique par des tuyaux.
- Le dispositif qui assure la différence de pression est intégré dans le système microfluidique.

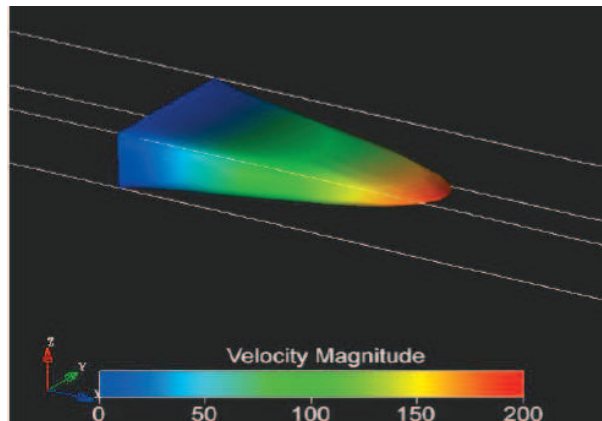


Figure 2-10 : Profil du champ de vitesse d'un fluide visqueux dans un canal rectangulaire

Contrairement à la mécanique des fluides classique dans laquelle la dynamique des liquides fait intervenir plusieurs grandeurs telles que les forces de gravité, les tensions de surface, des pertes de charge dans le cas des écoulements horizontaux etc.. En microfluidique, seuls les forces de capillarité et les phénomènes d'hydrophobie ou d'hydrophilie sont prédominants.

### 2.5.1.1. Actionnement d'un fluide par un dispositif extérieur

Pour l'actionnement d'un fluide dans un canal microfluidique par un dispositif extérieur au système fluide, la technique la plus utilisée est le pousse seringue. Il est connecté au micro canal par des tubes flexibles. L'écoulement est contrôlé en réglant la vitesse du moteur, qui actionne le piston de la seringue. Le pousse seringue permet de contrôler des flux de faibles débits.



L'utilisation d'un tel dispositif pour actionner un fluide d'un système microfluidique, rend l'ensemble encombrant. Ce qui peut être un point dur pour les applications et surtout dans un concept de miniaturisation.

### **2.5.1.2. Actionnement d'un fluide par un dispositif intégré**

La manipulation de faible quantité de fluides a toujours posé problème dans les microsystèmes. Grâce au développement des micro-pompes intégrables dans les micro-canaux, plusieurs solutions sont proposées [75], [76], [77]. Les micro-pompes sont micro usinée sur des substrats en silicium ou polymères (PDMS, SU-8...) en même temps que les canaux. Une membrane déformable sépare le canal microfluidique et le canal de surpression. Cette membrane se dilate dans le canal contenant le fluide lorsqu'une surpression est réalisée dans la chambre de la micro-pompe. Pour actionner la membrane, il existe plusieurs techniques utilisant des matériaux tels que les piézoélectriques [77], les matériaux énergiques chauffés par une résistance. Il existe aussi des micro-pompes actionnées électrostatiquement [78].

## **2.5.2. La génération de gouttes**

Dans la nature, on retrouve les gouttes d'eau sur les feuilles d'arbres ou sur les surfaces grasses. Cependant, la génération et la manipulation des gouttes dans des microcanaux nécessitent toutefois des techniques souvent originales. De nombreuses techniques pour générer des gouttes existent, nous n'en présenterons que deux.

### **2.5.2.1. La jonction en T**

Cette technique consiste en la génération de gouttes en flux, et dépend généralement de la géométrie des canaux utilisés. Le principe est relativement simple ; le liquide (l'eau par exemple) que l'on veut discrétiser en gouttes arrive dans le canal perpendiculaire au canal principal contenant le liquide de la phase continue (huile) [79]. Une contrainte de cisaillement se forme à la jonction et entraîne la rupture de la phase et la formation de gouttes [voir Figure 2-11].

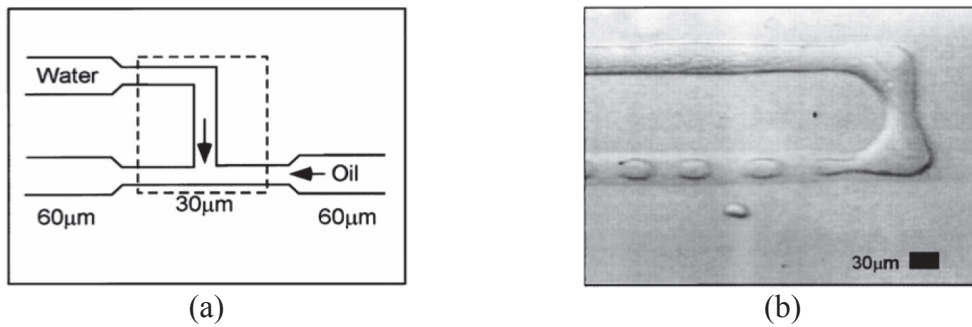


Figure 2-11 : Exemple de jonction en T utilisée pour générer des gouttes (a) schéma et (b) photo

Typiquement la taille de la goutte dépend des dimensions des canaux et surtout de la largeur du canal principal contenant la phase continue [80], [81].

### 2.5.2.2. Focalisation du flux

La focalisation ou concentration du flux consiste à faire passer dans un même orifice deux phases de liquide. Dans cette configuration, le liquide à discrétiser passe par le canal qui fait face à l'orifice et le liquide de la phase continue arrive des côtés du canal de base [Figure 2-12 (a)].

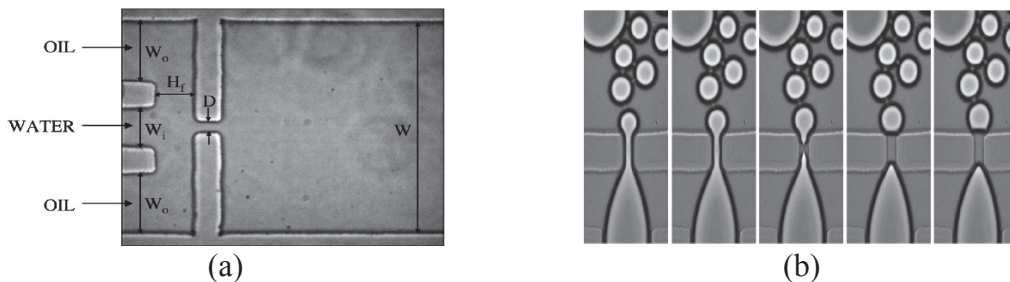


Figure 2-12 : Photo des dispositifs de génération de gouttes par focalisation de flux

Les gouttes formées sont contrôlables, leur diamètre dépendant du débit des liquides. Contrairement à la jonction en T, le liquide de la phase continue exerce une contrainte symétrique sur celui de la phase discontinue [82]. Dans [83], une génération spontanée de gouttelettes a été démontrée. Cette génération peut être remarquablement rapide, selon qu'on veuille créer des gouttes d'eau dans de l'huile ou inversement.

## 2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une synthèse de l'état de l'art sur la microfluidique. Nous avons en effet donné un bref historique et présenté quelques applications de la microfluidique. Les techniques de microfabrication permettant de réaliser les canaux microfluidiques ont été présentées. Les microsystèmes fluidiques sont fabriqués

suivant deux voies distinctes basées sur le type de substrat utilisé. Nous distinguons cependant les procédés dits durs utilisant les substrats durs (silicium ou verre) et les solutions utilisant les substrats souples ou polymères. Ces derniers ont permis d'obtenir des structures et des micros canaux avec une bonne résolution des motifs. C'est bien entendu grâce au développement des techniques de microfabrication sur substrat souple que la microfluidique a connu une grande diversité de domaines d'applications. La microfluidique couvre ainsi une large plage d'applications allant de la biologie à l'électronique en passant par la chimie et la médecine.

Si la microfluidique a atteint un niveau de maturité élevé dans les domaines de la biologie, de la chimie ou même de la médecine, elle demeure néanmoins relativement jeune dans le domaine des hyperfréquences. Les premiers tests visant à associer la microfluidique et certaines fonctions microondes ont donné des résultats intéressants. Ceci se traduit par le développement, ces dernières années, de fonctions du type résonateurs et/ ou antennes reconfigurables en technologie microfluidique.

Grâce à ses bonnes caractéristiques physico-chimique et à sa souplesse lors de la fabrication des micros canaux, la SU-8 semble être un des meilleurs candidats en microfluidique. Il faut toutefois noter son bon facteur de forme qui est un point important surtout sur les structures microondes volumiques. La SU-8 sera alors utilisée comme substrat pour réaliser les fonctions étudiées dans cette thèse.

## Bibliographie du chapitre 2

- [1] W. L. Buehner, J. D. Hill, T. H. Williams, et J. W. Woods, « Application of Ink Jet Technology to a Word Processing Output Printer », *IBM Journal of Research and Development*, vol. 21, n° 1, p. 2 -9, janv. 1977.
- [2] S. C. Terry, J. H. Jerman, et J. B. Angell, « A gas chromatographic air analyzer fabricated on a silicon wafer », *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 26, n° 12, p. 1880 - 1886, déc. 1979.
- [3] A. Manz, N. Graber, et H. M. Widmer, « Miniaturized Total Chemical Analysis Systems: a Novel Concept for Chemical Sensing », *Sensors and Actuators, B*, vol. 1, n° 1-6, p. 244-248, 1990.
- [4] D. C. Duffy, J. C. McDonald, O. J. A. Schueller, et G. M. Whitesides, « Rapid Prototyping of Microfluidic Systems in Poly(dimethylsiloxane) », *Analytical Chemistry*, vol. 70, n° 23, p. 4974-4984, oct. 1998.
- [5] M. A. Unger, H.-P. Chou, T. Thorsen, A. Scherer, et S. R. Quake, « Monolithic Microfabricated Valves and Pumps by Multilayer Soft Lithography », *Science*, vol. 288, p. 113-116, 2000.
- [6] T. Fujii, « PDMS-based microfluidic devices for biomedical applications », *Microelectronic Engineering*, vol. 61-62, p. 907-914, 2002.
- [7] D. J. Beebe, G. A. Mensing, et G. M. Walker, « PHYSICS AND APPLICATIONS OF MICROFLUIDICS IN BIOLOGY », *Annual Review of Biomedical Engineering*, vol. 4, p. 261-286, 2002.
- [8] G. M. Whitesides, « The origins and the future of microfluidics », *Nature*, vol. 442, n° 7101, p. 368-373, juill. 2006.
- [9] R. B. Fair, « Digital microfluidics: is a true lab-on-a-chip possible? », *Microfluidics and Nanofluidics*, vol. 3, p. 245-281.
- [10] S. Haeberle et R. Zengerle, « Microfluidic platforms for lab-on-a-chip applications », *Lab on a Chip*, 2007.
- [11] P. Puget et Y. Fouillet, « La microfluidique ou l'art de manipuler des petits volumes de liquides », *Clefs C.E.A.*, n° 52, p. 107-110.

- [12] T. M. Squires et S. R. Quake, « Microfluidics: Fluid physics at the nanoliter scale », *REVIEWS OF MODERN PHYSICS*, vol. 77, p. 977-1026, juill. 2005.
- [13] T. A. Franke, « Microfluidics for Miniaturized Laboratories on a Chip », *ChemPhysChem*, vol. 9, n° 15, p. 2140, janv. 2008.
- [14] A. Doerr, « Microfluidics for the people », 2009.
- [15] E. W. Becker, W. Ehrfield, P. Hagemann, A. Maner, et D. Münchmeyer, « Fabrication of microstructures with high aspect ratios and great structural heights by synchrotron radiation lithography, galvanofarming, and plastic moulding (LIGA process) », *Microelectron. Eng.*, vol. 4, n° 1, p. 35-56, mai 1986.
- [16] J. Albero, L. Nieradko, C. Gorecki, H. Ottevaere, V. Gomez, H. Thienpont, J. Pietarinen, B. Päivänranta, et N. Passilly, « Fabrication of spherical microlenses by a combination of isotropic wet etching of silicon and molding techniques », *Opt Express*, vol. 17, n° 8, p. 6283-6292, avr. 2009.
- [17] J. Frühauf et S. Krönert, « Wet etching of silicon gratings with triangular profiles », *Microsystem Technologies*, vol. 11, n° 12, p. 1287-1291, 2005.
- [18] T. Akashi et Y. Yoshimura, « Deep reactive ion etching of borosilicate glass using an anodically bonded silicon wafer as an etching mask », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 16, n° 5, p. 1051-1056, mai 2006.
- [19] T. Akashi et Y. Yoshimura, « Profile control of a borosilicate-glass groove formed by deep reactive ion etching », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, n° 10, p. 105004, oct. 2008.
- [20] H. C. Jung, W. Lu, S. Wang, L. J. Lee, et X. Hu, « Etching of Pyrex glass substrates by inductively coupled plasma reactive ion etching for micro/nanofluidic devices », *Journal of Vacuum Science Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 24, n° 6, p. 3162-3164, nov. 2006.
- [21] H. Becker et C. Gärtner, « Polymer microfabrication methods for microfluidic analytical applications », *ELECTROPHORESIS*, vol. 21, n° 1, p. 12-26, janv. 2000.
- [22] Y. N. Xia et G. M. Whitesides, « SOFT LITHOGRAPHY », *Annual Review of Materials Science*, vol. 28, p. 153-184, 1998.
- [23] E. Kim, Y. Xia, et G. M. Whitesides, « Polymer microstructures formed by moulding in capillaries », *Nature*, vol. 376, n° 6541, p. 581-584, août 1995.

- [24] H. Guckel, T. R. Christenson, et K. Skrobis, « Formation of microstructures using a preformed photoresist sheet », U.S. Patent 537858303-janv-1995.
- [25] H. Guckel, J. Uglow, M. Lin, D. Denton, J. Tobin, K. Euch, et M. Juda, « Plasma polymerization of methyl methacrylate: a photoresist for 3D applications », in *Solid-State Sensor and Actuator Workshop, 1988. Technical Digest., IEEE*, 1988, p. 9 -12.
- [26] B. J. Knauf, D. P. Webb, C. Liu, et P. P. Conway, « Packaging of polymer based microfluidic systems using low frequency induction heating (LFIH) », in *Electronic Packaging Technology High Density Packaging, 2008. ICEPT-HDP 2008. International Conference on*, 2008, p. 1 -6.
- [27] H. Mekar, S. Kusumi, N. Sato, M. Shimizu, M. Yamashita, O. Shimada, et T. Hattori, « Fabrication of a spiral microcoil using a 3D-LIGA process », *Microsystem Technologies*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 3, p. 393-402, 2007.
- [28] L. Martynova, L. E. Locascio, M. Gaitan, G. W. Kramer, R. G. Christensen, et W. A. MacCrehan, « Fabrication of Plastic Microfluid Channels by Imprinting Methods », *Anal. Chem.*, vol. 69, n<sup>o</sup>. 23, p. 4783-4789, 1997.
- [29] S. Qi, X. Liu, S. Ford, J. Barrows, G. Thomas, K. Kelly, A. McCandless, K. Lian, J. Goettert, et S. A. Soper, « Microfluidic devices fabricated in poly(methyl methacrylate) using hot-embossing with integrated sampling capillary and fiber optics for fluorescence detection », *Lab Chip*, vol. 2, n<sup>o</sup>. 2, p. 88-95, mai 2002.
- [30] V. Piottter, T. Hanemann, R. Ruprecht, et J. Haußelt, « Injection molding and related techniques for fabrication of microstructures », *Microsystem Technologies*, vol. 3, n<sup>o</sup>. 3, p. 129-133, 1997.
- [31] R. Fulcrand, « Etude et développement d'une plateforme microfluidique dédiée à des applications biologiques Intégration d'un actionneur magnétique sur substrat soupl », Doctorat de l'Université Paul-Sabatier Toulouse III, U.F.R PCA: Physique Chimie Automatique, 2009.
- [32] C. Marques, Y. M. Desta, J. Rogers, M. C. Murphy, et K. Kelly, « Fabrication of high-aspect-ratio microstructures on planar and nonplanar surfaces using a modified LIGA process », *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 6, n<sup>o</sup>. 4, p. 329 -336, déc. 1997.

- [33] L. E. Locascio, D. J. Ross, P. B. Howell, et M. Gaitan, « Fabrication of Polymer Microfluidic Systems by Hot Embossing and Laser Ablation », *Methods in Molecular Biology*, vol. 339, n<sup>o</sup>. 1, p. 37-46, 2006.
- [34] H. Becker, W. Dietz, et P. Dannberg, « MICROFLUIDIC MANIFOLDS BY POLYMER HOT EMBOSsing FOR  $\mu$ -TAS APPLICATIONS », *Proceedings of Micro Total Analysis Systems*, vol. 98, p. 253-256, 1998.
- [35] N. S. Cameron, H. Roberge, T. Veres, S. C. Jakeway, et H. John Crabtree, « High fidelity, high yield production of microfluidic devices by hot embossing lithography: rheology and stiction », *Lab on a Chip*, vol. 6, n<sup>o</sup>. 7, p. 936, 2006.
- [36] Y. Chen, L. Zhang, et G. Chen, « Fabrication, modification, and application of poly(methyl methacrylate) microfluidic chips », *ELECTROPHORESIS*, vol. 29, n<sup>o</sup>. 9, p. 1801-1814, mai 2008.
- [37] M. Ogura, Y. Agata, K. Watanabe, R. M. McCormick, Y. Hamaguchi, Y. Aso, et M. Mitsuhashi, « RNA Chip: Quality Assessment of RNA by Microchannel Linear Gel Electrophoresis in Injection-Molded Plastic Chips », *Clinical Chemistry*, vol. 44, n<sup>o</sup>. 11, p. 2249-2255, janv. 1998.
- [38] R. M. McCormick, R. J. Nelson, M. G. Alonso-Amigo, D. J. Benvegno, et H. H. Hooper, « Microchannel Electrophoretic Separations of DNA in Injection-Molded Plastic Substrates », *Anal. Chem.*, vol. 69, n<sup>o</sup>. 14, p. 2626-2630, 1997.
- [39] H. Lorenz, M. Despont, N. Fahrni, N. LaBianca, P. Renaud, et P. Vettiger, « SU-8: a low-cost negative resist for MEMS », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 7, n<sup>o</sup>. 3, p. 121-124, sept. 1997.
- [40] J. Zhang, K. L. Tan, et H. Q. Gong, « Characterization of the polymerization of SU-8 photoresist and its applications in micro-electro-mechanical systems (MEMS) », *Polymer Testing*, vol. 20, n<sup>o</sup>. 6, p. 693-701, 2001.
- [41] J. Zhang, K. L. Tan, G. D. Hong, L. J. Yang, et H. Q. Gong, « Polymerization optimization of SU-8 photoresist and its applications in microfluidic systems and MEMS », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 11, n<sup>o</sup>. 1, p. 20-26, janv. 2001.
- [42] A. A. Bettiol, T. C. Sum, J. A. van Kan, et F. Watt, « Fabrication of micro-optical components in polymer using proton beam micro-machining and modification »,

- Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*, vol. 210, n<sup>o</sup>. 0, p. 250-255, sept. 2003.
- [43] H. Lu, B. Pillans, J.-C. Lee, et J.-B. Lee, « High aspect ratio air core solenoid inductors using an improved UV-LIGA process with contrast enhancement material », *Microsystem Technologies*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 3, p. 237-243, 2007.
- [44] L. J. Guerin, M. Bossel, M. Demierre, S. Calmes, et P. Renaud, « Simple and low cost fabrication of embedded micro-channels by using a new thick-film photo-plastic », in *Solid State Sensors and Actuators, 1997. TRANSDUCERS '97 Chicago., 1997 International Conference on*, 1997, vol. 2, p. 1419 -1422 vol.2.
- [45] C. Chung et M. Allen, « Uncrosslinked SU-8 as a sacrificial material », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 15, n<sup>o</sup>. 1, p. N1-N5, janv. 2005.
- [46] C. Fu, C. Hung, et H. Huang, « A novel and simple fabrication method of embedded SU-8 micro channels by direct UV lithography », *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 34, p. 330-335, avr. 2006.
- [47] P. Abgrall, C. Lattes, V. Conédéra, X. Dollat, S. Colin, et A. M. Gué, « A novel fabrication method of flexible and monolithic 3D microfluidic structures using lamination of SU-8 films », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 16, n<sup>o</sup>. 1, p. 113-121, janv. 2006.
- [48] 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, n<sup>o</sup>. 8, p. 1205-1214, mai 2008.
- [49] S. Tuomikoski et S. Franssila, « Free-standing SU-8 microfluidic chips by adhesive bonding and release etching », *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 120, n<sup>o</sup>. 2, p. 408-415, mai 2005.
- [50] R. Fulcrand, D. Jugieu, C. Escriba, A. Bancaud, D. Bourrier, A. Boukabache, et A. M. Gué, « Development of a flexible microfluidic system integrating magnetic micro-actuators for trapping biological species », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, n<sup>o</sup>. 10, p. 105019, oct. 2009.
- [51] S. C. Jacobson, R. Hergenroder, A. W. J. Moore, et J. M. Ramsey, « Precolumn Reactions with Electrophoretic Analysis Integrated on a Microchip », *Anal. Chem.*, vol. 66, n<sup>o</sup>. 23, p. 4127-4132, 1994.



- [52] C. L. Hansen, E. Skordalakes, J. M. Berger, et S. R. Quake, « A robust and scalable microfluidic metering method that allows protein crystal growth by free interface diffusion », *Proc Natl Acad Sci U S A*, vol. 99, n°. 26, p. 16531-16536, déc. 2002.
- [53] I. Nachamkin, N. J. Panaro, M. Li, H. Ung, P. K. Yuen, L. J. Kricka, et P. Wilding, « Agilent 2100 Bioanalyzer for Restriction Fragment Length Polymorphism Analysis of the *Campylobacter jejuni* Flagellin Gene », *J. Clin. Microbiol.*, vol. 39, n°. 2, p. 754-757, janv. 2001.
- [54] K. L. Drake, K. D. Wise, J. Farraye, D. J. Anderson, et S. L. BeMent, « Performance of planar multisite microprobes in recording extracellular single-unit intracortical activity », *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 35, n°. 9, p. 719 -732, sept. 1988.
- [55] M. Kajjout, C. Rolando, et S. le Gac, « Réacteurs microfluidiques et sélectivité en chimie organique », *La Houille Blanche*, n°. 2, p. 83-88, mars 2006.
- [56] Y. Lecoffre, « Une application de la microfluidique à la parfumerie. Le Picodrop », in *Mécanique & industries*, vol. 2, p. 403-409.
- [57] J. L. M. Poiseuille, « Recherches expérimentales sur le mouvement des liquides de nature différente dans les tubes de très petit diamètre », *Ann. Chim. Phys.*, 1847.
- [58] G. M. Rebeiz, G.-L. Tan, et J. S. Hayden, « RF MEMS phase shifters: design and applications », *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 3, n°. 2, p. 72 -81, juin 2002.
- [59] L. Le Cloirec, A. Benlarbi-Delai, et B. Bocquet, « 3 bit 90° millimeter phase shifter using microfluidic technology », in *Microwave Conference, 2004. 34th European*, 2004, vol. 3, p. 1161 -1164.
- [60] C.-H. Chen et D. Peroulis, « Liquid metal droplets for RF MEMS switches », in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006. Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on*, 2006, p. 4 pp.
- [61] C.-H. Chen, J. Whalen, et D. Peroulis, « Non-Toxic Liquid-Metal 2-100 GHz MEMS Switch », *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, p. 363-366, 2007.
- [62] C.-H. Chen et D. Peroulis, « Electrostatic Liquid-Metal Capacitive Shunt MEMS Switch », in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 2006, p. 263 -266.

- [63] S. O. Choi, Y. K. Yoon, M. G. Allen, et A. T. Hunt, « A tunable capacitor using an immiscible bifluidic dielectric », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 2, p. 873 - 876 Vol.2.
- [64] J. Wood, K. Vummidi, P. Ralston, L. Chen, N. S. Barker, et S. Raman, « Liquid metal vertical interconnects for RF flip-chip assembly », in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, p. 461 -464.
- [65] P. Ralston, J. Wood, K. Vummidi, M. Oliver, et S. Raman, « Heterogeneous flip-chip assembly of a GaAs C-band power amplifier MMIC using liquid metal vertical interconnects », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, p. 1284 -1287.
- [66] P. Ralston, M. Oliver, K. Vummidi, et S. Raman, « Liquid Metal Vertical Interconnects for Flip-Chip Assembly of GaAs C-Band Power Amplifiers onto Micro-Rectangular Coaxial Transmission Lines », in *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 2011 IEEE*, 2011, p. 1 -4.
- [67] X. Liu, L. P. B. Katehi, et D. Peroulis, « Non-toxic liquid metal microstrip resonators », in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, p. 131 -134.
- [68] W. Irshad et D. Peroulis, « A 12–18 GHz electrostatically tunable liquid metal RF MEMS resonator with quality factor of 1400–1840 », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1-4.
- [69] S. J. Mazlouman, X. J. Jiang, A. Mahanfar, C. Menon, et R. G. Vaughan, « A Reconfigurable Patch Antenna Using Liquid Metal Embedded in a Silicone Substrate », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, n<sup>o</sup>. 12, p. 4406 -4412, déc. 2011.
- [70] J.-H. So, J. Thelen, A. Qusba, G. J. Hayes, G. Lazzi, et M. D. Dickey, « Reversibly Deformable and Mechanically Tunable Fluidic Antennas », *Advanced Functional Materials*, vol. 19, n<sup>o</sup>. 22, p. 3632–3637, 2009.
- [71] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, et P. Pernod, « A Millimeter-Wave Inflatable Frequency-Agile Elastomeric Antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, p. 1131 -1134, 2010.
- [72] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, L. Le Coq, H. Fujita, V. Preobrazhensky, et P. Pernod, « Millimeter-wave printed antennas on ultrasoft poly-

- mer substrate », in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, p. 1 -5.
- [73] M. Kubo, X. Li, C. Kim, M. Hashimoto, B. J. Wiley, D. Ham, et G. M. Whitesides, « Stretchable Microfluidic Radiofrequency Antennas », *Advanced Materials*, vol. 22, n<sup>o</sup>. 25, p. 2749–2752, 2010.
- [74] S. Cheng, Z. Wu, P. Hallbjorner, K. Hjort, et A. Rydberg, « Foldable and Stretchable Liquid Metal Planar Inverted Cone Antenna », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, n<sup>o</sup>. 12, p. 3765 -3771, déc. 2009.
- [75] H. T. G. van Lintel, F. C. M. van De Pol, et S. Bouwstra, « A piezoelectric micro-pump based on micromachining of silicon », *Sensors and Actuators*, vol. 15, n<sup>o</sup>. 2, p. 153-167, oct. 1988.
- [76] H. Andersson, W. van der Wijngaart, P. Nilsson, P. Enoksson, et G. Stemme, « A valve-less diffuser micropump for microfluidic analytical systems », *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 72, n<sup>o</sup>. 3, p. 259-265, févr. 2001.
- [77] J.-H. Kim, C. J. Kang, et Y.-S. Kim, « A disposable polydimethylsiloxane-based diffuser micropump actuated by piezoelectric-disc », *Microelectronic Engineering*, vol. 71, n<sup>o</sup>. 2, p. 119-124, févr. 2004.
- [78] J. Xie, J. Shih, Q. Lin, B. Yang, et Y.-C. Tai, « Surface micromachined electrostatically actuated micro peristaltic pump », *Lab on a Chip*, vol. 4, n<sup>o</sup>. 5, p. 495, 2004.
- [79] T. Thorsen, R. W. Roberts, F. H. Arnold, et S. R. Quake, « Dynamic Pattern Formation in a Vesicle-Generating Microfluidic Device », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 86, n<sup>o</sup>. 18, p. 4163-4166, avr. 2001.
- [80] P. Garstecki, M. J. Fuerstman, H. A. Stone, et G. M. Whitesides, « Formation of droplets and bubbles in a microfluidic T-junction—scaling and mechanism of break-up », *Lab on a Chip*, vol. 6, n<sup>o</sup>. 3, p. 437, 2006.
- [81] A. Gupta, S. M. S. Murshed, et R. Kumar, « Droplet formation and stability of flows in a microfluidic T-junction », *Applied Physics Letters*, vol. 94, n<sup>o</sup>. 16, p. 164107-164107-3, avr. 2009.
- [82] S. L. Anna, N. Bontoux, et H. A. Stone, « Formation of dispersions using “flow focusing” in microchannels », *Applied Physics Letters*, vol. 82, n<sup>o</sup>. 3, p. 364-366, janv. 2003.

- [83] L. Yobas, S. Martens, W.-L. Ong, et N. Ranganathan, « High-performance flow-focusing geometry for spontaneous generation of monodispersed droplets », *Lab on a Chip*, vol. 6, n° 8, p. 1073, 2006.



# Chapitre 3

## Dispositifs passifs et filtres accordables en technologie planaire

### Sommaire

3.1.	INTRODUCTION.....	97
3.2.	CHOIX DE LA TECHNOLOGIE ET DES LIQUIDES.....	97
3.2.1.	Choix du substrat diélectrique.....	98
3.2.2.	Réalisation des structures planaires sur substrat en dentelle.....	99
3.2.3.	Choix des liquides diélectriques.....	102
3.3.	RESONATEURS PLANAIRES ACCORDABLES.....	103
3.3.1.	Simulation sous HFSS.....	103
3.3.2.	Influence de la position du canal sur la résonance du stub.....	104
3.3.3.	Influence de la largeur du canal sur la résonance du stub.....	107
3.3.4.	Fabrication des résonateurs accordables.....	109
3.3.5.	Conclusion.....	114
3.4.	FILTRES PLANAIRES ACCORDABLES.....	114
3.4.1.	Filtre passe-bande d'ordre 4 à stubs demi onde.....	114
3.4.2.	Filtre DBR d'ordre 4.....	116
3.4.3.	Conclusion.....	119
3.5.	COMMUTATEURS RF MICROFLUIDIQUES.....	119
3.5.1.	Commutateurs SPST.....	120
3.5.2.	Commutateurs SPDT.....	123
3.5.3.	Commutateurs SP3T.....	124
3.5.4.	Conclusion.....	126
3.6.	CONCLUSION.....	126
	<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3.....</b>	<b>129</b>



### 3.1. Introduction

De nos jours, les dispositifs agiles, plus particulièrement les filtres, sont de plus en plus utilisés dans les applications de communication ou d'information. Comme nous l'avons montré au premier chapitre, il existe de nombreuses solutions de filtrage accordables utilisant différentes technologies et topologies [1], [2], [3], [4]. Il existe aussi d'autres fonctions commutables plus basiques tels que les commutateurs ou sélectionneurs de voie pour le routage des signaux RF [5], [6], [7]. Nous nous proposons dans ce chapitre d'étudier des dispositifs planaires reconfigurables en technologie microfluidique. Avant de s'attaquer à la problématique centrale de ce travail de thèse, concernant les dispositifs volumiques, l'étude de dispositifs planaires apparaît comme un passage obligé.

Pour ce faire, nous commencerons d'abord par choisir la configuration technologique la mieux adaptée et les liquides à utiliser pour réaliser l'accord. Nous présenterons ensuite, l'accordabilité de la fréquence de résonance de stubs quart d'onde et demi onde, étudiés en tant que motifs de test.

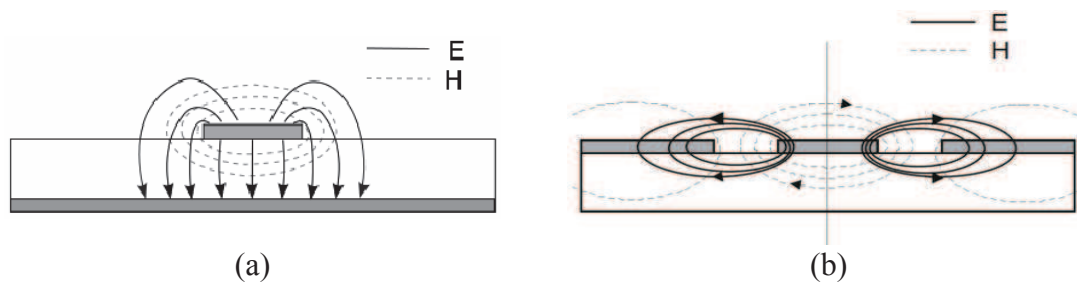
Dans la partie suivante de ce chapitre, nous regarderons l'accord en fréquence centrale d'un filtre DBR d'ordre 4, pour une application bande étroite et d'un filtre à stub d'ordre 4, pour une application large bande.

Enfin, la dernière partie sera consacrée à l'étude de commutateurs RF microfluidiques.

### 3.2. Choix de la technologie et des liquides

Comme nous l'avons vu au premier chapitre, les deux technologies les plus utilisées pour réaliser les fonctions microondes planaires sont la technologie microruban et la technologie coplanaire. La Figure 3-1 présente la répartition des lignes de champ électromagnétique pour ces deux configurations technologiques.





**Figure 3-1 : Lignes de champ électromagnétique (a) d'une ligne microruban et (b) d'une ligne coplanaire pour le mode pair.**

Compte tenu du fait que le canal, dans lequel va circuler ou non le liquide venant perturber le champ électromagnétique, est réalisé dans le substrat, cela va conditionner le choix de la technologie à utiliser. Pour obtenir un effet significatif ou une dynamique importante, il faut qu'il y ait un maximum de champ électromagnétique à l'endroit où le canal est placé. De ce fait, la technologie microruban [Figure 3-1 (a)] dont les lignes de champ électrique convergent toutes vers le plan de masse au travers du substrat, est la plus favorable. De plus, dans cette configuration, nous avons donc intérêt à travailler avec un substrat ayant les plus faibles pertes diélectriques possibles.

### 3.2.1. Choix du substrat diélectrique

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la réalisation des canaux microfluidiques dans un substrat peut être effectuée par différentes méthodes telles que : la gravure, le moulage, l'emboutissage, le report de films sec (...). Toutes ces méthodes demandent l'utilisation de substrats spécifiques parmi lesquels, les substrats en silicium ou en verre, qui ne sont pas compatibles avec les applications 3D que nous voulons développer dans ce travail de thèse. Il apparaît donc plus pertinent d'utiliser des substrats polymères (ou substrats souples). Parmi tous les substrats polymères (PDMS, PMMA, PET, PEEK, ...) existant jusqu'à présent, le seul qui présente des performances physiques et mécaniques intéressantes vis-à-vis de nos applications est la résine époxy photosensible SU-8 développé par IBM [8]. La résine SU-8, bien maîtrisée par nos partenaires Toulousains du LAAS, présente également un bon rapport de forme typiquement de 20 :1 à 50 :1 [9], permettant de lever facilement des murs. Elle offre aussi une grande souplesse dans la réalisation des canaux microfluidiques et est biocompatible [10], [11]. Toutes ces possibilités font de la SU-8 une bonne candidate pour la réalisation de structures microfluidiques. Toutefois, la forte tangente de pertes diélectriques ( $\tan\delta = 0,02$ ) rend difficile son utilisation pour les applications hyperfréquences et plus particulière-

ment pour la réalisation de filtres à faibles pertes. En conséquence, nous utiliserons le substrat SU-8 comme un matériau structurant, en évitant localement la résine de façon à substituer au matériau massif, un substrat de type « dentelle » [voir Figure 3-2]. Des canaux de largeur 250  $\mu\text{m}$  et hauteur 150  $\mu\text{m}$  séparés par des murs d'épaisseurs 20  $\mu\text{m}$  sont réalisés.

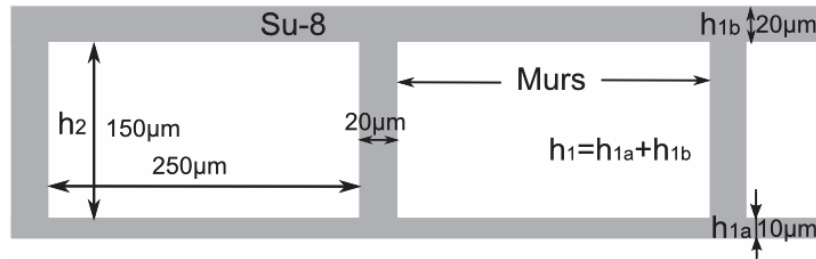


Figure 3-2 : Structure d'un substrat SU-8 en dentelle

La structure en dentelle ne contient que 33% de résine SU-8 dont la permittivité diélectrique relative est sensiblement égale à  $\epsilon_r = 3$ . Ceci permet d'obtenir un substrat dont les caractéristiques diélectriques sont proches de celles de l'air et ainsi de réduire les pertes diélectriques. Nous avons dans un premier temps estimé la permittivité relative équivalente à  $\epsilon_{req} = 1,125$  en utilisant la formule de l'équation (3-1) donnée dans [12]. Dans cette formule les murs ne sont pas pris en compte.

$$\epsilon_{req} = \frac{\epsilon_{r1} * \epsilon_{r2} (h_1 + h_2)}{\epsilon_{r1} * h_2 + \epsilon_{r2} * h_1} \quad (3-1)$$

$h_1$  est la somme des épaisseurs des deux couches de SU-8 inférieure ( $h_{1a} = 10\mu\text{m}$ ) et supérieure ( $h_{1b} = 20\mu\text{m}$ ) et  $h_2$  est la hauteur des canaux (air).  $\epsilon_{r1}$  et  $\epsilon_{r2}$  sont respectivement la permittivité relative de la SU-8 et de l'air.

### 3.2.2. Réalisation des structures planaires sur substrat en dentelle

Les étapes de fabrication sont identiques pour tous les dispositifs planaires. La configuration technologique choisie est le microruban. De façon très résumée, le processus de fabrication débute par une métallisation pleine plaque constituant le plan de masse et sur celui-ci est structuré le réseau microfluidique en SU-8. Une seconde métallisation permet la réalisation des lignes de transmission.

Plus précisément, le plan de masse est réalisé sur un substrat en verre ou en silicium qui sert de support, ensuite une première couche de SU-8 de 10  $\mu\text{m}$  est déposée.

Cette couche permet d'isoler le plan de masse des fluides qui circuleront dans les canaux. Les murs de la dentelle et des canaux sont ensuite structurés sur une hauteur de 150  $\mu\text{m}$  de SU-8. Enfin vient l'étape du capotage pour la fermeture des canaux. Pour ce faire, on utilise la technique développée par Abgral *et al.* [13] au sein du LAAS, [Figure 3-3 (a)].

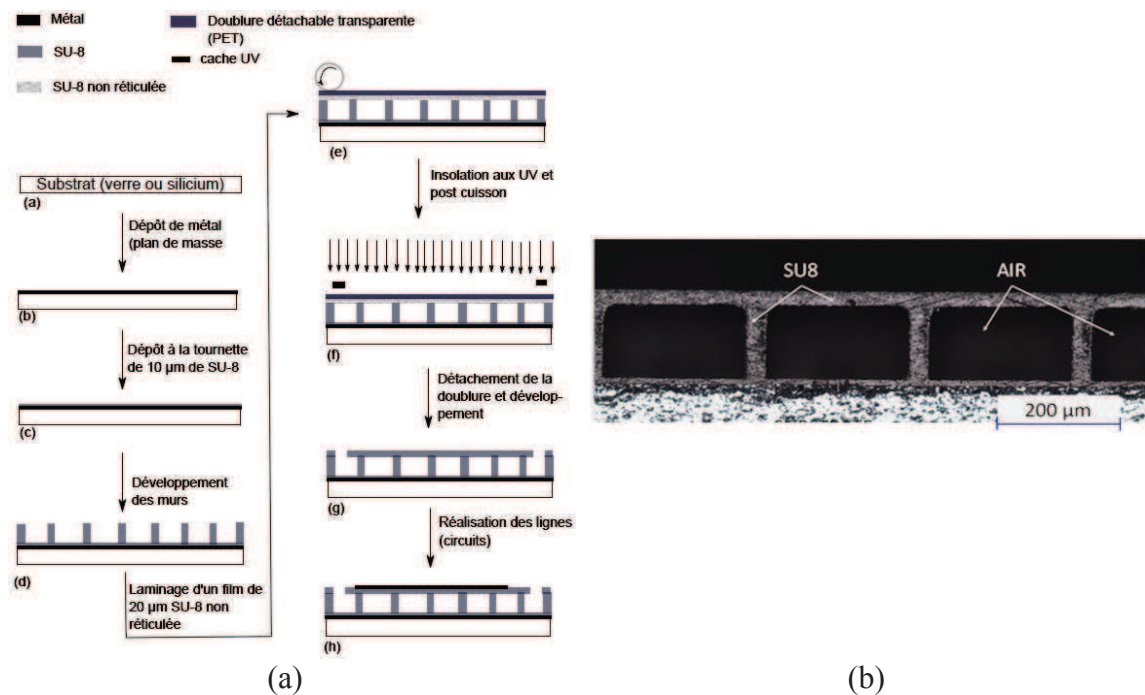


Figure 3-3 : (a) Technique de laminage et (b) photo d'un substrat en dentelle

Cette méthode s'appuie sur une technique de laminage. Sur un wafer, on lamine un film de PET (PolyEthylène Téréphtalate) sur lequel on vient déposer 20  $\mu\text{m}$  de résine, on lui fait ensuite subir un premier recuit pour qu'elle se solidifie. On décolle ensuite le film de PET, sur lequel est enduite la résine, et on vient le reporter par laminage à chaud sur le wafer où il y a les structures à capoter. Enfin on insole pour ouvrir les zones désirées. Après optimisation des paramètres tels que la pression, la température et la vitesse des rouleaux du laminoir, cette méthode donne de très bons profils comme on peut le voir sur la [Figure 3-3 (b)]. Il faut quand même préciser que la mise au point de toutes les étapes technologiques est toujours très chronophage et fastidieuse. Bien souvent pour faciliter le travail, on impose des simplifications. La limitation de la hauteur des murs de SU-8 à 150  $\mu\text{m}$  en est une.

Les dispositifs sont caractérisés à l'aide d'une station de mesure sous pointes coplanaires. Il est donc nécessaire de concevoir une zone de transition microruban/ copla-

naire, pour relier le plan de masse microruban initial (pleine plaque) aux deux plans de masse coplanaires du niveau supérieur, par des vias carrés de  $300\mu\text{m}$  de côté, sur toute la hauteur du substrat SU-8 ( $180\mu\text{m}$ ). Les lignes de transmission et les vias qui permettent le report de masse sont réalisés simultanément. A noter que la métallisation sera dans un premier temps effectuée en aluminium, car à l'origine on ne disposait que d'une cible en aluminium dans le bâti de pulvérisation. Dans un second temps la métallisation sera effectuée en or, après introduction de la cible associée dans le bâti. Or pour métalliser le flan des vias on doit opter pour de la pulvérisation cathodique, qui à la différence de l'évaporation n'est pas directionnelle. Ceci empêche donc la technique du Lift-Off pour structurer le métal, car les flancs de la résine seront recouverts et sa dissolution sera impossible. On effectue donc une pulvérisation de métal sur  $1\mu\text{m}$ , qui doit être gravé par voie humide, mais pour la protection des flans un dépôt de résine par tournette n'est pas envisageable. Il est donc préférable d'utiliser un spray puisqu'il permet d'obtenir des dépôts conformes, et ainsi de protéger la métallisation des vias.

En résumé, les étapes après capotage sont une pulvérisation d'aluminium, un dépôt de résine positive de protection, une gravure du métal dans un bain chimique, et la dissolution de la résine.

Ces étapes sont les plus critiques car la moindre défaillance entraîne un défaut irrémédiable sur la structure hyperfréquence. De plus, la différence de coefficients thermiques de dilation à la fois du wafer initial, en verre ou en silicium, de la SU-8, de l'aluminium et des résines positives entraîne des contraintes importantes lors de la fabrication. Ceci rend parfois délicat l'enchaînement des étapes de fabrication. Toutes les étapes que nous venons de décrire très brièvement sont l'œuvre de nos partenaires du LAAS. Il s'agit d'un travail de longue haleine, qui a nécessité de nombreux essais et de nombreuses remises en question. Il faut en effet pouvoir tenir compte de toutes les spécificités propres aux circuits microondes. On peut par exemple évoquer le problème de l'épaisseur de peau, qui ne peut se satisfaire d'une simple pulvérisation. Tous ces points critiques, compliquent énormément le travail des technologues ayant en charge la fabrication des circuits. Nous y reviendrons lors de la présentation du wafer.

### 3.2.3. Choix des liquides diélectriques

Il existe plusieurs liquides diélectriques classés en deux familles : les liquides diélectriques polaires et les liquides diélectriques non polaires. Les liquides non polaires qui sont souvent des hydrocarbures ont des constantes diélectriques inférieures ou égales à 5, tandis que les liquides polaires tels que l'eau et les alcools organiques ont des constantes diélectriques largement supérieures ( $> 40$ ). Or pour réaliser un décalage en fréquence important, il faut un liquide de constante diélectrique élevée. En effet, plus le contraste de permittivité entre l'air (canal vide) et le liquide (canal rempli) est fort, plus la dynamique en fréquence sera significative. Malheureusement, ces liquides souffrent d'une tangente de pertes élevée.

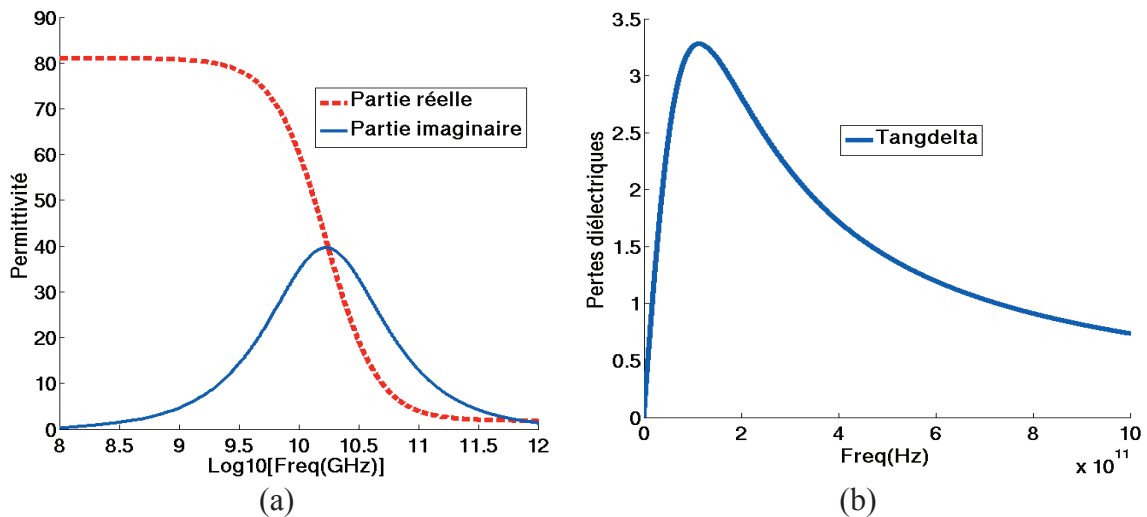


Figure 3-4 : Variation de la permittivité complexe (a) et de la tangente de pertes (b) de l'eau à 25°C

Les liquides polaires sont caractérisés par des dipôles. Leur polarisation diélectrique dépend de la possibilité de ces derniers à s'orienter dans la direction du champ électrique appliqué. Au-delà d'un seuil de fréquence (autour de 1 GHz pour l'eau), la fréquence de rotation des molécules ne peut plus suivre le champ appliqué, ce qui provoque une chute de la permittivité et une augmentation des pertes diélectriques [voir Figure 3-4 (a)]. Le liquide se comporte alors comme un liquide non polaire. De plus, lorsque les dipôles sont en opposition de phase avec le champ appliqué, les pertes diélectriques atteignent un pic [Figure 3-4 (b)]. Pour l'eau la valeur maximale des pertes est observée autour de 19,5 GHz.

Ces courbes sont obtenues à partir de la formule (3-3) de l'équation de la permittivité diélectrique complexe de Debye [14], en séparant les parties réelle et imaginaire.

Dans la gamme des longueurs d'ondes millimétriques, la partie imaginaire  $\varepsilon_r''$  de la permittivité est supérieure à la partie réelle  $\varepsilon_r'$ . Ceci a pour conséquence, d'entraîner une tangente de pertes supérieure à l'unité.

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' + j\varepsilon_r'' \quad (3-2)$$

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + j\omega\tau} \quad (3-3)$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (3-4)$$

Pour l'eau :  $\varepsilon_s = 81$                        $\varepsilon_\infty = 1,8$                        $\tau = 9,4 * 10^{-12} s$

$\varepsilon_s$  et  $\varepsilon_\infty$  sont respectivement la permittivité statique à très basse fréquence et la permittivité infinie à très haute fréquence,  $\tau$  est le temps de relaxation de l'eau.

Contrairement aux liquides polaires, les liquides non polaires ont des pertes diélectriques faibles mais leur faible constante diélectrique freine leur utilisation pour réaliser des dispositifs microondes accordables. Toutefois, dans un souci de simplicité, nous utiliserons dans un premier temps de l'eau désionisée. Sans que ce soit trop compliqué, il est aussi envisageable d'utiliser d'autres liquides comme des huiles ou des alcools par exemple.

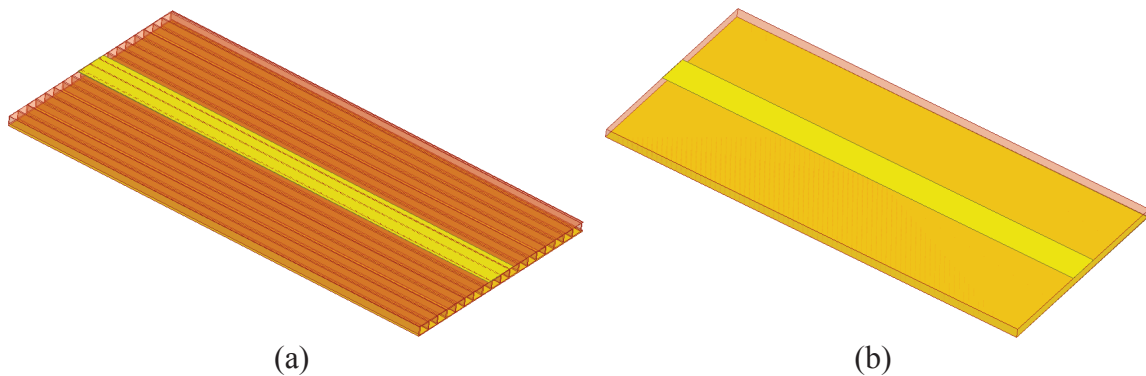
### 3.3. Résonateurs planaires accordables

L'étude faite ici est basée sur l'accordabilité en fréquence centrale de résonateurs planaires (stub). Il s'agit tout simplement de regarder la variation de la fréquence de résonance de ces derniers lorsque l'on vient modifier les propriétés diélectriques du substrat par un canal microfluidique rempli d'eau désionisée. Pour cela nous allons commencer par rechercher la position du canal permettant d'avoir une dynamique en fréquence optimale.

#### 3.3.1. Simulation sous HFSS

Les structures sont dessinées sur un substrat SU-8 en dentelle d'épaisseur 180  $\mu m$ , de permittivité 3 et de tangente de pertes  $2.10^{-2}$ , puis simulées sous le simulateur électromagnétique 3D HFSS de la société ANSYS®. Les simulations sont réalisées sur une

bande de fréquence de 20 à 40 GHz avec une fréquence de maillage de 30 GHz (fréquence de résonance). La simulation des structures avec tous les canaux en dentelle entraîne une concentration du maillage sur les arrêtes de la structure. Ceci augmente les temps de simulation qui peuvent excéder plusieurs heures et on note aussi une monopolisation outrancière de la mémoire. Pour résoudre ce problème, nous pourrions travailler avec un substrat équivalent massif, en choisissant la valeur de la permittivité relative donnée par l'équation (3-1). Toutefois cette valeur de permittivité équivalente estimée est très approximative. De plus il nous faut connaître la tangente des pertes équivalente. Pour pallier ce problème nous avons recours à des simulations électromagnétiques.



**Figure 3-5 : Ligne microruban sur un substrat en dentelle (a) et sur substrat équivalent (b)**

La méthode consiste à simuler une ligne microruban  $50 \Omega$  de largeur  $761 \mu\text{m}$  sur un substrat en dentelle et de redessiner la même ligne sur un substrat massif. On fait ensuite des simulations successives de façon à ajuster la constante diélectrique du substrat massif jusqu'à ce que les niveaux d'adaptation ( $S_{11}$ ) des deux lignes se superposent. On réitère l'opération pour trouver la tangente delta du substrat équivalent en superposant cette fois les courbes de transmission ( $S_{21}$ ). Ces deux opérations ont permis de trouver respectivement une permittivité équivalente égale à 1,32 et une tangente des pertes  $\tan\delta = 6.10^{-3}$ . Tous les dispositifs seront alors réalisés sur un substrat massif auquel on attribue ces deux valeurs.

### 3.3.2. Influence de la position du canal sur la résonance du stub

Dans cette partie, nous allons regarder l'évolution de la résonance du stub, en fonction de la position du canal microfluidique. Afin de déterminer la position du canal permettant le plus grand décalage de la fréquence de résonance, trois cas de figure se-

ront étudiés ; à savoir le canal à l'extrémité du stub, au milieu de celui-ci et à la jonction. Pour effectuer cette étude, nous avons considéré deux stubs microruban : quart d'onde ( $\lambda g/4$ ) et demi onde ( $\lambda g/2$ ) ayant donc des comportements fréquentiels antagonistes. L'eau désionisée utilisée comme élément d'accord est configurée dans son état statique avec une permittivité de 81 et une tangente de pertes de  $10^{-1}$ . Les structures ont été désignées pour un fonctionnement nominal aux alentours de 30 GHz.

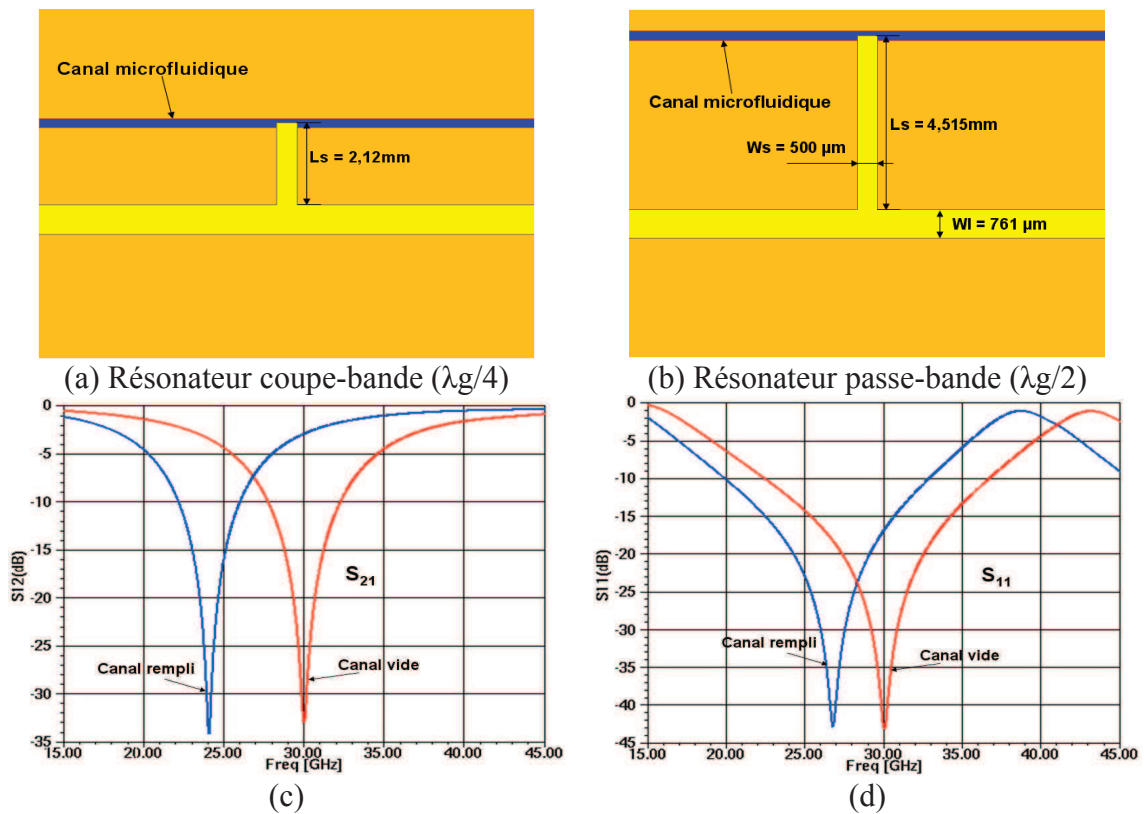
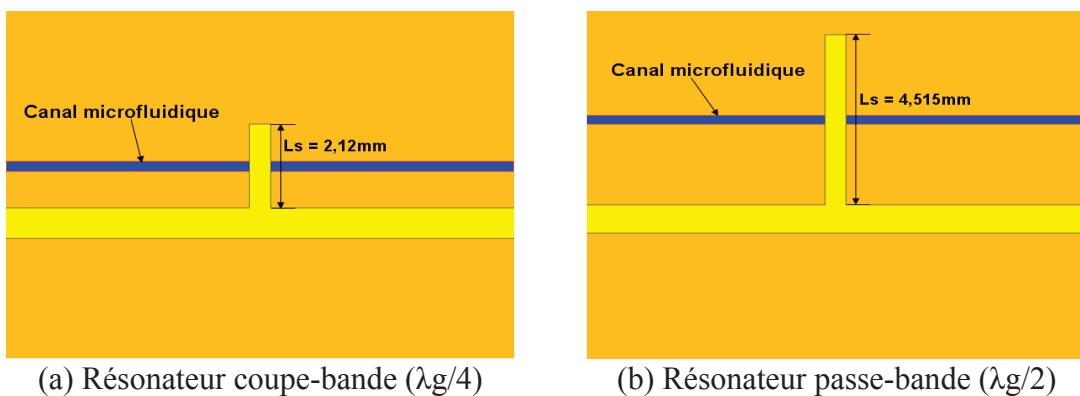


Figure 3-6 : (a-b) Masque et (c-d) réponses électriques du décalage de la fréquence de résonance lorsque le canal est en bout de stub





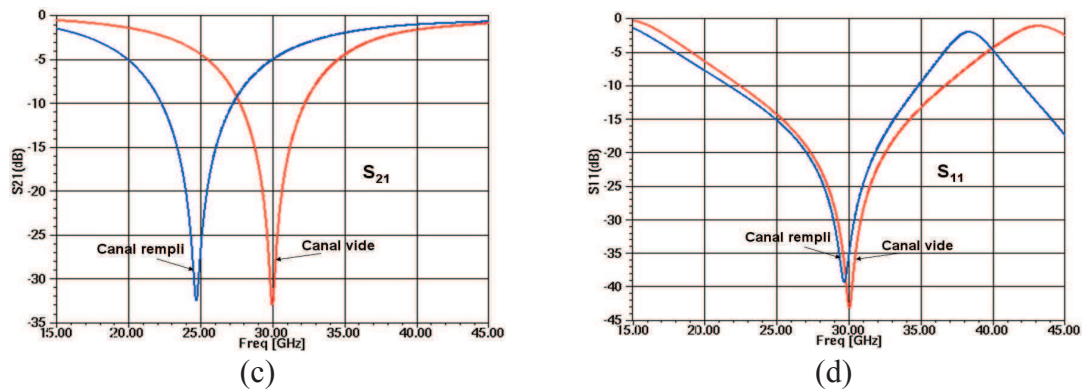


Figure 3-7 : (a-b) Masque et (c-d) réponses électriques du décalage de la fréquence de résonance lorsque le canal est au milieu du stub

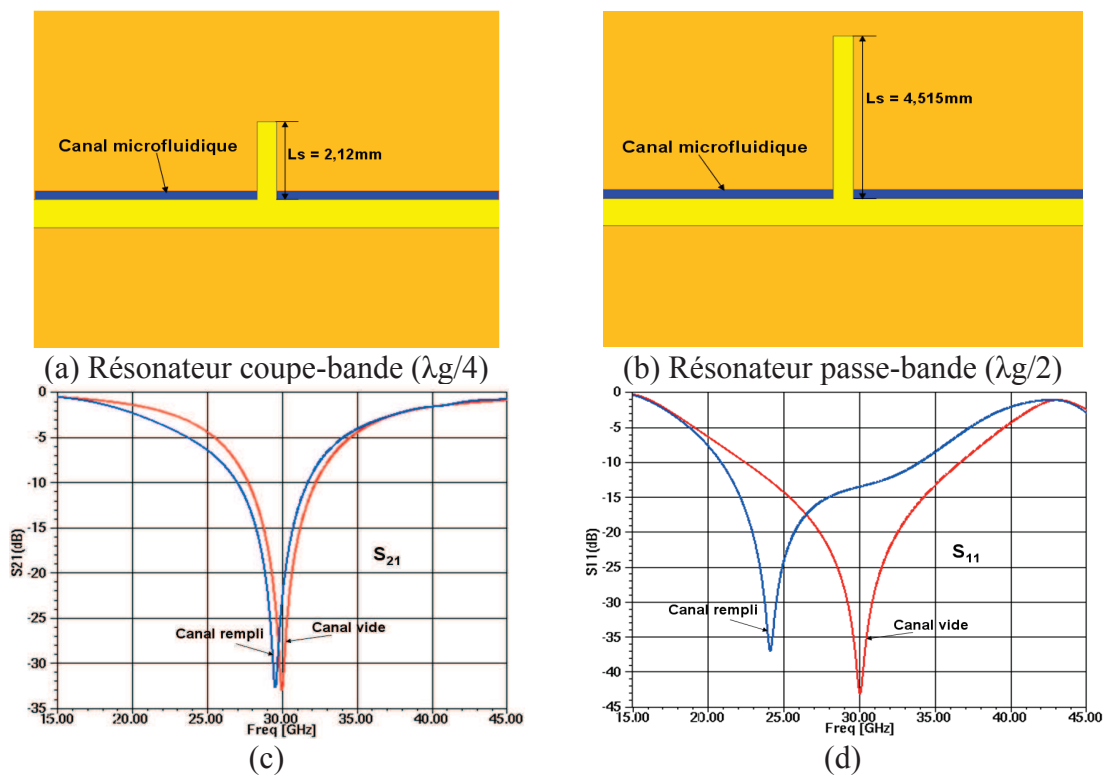


Figure 3-8 : (a-b) Masque et (c-d) réponses électriques du décalage de la fréquence de résonance lorsque le canal est à la jonction

Les Figure 3-6 (c-d), Figure 3-7 (c-d) et Figure 3-8 (c-d) présentent le décalage de la fréquence de résonance des stubs pour les différentes positions du canal microfluidique. Nous constatons, selon l'endroit où est placé le canal, une différence notable de la dynamique de variation de la fréquence de résonance. Pour le stub quart d'onde, lorsque le canal microfluidique est rempli d'eau désionisée, le décalage de la fréquence par rapport au canal vide passe de 20% (canal à l'extrémité) [Figure 3-6 (c)], à 17% [Figure 3-7 (c)] dans le cas où le canal est placé au milieu du stub. Dans le cas où le canal est placé à la jonction entre les lignes d'accès et le stub, la fréquence de résonance de celui-

ci ne bouge quasiment pas sous l'effet du liquide d'accord [Figure 3-8 (c)]. Ceci est dû au fait, qu'un stub quart d'onde terminé à son extrémité libre par un circuit ouvert (maximum de champ électrique), présente à son autre extrémité ( $\lambda g/4$ ) donc à la jonction un court-circuit électrique (champ électrique nul). Dans ce cas, l'utilisation d'un liquide diélectrique comme élément d'accord est sans effet.

Pour le stub demi onde  $\lambda g/2$ , nous constatons une dynamique importante de la fréquence de résonance par rapport au canal vide, lorsque le canal est placé à l'extrémité et à la jonction. Dans le cas où le canal est placé à l'extrémité du stub, le décalage en fréquence est de 10% [Figure 3-6 (d)]. Par contre la résonance obtenue avec le canal à la jonction est un peu déformée et un décalage d'environ 20% est observé [Figure 3-8 (d)]. En effet, la présence du canal à cet endroit où le champ électrique est maximal provoque non seulement le décalage de la résonance, mais modifie également l'impédance des lignes d'accès. Ceci entraîne par conséquent un rallongement de la longueur électrique du stub. Enfin dans le cas où le canal est placé au milieu du stub à  $\lambda g/4$  [Figure 3-7(b)], le décalage de la fréquence de résonance est quasi nul. Comme dans le cas du stub quart d'onde, on a à cet endroit un court-circuit électrique (champ électrique nul) et par conséquent l'utilisation de l'eau désionisée reste sans effet sur la résonance du stub.

#### 3.3.2.1. Conclusion

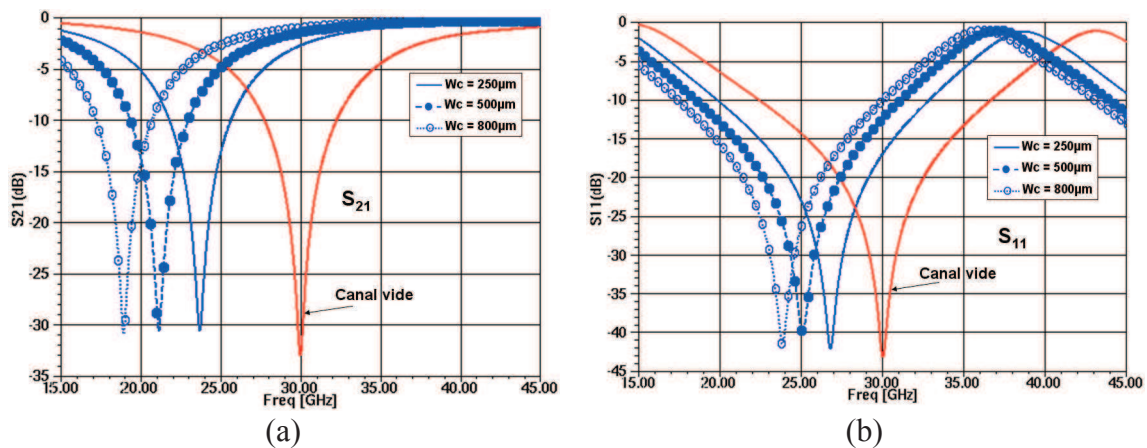
Les résultats obtenus montrent toute l'importance de la position du canal microfluidique sur la dynamique de la fréquence de résonance. Il est donc clair, pour le stub quart d'onde, qu'il faut placer le canal à l'extrémité en circuit ouvert si on veut avoir un décalage significatif. Pour le stub demi onde par contre, le canal peut être placé aussi bien à l'extrémité qu'à la jonction. Toutefois, compte tenu du fait que la présence du canal à la jonction, modifie l'impédance de la ligne principale et la résonance, la localisation à l'extrémité est préférable.

#### 3.3.3. Influence de la largeur du canal sur la résonance du stub

Nous avons vu dans la section précédente, que la dynamique la plus importante de la fréquence de résonance, est obtenue lorsque le canal est placé à l'extrémité du stub. Nous allons maintenant présenter dans cette section, l'influence de la largeur du canal

microfluidique  $W_c$  sur la résonance d'un stub. Pour ce faire, nous considérons trois cas correspondant à  $W_c = 250 \mu\text{m}$ ,  $500 \mu\text{m}$  et  $800 \mu\text{m}$ . Cette étude nous paraît importante car elle peut permettre d'ajuster la fréquence de résonance du stub en cas de besoin.

La Figure 3-9 présente donc la variation de la fréquence de résonance, en fonction de la largeur du canal microfluidique pour les deux stubs. Dans le cas où le canal est vide, la fréquence de résonance reste la même quelle que soit la largeur. Ceci est tout à fait normal car la permittivité équivalente étant proche de celle de l'air, les lignes de champ traversent le même milieu pour toutes les largeurs.



**Figure 3-9 : Décalage de la fréquence de résonance en fonction de la largeur du canal microfluidique : (a) stub quart d'onde et (b) stub demi-onde**

La Figure 3-9 (a) présente les variations de la fréquence de résonance obtenues sur le stub quart d'onde. Les fréquences de 24 GHz ( $W_c = 250 \mu\text{m}$ ), 21 GHz ( $W_c = 500 \mu\text{m}$ ) et 19 GHz ( $W_c = 800 \mu\text{m}$ ) correspondant respectivement à des décalages de 20%, 30% et 37%, sont observées. Pour le stub demi onde dont les résultats sont présentés à la Figure 3-9 (b), nous remarquons un décalage progressif de la fréquence de résonance de 10%, 17% et 20%, correspondant à des largeurs respectives de 250  $\mu\text{m}$ , 500  $\mu\text{m}$  et 800  $\mu\text{m}$ . Les résultats obtenus, montrent donc qu'il est possible d'ajuster la fréquence de résonance d'un stub en modifiant uniquement la largeur du canal microfluidique. Ceci n'est pas une surprise, mais montre que l'on peut combiner les dimensions des canaux et les caractéristiques des liquides.

Dans la suite, nous utiliserons un canal microfluidique de largeur 250  $\mu\text{m}$ , pour réaliser l'agilité de nos dispositifs. Cette largeur est choisie, parce qu'elle permet d'une part d'obtenir un décalage en fréquence suffisant et d'autre part de préserver l'homogénéité des largeurs de la dentelle.

### 3.3.3.1. Conclusion

Dans cette partie, nous avons observé que la fréquence de résonance des stubs dépend directement de la largeur du canal microfluidique. Nous constatons également, que le décalage de la fréquence du stub quart d'onde est plus important que celui du stub demi onde. Le faible décalage de la fréquence observé, sur le résonateur demi-onde, est dû au caractère « *large bande* » de ce dernier.

### 3.3.4. Fabrication des résonateurs accordables

Tous les dispositifs sont réalisés simultanément sur un même wafer 4", en utilisant la technique décrite dans la section 3.2.2. Nous rappelons que le LAAS était chargé de la réalisation des circuits et que le Lab-STICC était responsable de la partie conception. Le réseau des canaux microfluidiques est intégré directement lors de la fabrication. La Figure 3-10 présente le masque et la photographie du wafer où sont réalisés les dispositifs étudiés.

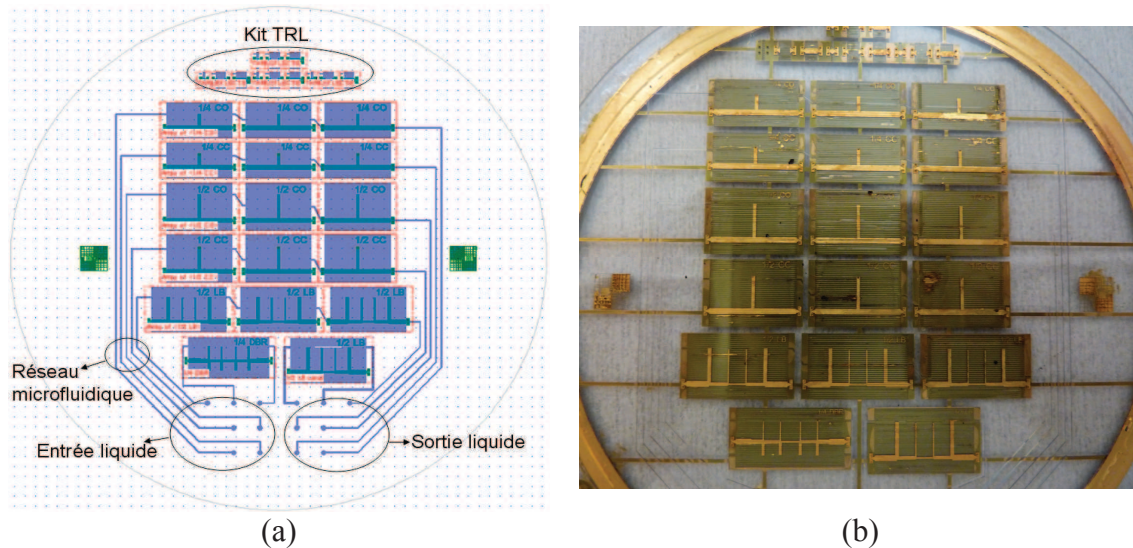


Figure 3-10 : (a) masque et (b) photographie du wafer

Sur ce wafer nous avons conçu des stubs quart d'onde en circuit ouvert ( $\lambda g/4$  CO) et en court-circuit ( $\lambda g/4$  CC), des stubs demi onde en circuit ouvert ( $\lambda g/2$  CO) et en court-circuit ( $\lambda g/2$  CC), des filtres large bande à stubs d'ordre 4 et un filtre DBR (Dual Behavior Resonator). Pour les stubs et les filtres à stubs, nous avons fait passer le canal microfluidique sur les trois positions vues précédemment à savoir : extrémité du stub, milieu et jonction. Les structures en court-circuit duales des structures à circuit ouvert ont été ajoutées sur le wafer. Le stub quart d'onde avec un court-circuit à l'extrémité,

présente un circuit ouvert à la jonction, placer le canal à cet endroit permettrait d'obtenir un maximum de décalage.

### 3.3.4.1. Fabrication des résonateurs

Plusieurs problèmes et points durs ont été rencontrés et ont souvent bloqué la réalisation des structures. Outre les problèmes de cassures liés à un défaut d'insolation et à certaines contraintes techniques rencontrés lors de la fabrication, les points durs les plus contraignants restent les problèmes de métallisation des circuits et plus particulièrement des trous métallisés (vias). En effet, l'utilisation du film de PET lors du laminage du capot crée un désalignement des couches de SU-8 dans les trous. De plus, la métallisation des flans par la méthode de pulvérisation cathodique, ou par spray, n'assure pas un bon contact métallique entre les lignes supérieures et le plan de masse inférieur et ne permet donc pas un report de masse. La solution était de retirer le film de PET avant l'insolation. Après plusieurs essais des structures ont pu être réalisées par une métallisation fine, suivie d'un épaissement. La première plaque fonctionnelle est présentée : [Figure 3-10 (b)]. Toutefois le problème demeure toujours au niveau du via de court-circuit situé en bout de stub, se situant au-dessus de la dentelle.

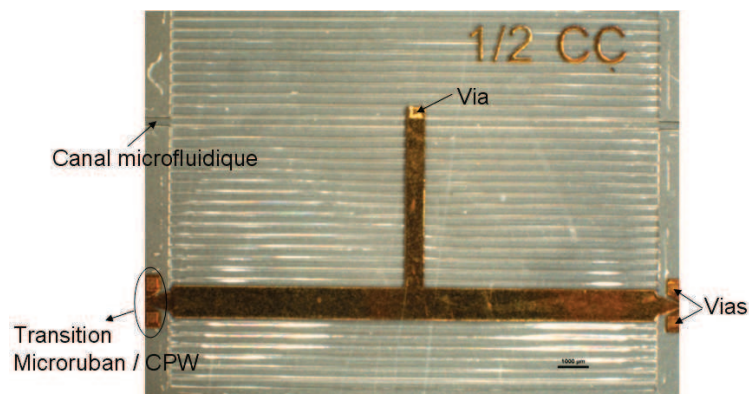


Figure 3-11 : Stub demi onde en court-circuit

Ceci veut dire que toutes les structures sur le wafer ne sont pas fonctionnelles et notamment les structures intégrant des stubs en court-circuit. Toutefois, nous sommes quand même en mesure de présenter les résultats de quelques-unes d'entre elles que nous comparons avec les résultats de simulation donnés par HFSS.

De façon à pouvoir présenter le maximum de choses nous montrerons des résultats provenant de deux wafers différents, le premier ayant été réalisé par une méthode spécifique de réalisation et un second ayant été réalisé par une méthode différente pal-

liant la plupart des défauts de la première. Il est important de noter que la seconde méthode permet une meilleure maîtrise des épaisseurs de métallisation, conduisant par conséquent à de meilleures performances en termes de pertes. Dans la suite du chapitre on parlera donc, de premier et second wafer.

### 3.3.4.2. Résultats de mesures des résonateurs

Les mesures sont réalisées sous une station sous pointes coplanaires G-S-G (Ground-Signal-Ground) grâce à une transition microruban / CPW. Une première calibration SOLT dans le plan des pointes a été effectuée grâce à un kit fourni par le fabricant des pointes. Cette calibration a permis de caractériser notre propre kit de calibration TRL situé sur le wafer. Des mesures à vide, c'est à dire en considérant les canaux microfluidiques vides ont été effectuées dans un premier temps. Ces mesures vont permettre de valider la fabrication et de voir si nous obtenons bien les fonctions attendues. Après validation, des mesures avec de l'eau désionisée sont effectuées dans un second temps. Ceci nous permet d'une part, de vérifier si les canaux microfluidiques sont bien fonctionnels et d'autre part de montrer la faisabilité de l'accord microfluidique. Pour ce faire, il faut connecter les canaux des structures, au système fluidique, au travers de plots de PDMS collés à l'entrée et à la sortie de chaque canal. Des micros tuyaux en téflon sont ensuite utilisés pour relier l'entrée des canaux à une seringue placée sur un pousse-seringue, qui permet de contrôler le débit du fluide injecté [voir Figure 3-12]. Nous rappelons que toutes les étapes de caractérisation ont été effectuées au LAAS.

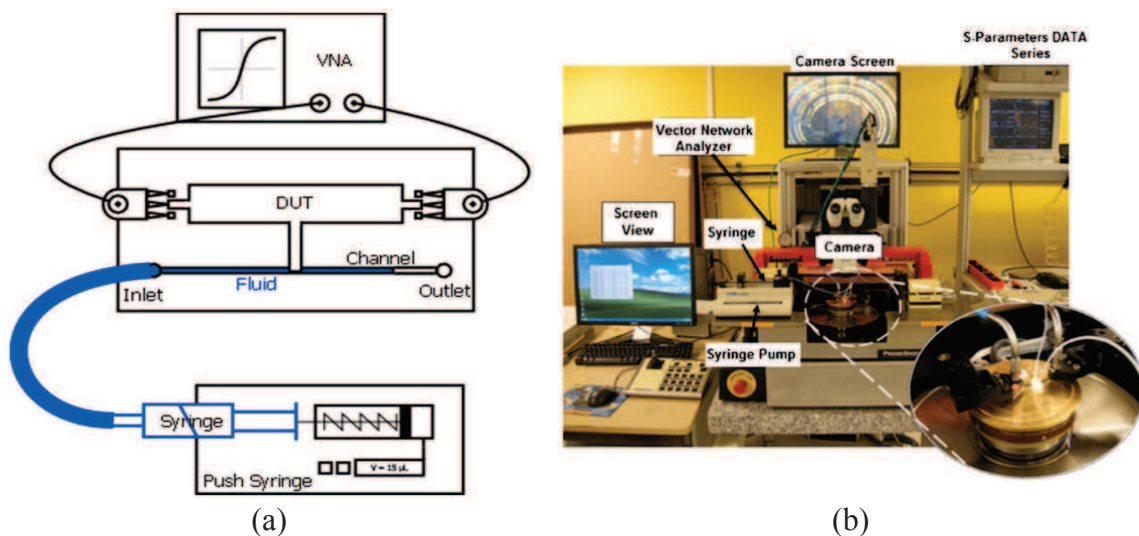


Figure 3-12 : (a) Croquis et (b) photographie de la station de mesure complète

Sur ce premier wafer, les mesures effectuées sur les résonateurs présentent des performances encourageantes et cohérentes avec la simulation électromagnétique. Cependant, un décalage systématique en fréquence de 5 GHz est observé [Figure 3-13]. La résonance à vide est à 25 GHz au lieu de 30 GHz initialement prévue. A première vue, ce décalage est attribué à une mauvaise appréciation de la permittivité relative du substrat.

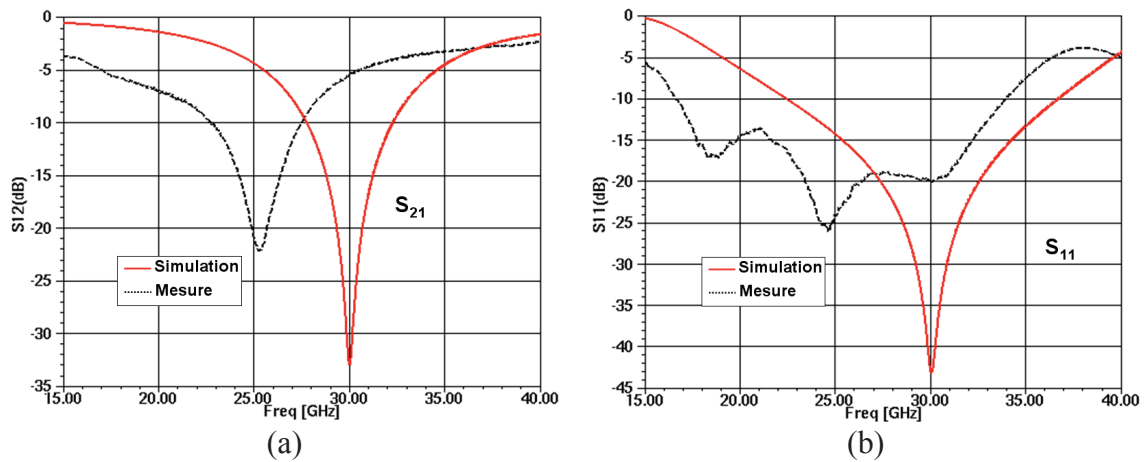


Figure 3-13 : Résultats de mesure et de simulation des résonateurs : (a)  $\lambda/4$  et (b)  $\lambda/2$

Un travail de rétro simulation en considérant le canal vide est donc réalisé afin de recaler la réponse de la simulation électromagnétique sur la mesure. La rétro simulation est basée uniquement sur une modification de la permittivité du substrat en dentelle. Ne connaissant pas forcément les vraies propriétés de la SU-8 et surtout sa permittivité relative, nous avons fait varier la valeur de la permittivité jusqu'à ce que les courbes de simulation et de mesure se superposent. La valeur de la permittivité correspondante pour la SU-8 est alors de  $\epsilon_r = 4,6$ .

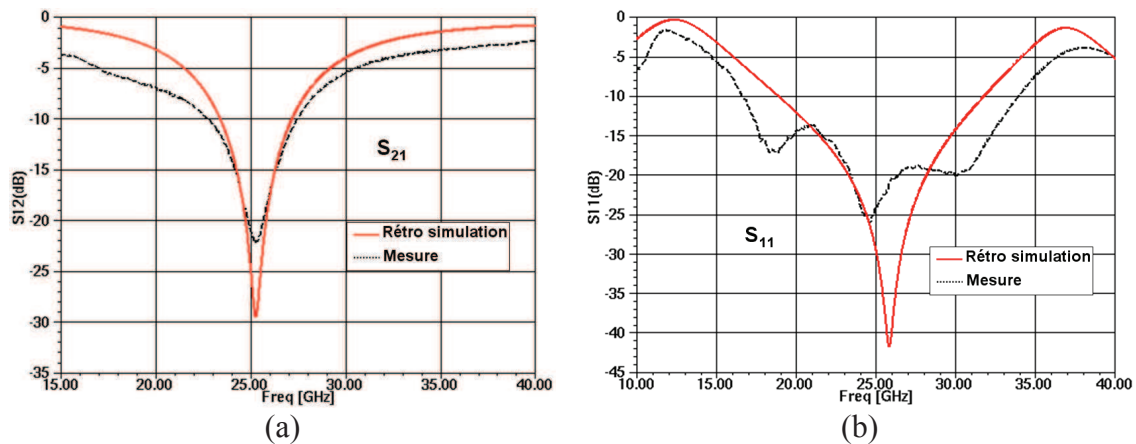


Figure 3-14 : Résultats de mesure et de rétro simulation des résonateurs : (a)  $\lambda/4$  et (b)  $\lambda/2$

Lorsqu'elles ont été possibles, les mesures avec de l'eau désionisée ont démontrées une bonne accordabilité, près de 20% de décalage dans le cas du résonateur à stub coupe-bande  $\lambda_g/4$ . Ceci est cohérent avec les simulations. Le canal microfluidique sous le résonateur demi onde n'est pas fonctionnel et les mesures avec de l'eau désionisée n'ont donc pas été réalisées.

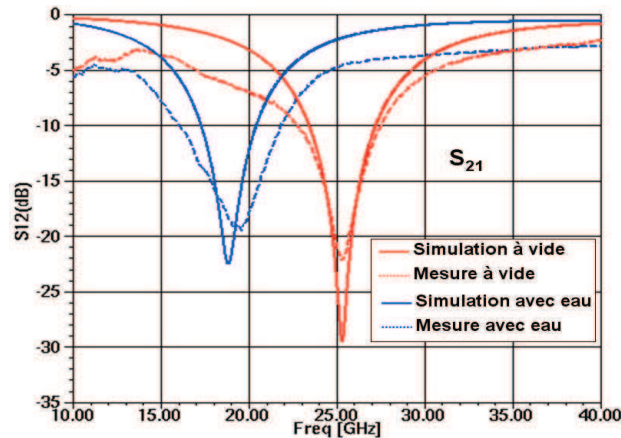


Figure 3-15 : Résultats de mesure et de simulation du résonateur  $\lambda_g/4$  avec de l'eau désionisée

Lors de la rétro simulation avec de l'eau, nous avons pris en compte la dispersion fréquentielle de la permittivité en considérant  $\epsilon_{r\_eau} = 21$  à 30 GHz obtenue à partir de la partie réelle de la relation de Debye (3-3) et avec  $\tan\delta = 0,1$ . Il faut noter qu'il n'y a pas une différence significative entre les résultats de simulation avec de l'eau à  $\epsilon_{r\_eau} = 21$  et à  $\epsilon_{r\_eau} = 81$  [cf Figure 3-16]. Les performances mesurées et simulées présentent un bon accord.

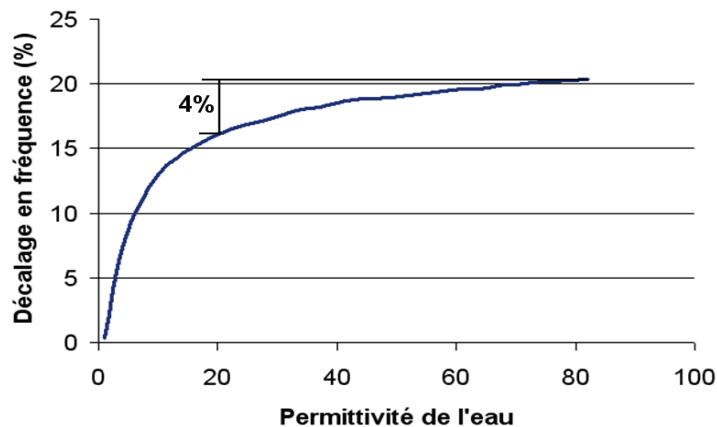


Figure 3-16 : Variation du décalage en fréquence d'un stub en fonction de la permittivité de l'eau

La concordance entre les résultats de mesure et de simulation, prouve bien le fait que la valeur de la permittivité de l'eau influence peu la fréquence de résonance pour des valeurs de permittivité au-delà de 20.



### 3.3.5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons montré l'influence de la position et de la largeur du canal sur le décalage en fréquence, ensuite nous avons présenté et comparé les résultats de simulation électromagnétique et de mesure obtenus sur les premiers résonateurs planaires accordables en technologie microfluidique. Les performances mesurées de ces dispositifs sont en bon accord avec la simulation, malgré un décalage en fréquence de 5 GHz, ce décalage systématique s'expliquant par ailleurs. La dynamique est quant à elle, celle espérée.

## 3.4. Filtres planaires accordables

Dans cette partie, nous présentons l'agilité en fréquence de deux filtres passe-bande à stubs. Le choix s'est porté sur : un filtre à stubs d'ordre 4 composé de résonateurs passe-bande  $\lambda_g/2$  en circuit ouvert et sur un filtre DBR de même ordre, constitué de résonateurs coupe-bande  $\lambda_g/4$  en circuit ouvert.

### 3.4.1. Filtre passe-bande d'ordre 4 à stubs demi onde

Le filtre à stubs proposé [Figure 3-17 (a)] est constitué de quatre stubs  $\lambda_g/2$  en circuit ouvert, séparés par des inverseurs quart d'onde à la fréquence centrale. Nous ne présenterons pas les étapes de synthèse et d'optimisation nécessaire à la conception du filtre. Il s'agit ici en effet de s'intéresser en premier lieu à l'accordabilité en fréquence. Nous allons tout d'abord présenter les performances simulées du filtre initialement conçu pour fonctionner à 30 GHz avec une bande passante relative de 50%. Il s'agit d'un filtre large bande.

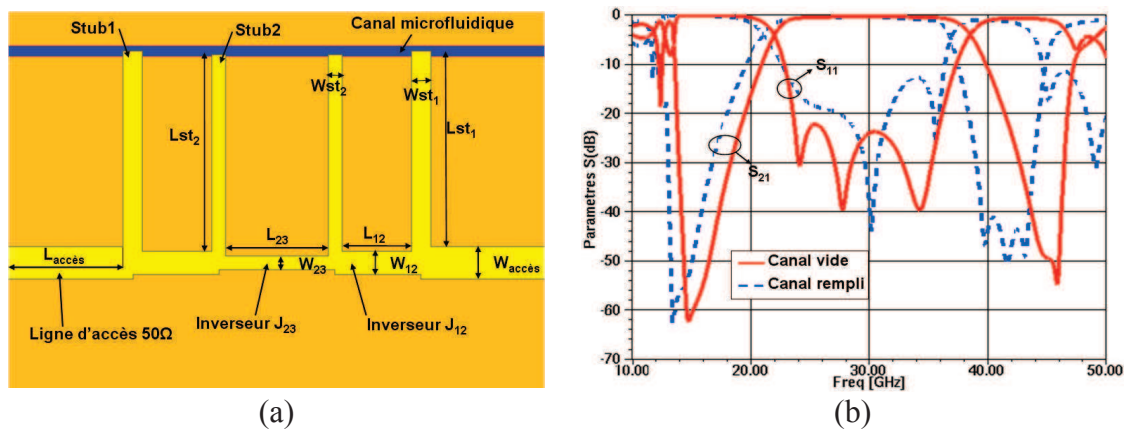


Figure 3-17 : (a) Filtre à stub d'ordre 4 et (b) performances simulées

	Ligne d'accès	Inverseur $J_{12}$	Inverseur $J_{23}$	Stub 1	Stub 2
Longueur (L)	3	2,001	2,204	4,318	4,289
Largeur (W)	0,761	0,513	0,303	0,524	0,244

Tableau 3-1 : Dimensions physiques en mm du filtre à stub

A vide, ce filtre présente de bonnes performances simulées avec une adaptation meilleure que 20 dB et de faibles pertes d'insertion dues au caractère large bande de la structure. Lorsque l'on remplit le canal par de l'eau désionisée, on note un décalage en fréquence d'environ 5% par rapport à l'état initial. Le faible décalage observé est dû au caractère large bande des résonateurs qui composent le filtre. Une légère désadaptation, qui pourrait provenir du fait que le canal microfluidique ne passe pas au même niveau sous tous les stubs, est observée.

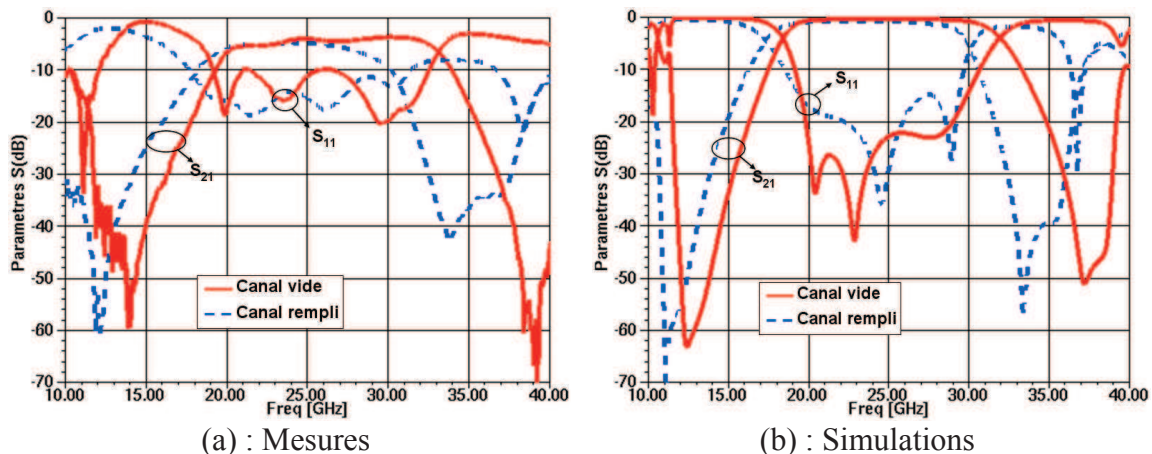


Figure 3-18 : Performances mesurées (a) et simulées (b) du filtre (premier wafer)

Les résultats de mesure du filtre à vide sont présentés à la Figure 3-18 (a). La réponse montre bien que la forme de la fonction de filtrage passe-bande a une allure similaire à celle de la rétro simulation électromagnétique effectuée sur un substrat en dentelle ( $\epsilon_r = 4,6$ ). Le filtre présente un important niveau des pertes d'insertion de l'ordre de 5 dB et une mauvaise adaptation. Sous l'effet de l'eau désionisée on observe un décalage de 5 GHz, identique à celui observé sur les résonateurs.

Celui-ci reste cohérent avec ce qui avait été simulé. On remarque un rétrécissement de la largeur de la bande passante du côté droit. Ceci est dû au fait que les zéros de transmission haute fréquence bougent plus que les zéros basse fréquence.

La Figure 3-19 présente les résultats de mesures et de simulation à vide obtenus sur le second wafer. Là encore la fréquence centrale du filtre est décalée à environ 27 GHz. Une bonne concordance est observée entre les performances simulées et mesurées. Les performances mesurées présentent un niveau d'adaptation autour de 15dB et des pertes d'insertion de l'ordre de 0,97 dB (canal vide) et de 2,17 dB (canal rempli). Une nette amélioration sur ce dernier aspect est notée par rapport aux performances obtenues sur le premier wafer.

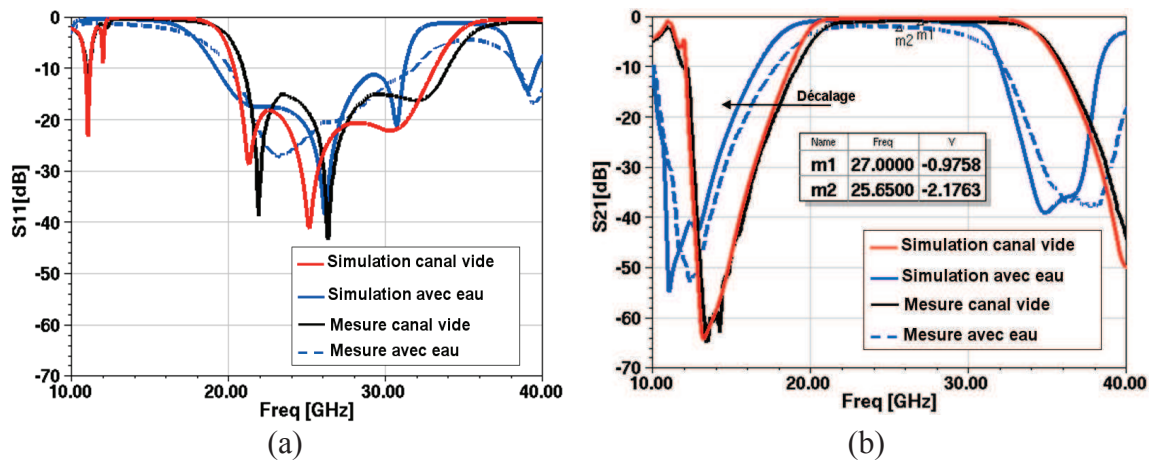


Figure 3-19 : performances mesurées et simulées du filtre (second wafer)

Une meilleure maîtrise de l'épaisseur de métallisation est à l'origine de cette amélioration.

### 3.4.2. Filtre DBR d'ordre 4

Le filtre DBR étudié est composé de quatre résonateurs séparés par des inverseurs quart d'onde. Chaque résonateur est constitué de deux stubs quarts d'onde en circuit ouvert. Les étapes de synthèses et de réglage ne sont pas présentées ici. Le DBR est une topologie originale qui a été développée par Cédric Quendo au LEST [15]. Cette topologie a l'avantage de présenter deux zéros de transmission associés aux deux stubs qui composent les résonateurs. Ce qui permet de contrôler de manière indépendante ou simultanée la position des zéros de transmission et par conséquent la bande passante et la fréquence centrale du filtre. Ce contrôle se fait grâce à deux canaux microfluidiques placés aux extrémités en circuit ouvert des stubs. Un canal HF pour le contrôle des zéros des stubs hautes fréquences et un canal BF pour le contrôle des zéros des stubs basses fréquences [Figure 3-20 (a)]. Le filtre est simulé lui aussi sur un substrat massif équivalent, de constante diélectrique 1,32, ceci afin de réduire les temps de calcul.

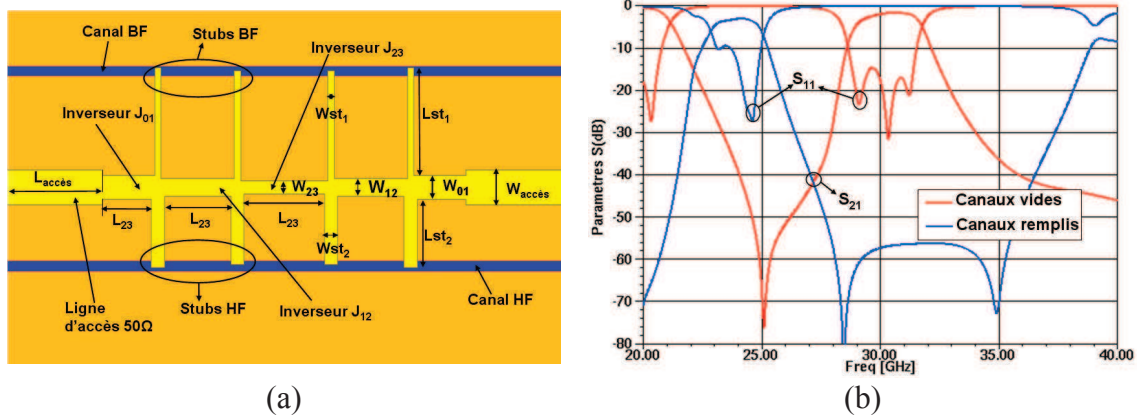


Figure 3-20 : (a) Filtre DBR d'ordre 4 et (b) performances simulées

L'état de référence correspond au cas où les deux canaux sont vides et pour lequel la fréquence centrale du filtre est de 30 GHz et la bande passante relative est de 10,5% (bande étroite). Dans ces conditions le filtre présente un niveau d'adaptation autour de 15 dB et des pertes d'insertion d'environ 2,25 dB. Les dimensions du filtre sont regroupées dans le tableau suivant.

	Ligne d'accès	Inverseur $J_{01}$	Inverseur $J_{12}$	Inverseur $J_{23}$	Stub BF	Stub HF
Longueur (L)	3	1,457	1,978	2,395	2,578	1,623
Largeur (W)	0,827	0,593	0,435	0,306	0,189	0,406

Tableau 3-2 : Dimensions physiques en mm du filtre DBR

On a pour ce filtre, la possibilité de décaler un des zéros, en remplissant le canal microfluidique correspondant. On peut aussi remplir simultanément les deux canaux si l'on veut faire bouger l'ensemble. Lorsque les deux canaux sont remplis d'eau désionisée, un décalage de fréquence d'environ 20% par rapport à l'état initial est observé. On observe un léger rétrécissement de la largeur de la bande passante qui devient égale à 9,2%. Les pertes d'insertion sont de 3,32 dB avec une désadaptation dans la bande. Le zéro de transmission HF est maintenant positionné à 28,5 GHz.

La Figure 3-21 (a) présente les performances simulées et mesurées du filtre DBR d'ordre 4 à vide, du premier wafer. En mesure, on voit bien la forme de la fonction du filtre. Cette réponse est en accord avec la simulation électromagnétique. Le décalage de fréquence d'environ 5 GHz est toujours observé avec un niveau important de pertes d'insertion. Ces pertes d'insertion sont d'une part dues à des erreurs technologiques

(défaut d'épaisseur de métallisation du plan de masse) et d'autre part à la faible bande passante qui rend le filtre très sensible à ces problèmes.

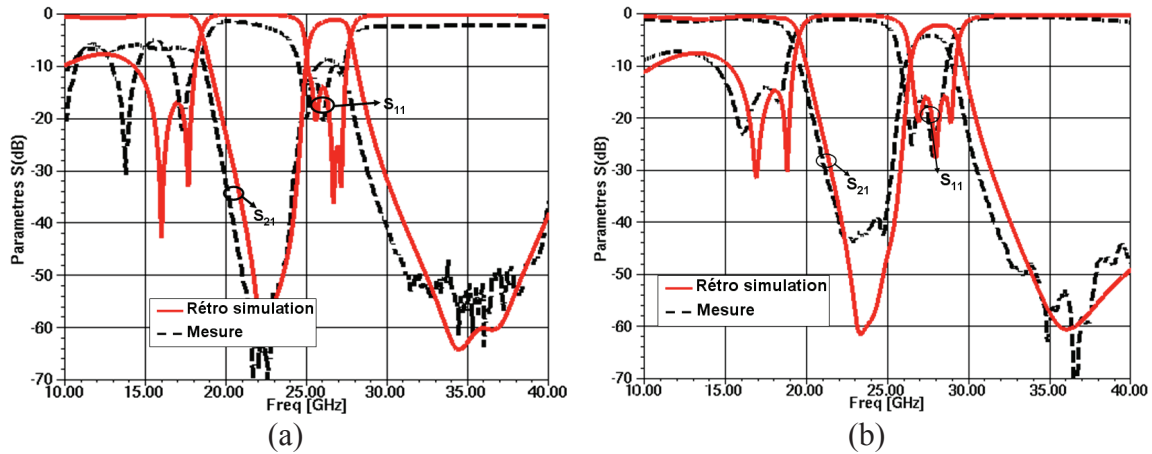


Figure 3-21 : Performances mesurées et simulées : (a) premier wafer et (b) second wafer

Afin de résoudre les problèmes rencontrés sur ce premier wafer notamment le décalage systématique et l'important niveau des pertes d'insertion, un second wafer a été réalisé. Comme le montre la Figure 3-21 (b), une amélioration notable est observée sur les performances à vide obtenues. Le niveau des pertes d'insertion passe de 9 dB à environ 4 dB et le décalage de la fréquence n'est désormais que de 3 GHz, au lieu des 5 GHz observés sur les mesures du premier wafer. Ces performances sont obtenues grâce à une maîtrise du procédé de fabrication d'une part et une calibration TRL faite dans le plan des pointes d'autre part.

Les performances électriques du filtre avec de l'eau désionisée sont par contre insatisfaisantes. On observe un écrasement complet de la fonction du filtre lorsque les canaux sont remplis [voir Figure 3-22].

En utilisant de l'acétone qui a une permittivité relative plus faible que l'eau désionisée on a observé le même problème.

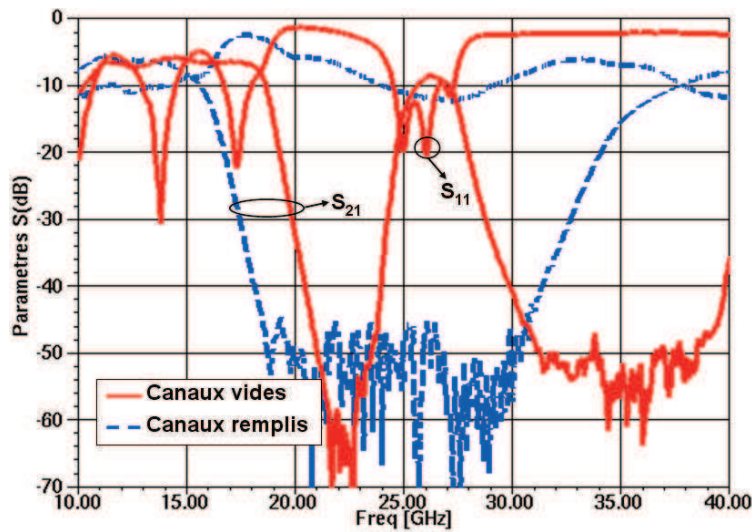


Figure 3-22 : Performances mesurées du filtre DBR à vide et avec de l'eau désionisée

Comme le montre la Figure 3-22, les résultats de mesure avec de l'eau désionisée sont inexploitable. Nous cherchons toujours à identifier le problème afin d'y apporter des solutions. Une des pistes envisageable serait de faire différentes mesures : l'une en remplissant uniquement le canal HF et l'autre en remplissant uniquement le canal BF. On pourrait peut-être observer des décalages non prévus pour l'un ou l'autre des canaux. On peut par exemple imaginer que les zéros HF se déplacent plus que les zéros BF, contribuant ainsi à casser la réponse du filtre. Tout ceci nécessiterait de faire des mesures complémentaires.

### 3.4.3. Conclusion

Nous avons dans cette partie, présenté et comparé quelques résultats de simulation électromagnétique et de mesure, des premiers filtres planaires accordables en technologie microfluidique. Un bon accord entre les performances simulées et mesurées est noté notamment sur la dynamique en fréquence. Malgré le niveau important des pertes d'insertion, les résultats de mesure obtenus nous permettent de valider le concept de l'accordabilité microfluidique à base de liquide diélectrique de forte permittivité.

## 3.5. Commutateurs RF microfluidiques

Dans de nombreuses architectures de chaînes d'émission-réception, des commutateurs sont utilisés pour la sélection de voies. La plupart des réseaux de commutation sont conçus sur la base d'éléments à commande électrique tels que les MEMS RF [5], les diodes PIN [6], les transistors FET [7], (...). Ces éléments présentent de bonnes per-

formances en isolation et transmission, et de faibles pertes jusqu'à 30 GHz et au-delà, pour les deux premiers. Cependant, il faut noter que la commande de ces éléments devient difficile pour les réseaux de commutation d'ordre supérieur à 2.

Dans cette partie, nous étudions des fonctions de commutateurs planaires sur substrat SU-8, à base d'un liquide conducteur. Le Galinstan est un liquide conducteur issu d'un mélange eutectique de gallium d'indium et d'étain, présentant une conductivité  $\sigma = 3,46 \cdot 10^{+6} \text{ S.m}^{-1}$ . Il est non polluant et est actuellement beaucoup utilisé dans les thermomètres pour remplacer le mercure. Le Galinstan reste le seul liquide conducteur à avoir, à part bien entendu le mercure, un bon état liquide en dessous de 0°C (température de fusion -19°C). L'oxydation instantanée du galinstan en contact de l'air est le problème majeur qui ralentit son utilisation dans les microsystèmes.

Nous commençons l'étude sur la structure la plus simple, de type SPST (une entrée – une sortie) fonctionnant comme un interrupteur. Nous verrons ensuite la structure SPDT (une entrée – deux sorties) et finalement le SP3T (une entrée – trois sorties). Nous précisons d'emblée que cette partie est totalement théorique, puisqu'aucune réalisation n'a été effectuée.

### **3.5.1. Commutateurs SPST**

Il s'agit de deux lignes microrubans enterrées dans le substrat dont les extrémités en regard sont séparées par un canal microfluidique. La structure de propagation est de type quasi microruban c'est-à-dire que le substrat déborde au-dessus des conducteurs chauds, de façon à pouvoir matérialiser les canaux. Ce contacteur fonctionne comme un interrupteur à deux états. Il y a un état éteint (pas de contact) où le canal est vide, les deux lignes étant séparées par le gap du canal. Il y a un état allumé (contact), la goutte de Galinstan placée dans le canal créant le contact entre les deux lignes. Les structures sont réalisées sur un substrat massif équivalent, afin de réduire le temps de simulation.

Nous commençons par une étude comparative des coefficients de réflexion et de transmission entre ligne microruban simple et le contacteur. Nous regardons également l'isolation créée par un court-circuit au milieu de la ligne et celle du gap du contacteur.

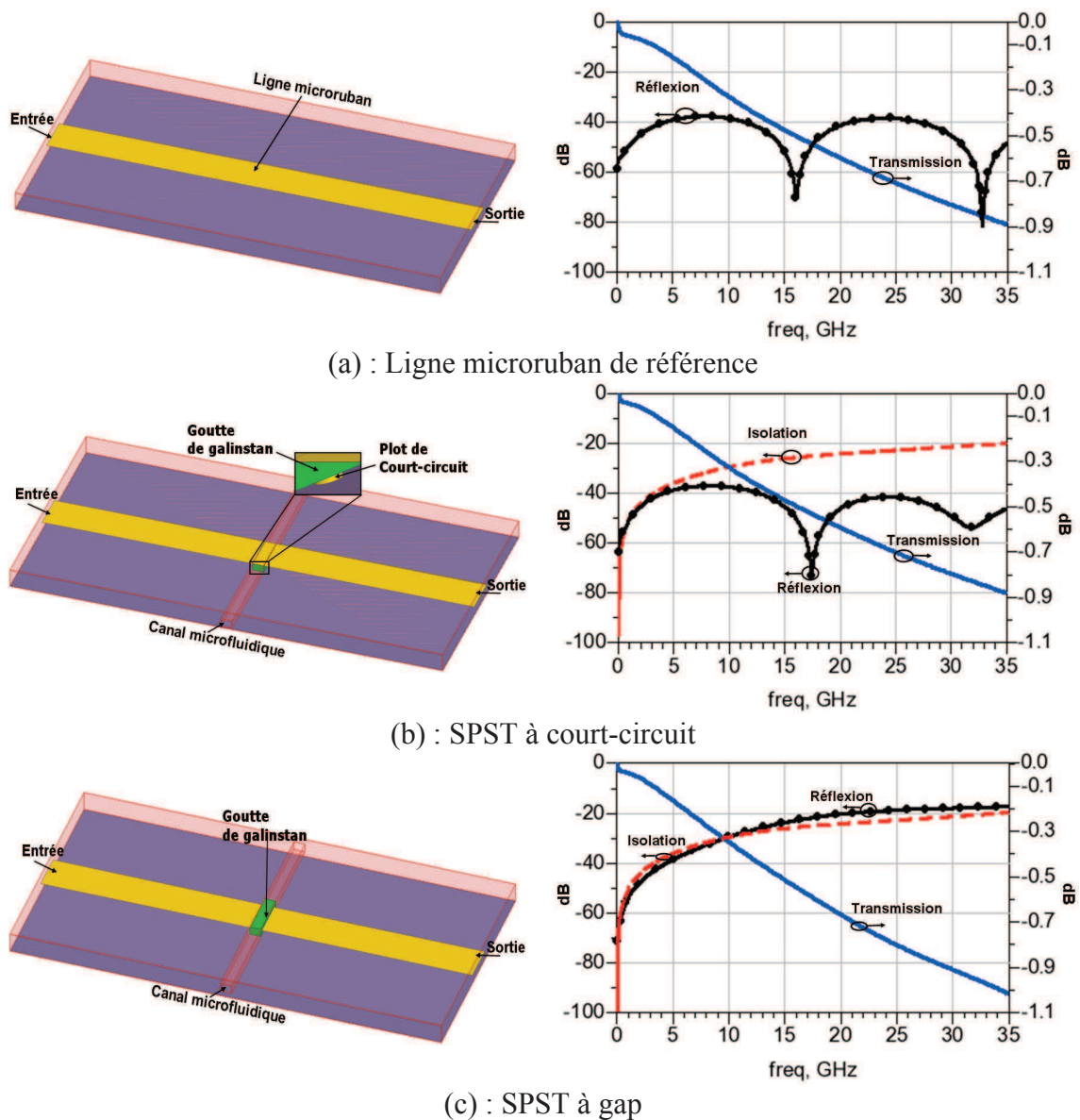


Figure 3-23 : Performances comparées de la Ligne microruban (a) et des SPST (b-c)

La Figure 3-23 présente les réponses des trois plus simples structures de contacteurs. Les performances en réflexion et en transmission de la ligne microruban de référence (a) et du SPST à court-circuit (b) sont identiques. Ceci montre qu'à l'état passant (canal vide), le SPST se comporte comme une ligne microruban. Le plot de court-circuit placé en dessous du canal n'a pas une influence significative sur la réponse. A l'état court-circuité (goutte de Galinstan dans le canal), on observe une isolation meilleure que 20 dB jusqu'à 35 GHz. Le même niveau d'isolation est obtenu sur le SPST à gap (c) correspondant au canal vide pour cette structure.

Le SPST à gap (c) présente à l'état passant (goutte de Galinstan) un bon niveau de transmission avec des pertes d'insertion de 1,1 dB et un coefficient de réflexion autour



de 20 dB à 35 GHz. Les différences observées entre les deux SPST sont dues à la discontinuité amenée par la goutte de Galinstan dans le canal (gap) qui connecte l'entrée et la sortie.

Pour valider nos démonstrateurs de contacteurs RF, les performances obtenues sont comparées à celles d'autres solutions technologiques conventionnelles. Pour cela, nous avons regroupé dans le tableau ci-dessous, quelques performances électriques de notre contacteur microfluidique et celles de contacteurs à base de MEMS RF, de diodes PIN et de transistor FET.

Paramètres	Microfluidique (Galinstan)	MEMS RF	PIN	FET
Pertes (dB) (1-100 GHz)	0,05-2,4	0,05-0,2	0,3-1,2	0,4-2,5
Réflexion (dB) (1-30 GHz)	53-18	55-13	40-15	25-12
Isolation (dB) (1-10 GHz)	50-30 Très bonne	Très bonne	Bonne	Moyenne
Isolation (dB) (10-40 GHz)	30-19 Bonne	Très bonne	Moyenne	Faible
Isolation (dB) (60-100 GHz)	16-12 Moyenne	Bonne	Moyenne	-
Capacité série (pF)	-	1-6	40-80	70-140
Résistances série ( $\Omega$ )	-	0,5-2	2-4	4-6

**Tableau 3-3 : Performances électriques de différentes technologies de SPST**

Nous constatons que les performances de nos « démonstrateurs » sont comparables à celle des technologies déjà existantes et sont donc bien positionnés par rapport à l'état de l'art actuel. Dans [18], un switch à base de liquide conducteur dont les performances sont très proches des nôtres a été réalisé. On peut noter que, malgré une conductivité moins bonne que celle du cuivre ou de l'or, les performances en pertes ne sont pas catastrophiques.

Outre le manque de temps, les raisons pour lesquelles ces dispositifs n'ont pas été réalisés sont principalement liées au Galinstan lui-même. D'une part le Galinstan est difficile à manipuler et s'oxyde très vite. D'autre part, il attaque la plupart des métaux, or, cuivre, argent, aluminium... Dans le cas où une manipulation eut été possible, il au-

rait fallu protéger les conducteurs en contact avec le liquide, par une couche de Tungstène par exemple.

### 3.5.2. Commutateurs SPDT

Un SPDT (Single Pole Double Throw) est un commutateur qui a une entrée et deux sorties. Il joue le rôle d'un sélectionneur de voies. Plusieurs exemples de SPDT ont été étudiés et les configurations les moins performantes ont été abandonnées. Nous ne présentons dans cette partie que deux structures de SPDT, pour lesquelles, nous avons obtenu les meilleures performances électriques.

#### 3.5.2.1. Commutateur SPDT en « T »

Ce commutateur fonctionne sur le principe du gap d'isolation. Deux micros canaux sont utilisés pour séparer la ligne d'entrée principale des deux bras qui forment le « T » [Figure 3-24(a)].

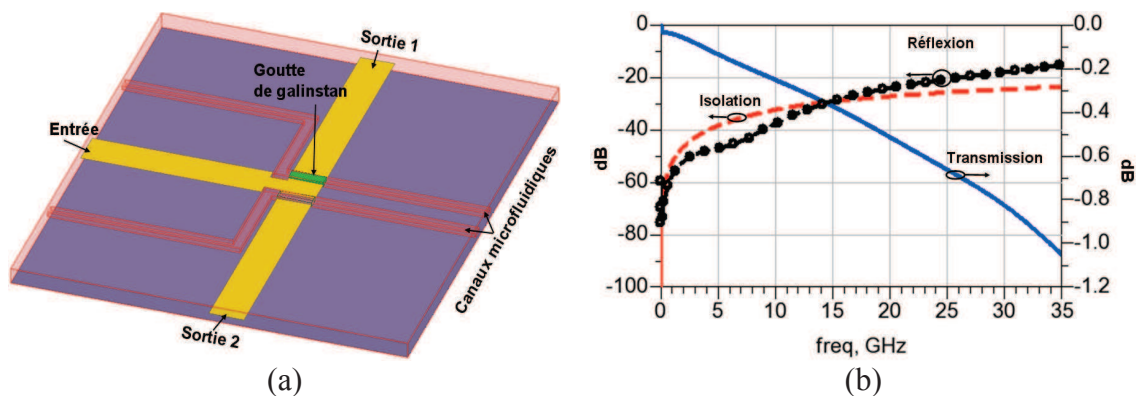


Figure 3-24 : (a) Commutateur SPDT en « T » à gap et (b) performances simulées

Cette configuration de commutateur présente des performances intéressantes aussi bien en isolation qu'en transmission [Figure 3-24 (b)]. L'isolation est meilleure que 22 dB sur toute la bande et le niveau des pertes est de 1,05 dB à 35 GHz. La réflexion, inférieure à 20 dB est très bonne jusqu'à 25 GHz. Elle est d'environ 15,46 dB à 35 GHz.

#### 3.5.2.2. Commutateur SPDT en « Y »

Le principe de fonctionnement de ce commutateur est basé sur la combinaison d'un gap d'isolation et d'un court-circuit réalisé par des canaux microfluidiques. En effet, les deux fonctions (gap et court-circuit) sont utilisées simultanément pour améliorer l'isolation des voies de sortie. Pour cela, deux canaux microfluidiques sont utilisés :

un canal semblable à celui de la structure en « T » qui assure le gap entre la ligne d'entrée principale et les deux lignes de sortie et un canal placé sous les lignes de sortie pour assurer le court-circuit [Figure 3-25 (a)]. Le court-circuit est assuré par un via (plot métallique) qui connecte le canal à la masse.

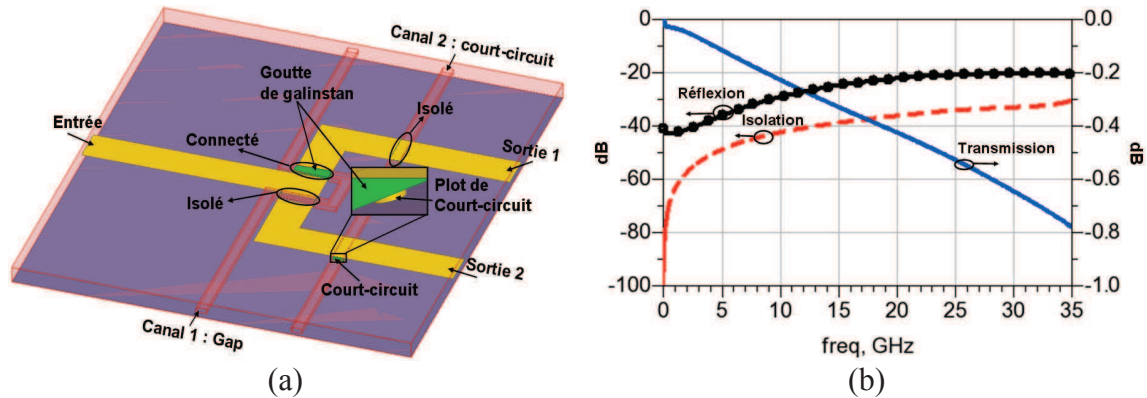


Figure 3-25 : (a) Commutateur SPDT en « Y » à gap et (b) performances simulées

L'isolation est obtenue lorsque le premier canal (gap) est vide sur la voie que l'on veut isoler et que l'on place une goutte de Galinstan dans le second (court-circuit). Le contact entrée-sortie est assuré en faisant une manipulation inverse, à savoir, goutte placée dans le canal gap et canal court-circuit vide.

La Figure 3-25 (b) présente les performances simulées du commutateur. On obtient une très bonne isolation meilleure que 30 dB sur toute la bande jusqu'à 35 GHz. Cette isolation est obtenue grâce à l'association simultanée du gap et du court-circuit.

Une bonne réflexion est également observée avec un niveau inférieur à 20 dB sur toute la bande de fréquence. La transmission est aussi améliorée, les pertes d'insertion sont égales à environ 0,76 dB à 35 GHz.

### 3.5.3. Commutateurs SP3T

Le SP3T est un commutateur avec une entrée et trois sorties. Ce commutateur est utilisé pour le routage du signal RF dans les architectures à trois voies. Il est conçu et fonctionne sur le même principe que le SPDT en « Y ». Cependant, son réseau de commande est aussi dense que celui du SPDT avec des canaux à gap et à court-circuit. Les voies 1 et 3 sont triplement isolées par deux gaps et un court-circuit. Pour transmettre le signal vers la sortie 1, on connecte les lignes par le biais de gouttes de Galinstan placées dans les canaux à gap et on vide le canal de court-circuit.

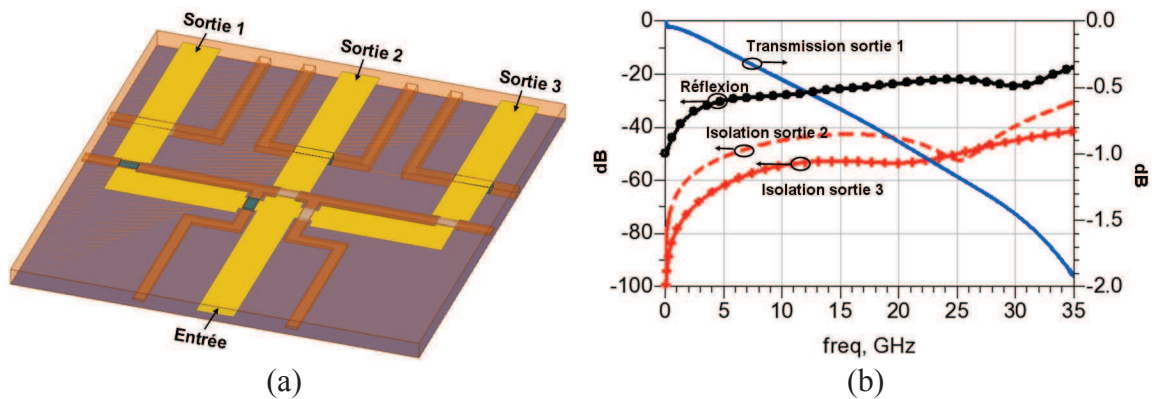


Figure 3-26 : (a) Commutateur SP3T et (b) performances simulées avec la sortie 1 connectée

Comme le montre la Figure 3-26 (b), les performances électriques du commutateur pour la sortie 1 sont intéressantes. Ce dispositif présente des pertes d'insertion de l'ordre de 1,9 dB. Ces pertes sont en grande partie dues à la discontinuité au niveau des gaps (conductivité du Galinstan inférieure à celle de l'or). En revanche la réflexion en entrée est bonne et est meilleure que 20 dB sur presque toute la bande. L'isolation de la voie 2 est meilleure que 40 dB jusqu'à 30 GHz et que 30 dB à 35 GHz. Sur la voie 3, l'isolation obtenue est meilleure que 40 dB sur toute la bande de fréquence.

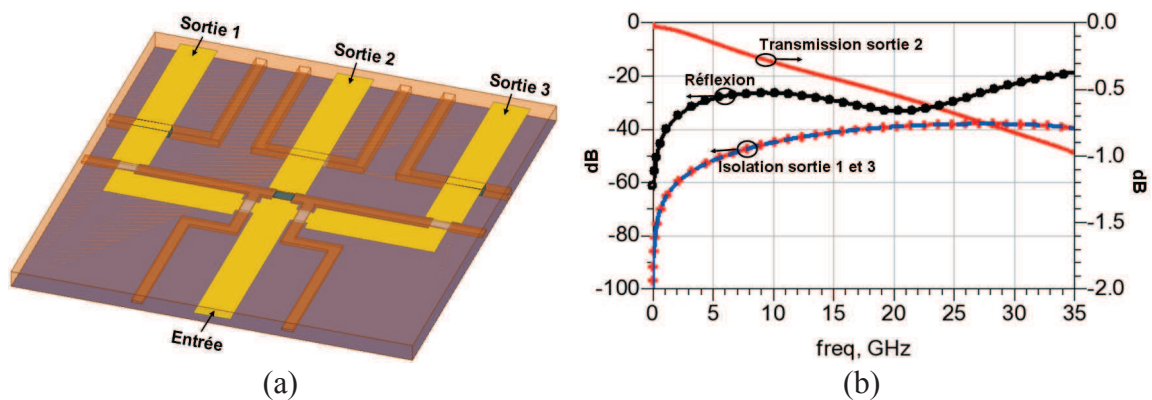


Figure 3-27 : (a) Commutateur SP3T et (b) performances simulées avec la sortie 2 connectée

Comme dans les cas précédent, le commutateur présente de bonnes performances électriques avec un niveau de pertes d'insertion d'environ 1 dB. Sur la voie 2, on n'a qu'un seul gap donc une seule discontinuité ce qui justifie le niveau de pertes observé. Les voies 1 et 3 étant identiques, elles présentent des réponses qui se superposent parfaitement. Une isolation de l'ordre de 40 dB est obtenue sur toute la bande. La réflexion reste toujours meilleure que 20 dB jusqu'à 35 GHz.

### 3.5.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les résultats de l'étude faite sur les commutateurs RF microfluidiques. Les performances simulées obtenues sur les commutateurs à contact direct montrent que ces dispositifs peuvent fonctionner et présentent des performances comparables à ce que l'on trouve dans la littérature [5].

Au travers du commutateur SP3T, nous avons montré qu'il est possible de concevoir des dispositifs d'ordre supérieur tout en conservant de bonnes performances électriques.

Malheureusement pour des raisons évoquées précédemment, en relation avec le Galinstan, nous n'avons pas pu réaliser des démonstrateurs.

## 3.6. Conclusion

Ce chapitre était consacré dans un premier temps, à l'étude de la faisabilité du concept d'accord en fréquence, de dispositifs planaires en technologie microfluidique par un liquide diélectrique de forte constante diélectrique. Nous avons au cours de ce chapitre présenté les premiers résultats expérimentaux obtenus sur l'accordabilité microfluidique. Les performances des dispositifs étudiés sont en accord avec ce que l'on peut trouver dans la littérature par d'autres techniques.

Après avoir choisi la technologie planaire la plus adéquate et le liquide diélectrique, nous avons étudié la dynamique de la fréquence de résonance d'un stub en fonction de la position du canal et de sa largeur. Cette étude nous a permis de constater que le décalage de la fréquence de résonance dépend fortement de la position du canal microfluidique mais également de sa largeur qui peut être considérée comme un degré de liberté permettant d'ajuster le décalage.

Dans les parties trois et quatre du chapitre concernant les résonateurs et filtres planaires accordables, nous avons présenté et comparé les résultats de simulation aux mesures obtenus sur les premiers wafers de structures accordables, à base d'eau désionisée. Les performances mesurées et simulées des dispositifs, présentent un bon accord aussi bien à vide qu'avec de l'eau. Cependant un décalage systématique en fréquence de 5 GHz est observé entre les résultats de mesure et de simulation. A partir d'une rétro

simulation faite en faisant varier la permittivité relative du substrat, nous avons réussi à superposer les deux réponses. Un important niveau de pertes d'insertion est noté sur le premier wafer. Ces pertes sont dues à un défaut de report de masse au niveau des transitions microruban / coplanaire, sur le kit de calibration TRL et à un défaut d'épaisseur de métallisation.

La dernière partie de ce chapitre porte sur les commutateurs RF microfluidiques. Dans cette partie, nous avons étudié des commutateurs d'ordre 1 (SPST), d'ordre 2 (SPDT) et d'ordre 3 (SP3T). La commutation se fait avec du liquide conducteur (Galinstan) qui assure le contact entrée-sortie. Les caractéristiques électriques simulées des commutateurs avec un contact direct (ohmique), entre les lignes et le Galinstan, présentent un niveau de performance en accord avec celles des commutateurs utilisant d'autres technologies plus conventionnelles.



## Bibliographie du chapitre 3

- [1] A. R. Brown et G. M. Rebeiz, « A Varactor-Tuned RF Filter », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 48, p. 1157-1160, juill. 2000.
- [2] A. Abbaspour-Tamijani, G. M. Rebeiz, et L. Dussopt, « Miniature and Tunable Filters Using MEMS Capacitors », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 51, p. 1878-1885, juill. 2003.
- [3] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, et F. Huret, « Bandwidth And Central Frequency Control On Tunable Bandpass Filter By Using MEMS Cantilevers », *IEEE MIT-S Digest*, p. 523-526, 2003.
- [4] C. D. Nordquist, C. L. Goldsmith, C. W. Dyck, G. M. Kraus, P.S. Finnegan, F. A. IV, et C. T. Sullivan, « X-band RF MEMS tuned combline filter », *Electronics letters 20th*, vol. 41, p. 1-2, janv. 2005.
- [5] A. Pothier, S. Hitier, P. Blondy, J. C. Orlianges, C. Champeaux, A. Catherinot, O. Vendier, et J. L. Cazaux, « Reseaux De Commutation MEMS Large Bande, Realises Sur Substrats Ceramiques », *14èmes Journées Nationales Microondes*, p. pp. 1-4, mai 2005.
- [6] K. W. Kobayashi, L. Tran, A. K. Oki, et D. C. Streit, « A 50 MHz-30 GHz Broadband CO-Planar Waveguide SPDT PIN Diode Switch with 45-dB Isolation », *IEEE Microwave And Guided Wave Letters.*, vol. Vol. 5, p. pp. 56-58, févr. 1995.
- [7] H. Mizutani, M. Funabashi, M. Kuzuhara, et Y. Takayama, « Compact DC - 60-GHz HJFET MMIC Switches Using Ohmic Electrode-Sharing Technology », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. Vol. 46, p. pp. 1597-1603, nov. 1998.
- [8] K. Y. Lee, N. LaBianca, S. A. Rishton, S. Zolgharnain, J. D. Gelorme, J. Shaw, et T. H. Chang, « Micromachining applications of a high resolution ultrathick photoresist », *Journal of Vacuum Science Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 6, p. 3012 -3016, nov. 1995.



- [9] H. Lu, B. Pillans, J.-C. Lee, et J.-B. Lee, « High aspect ratio air core solenoid inductors using an improved UV-LIGA process with contrast enhancement material », *Microsystem Technologies*, vol. 13, n° 3, p. 237-243, 2007.
- [10] S.-H. Cho, H. M. Lu, L. Cauller, M. I. Romero-Ortega, J.-B. Lee, et G. A. Hughes, « Biocompatible SU-8-Based Microprobes for Recording Neural Spike Signals From Regenerated Peripheral Nerve Fibers », *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, n° 11, p. 1830 -1836, nov. 2008.
- [11] N. Xue, J.-B. Lee, S. Foland, et S. P. Chang, « Biocompatible polymeric wireless pressure sensor for intraocular pressure sensing application », in *2011 IEEE Sensors*, 2011, p. 1748 -1751.
- [12] A. K. Verma et Z. Rostamy, « Static Capacitance of Some Multilayered Microstrip Capacitors », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 43, p. 1144-1152, mai 1995.
- [13] 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, n° 8, p. 1205-1214, mai 2008.
- [14] W. J. Ellison, K. Lamkaouchi, et J.-M. Moreau, « Water: a dielectric reference », *Journal of Molecular Liquids*, vol. 68, n° 2-3, p. 171-279, avr. 1996.
- [15] C. Quendo, « Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées. », Université de Bretagne Occidentale, Brest, FR, 2001.
- [16] T. Liu, P. Sen, et C.-J. Kim, « Characterization of liquid-metal Galinstan for droplet applications », in *2010 IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2010, p. 560 -563.
- [17] T. Liu, P. Sen, et C.-J. Kim, « Characterization of Nontoxic Liquid-Metal Alloy Galinstan for Applications in Microdevices », *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 21, n° 2, p. 443 -450, avr. 2012.
- [18] P. Sen et C.-J. Kim, « A Liquid - Solid Direct Contact Low-Loss RF Micro Switch », *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 18, n° 5, p. 990 -997, oct. 2009.

# Chapitre 4

## Filtres volumiques accordables

### Sommaire

<b>CHAPITRE 4</b> .....	<b>131</b>
<b>FILTRES VOLUMIQUES ACCORDABLES</b> .....	<b>131</b>
4.1. INTRODUCTION.....	132
4.2. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE ET DES LIQUIDES UTILISES POUR REALISER L'AGILITE .....	132
4.2.1. La technologie SIW.....	133
4.2.2. Choix des liquides utilisés pour réaliser l'accord.....	134
4.3. CAVITE SIW ACCORDABLE.....	139
4.4. FILTRE PASSE-BANDE SIW ACCORDABLE .....	140
4.4.1. Fabrication des filtres SIW sur substrat en dentelle.....	142
4.4.2. Accordabilité en fréquence centrale.....	143
4.4.3. Accordabilité en bande passante .....	146
4.4.4. Accordabilité en fréquence centrale et en bande passante .....	151
4.4.5. Conclusion.....	154
4.5. COMPARAISON PAR RAPPORT A DES SOLUTIONS EXISTANTES .....	154
4.5.1. Impact des liquides sur les performances du filtre.....	155
4.5.2. Impact de l'épaisseur du substrat sur les pertes d'insertion du filtre .....	158
4.5.3. Résultats expérimentaux.....	160
4.6. MISE EN EVIDENCE DU RETRO COUPLAGE VOLUMIQUE.....	161
4.6.1. Amélioration de la réjection par augmentation de l'ordre du filtre.....	161
4.6.2. Amélioration de la réjection par rétro couplage.....	161
4.6.3. Contrôle des zéros de transmission .....	172
4.6.4. Conclusion.....	176
4.7. CONCLUSION.....	177
<b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4</b> .....	<b>179</b>

## 4.1. Introduction

La technologie volumique est l'une des technologies de conception de filtres hyperfréquences les plus anciennes. Ces filtres particuliers possèdent de forts facteurs de qualité, permettant d'obtenir de faibles pertes d'insertions. Ils peuvent supporter les signaux de forte puissance, et sont souvent à bande étroite. Malgré tous leurs avantages, les filtres réalisés en technologie volumique classique souffrent de leur encombrement qui rend difficile leur intégration.

L'une des finalités de ce travail de thèse est de concevoir des filtres volumiques accordables. Il est clair que pour des structures planaires, l'implantation de composants ou de matériaux d'accord en surface (MEMS [1], [2], diodes PIN, diodes varactors, matériaux agiles [3], [4]...) est tout à fait adaptée. Par contre pour des cavités volumiques, il serait préférable de venir réaliser l'accord à l'intérieur et non pas en surface. C'est pour cela que nous préconisons dans le cas de structures volumiques ou semi volumique, l'utilisation d'une commande enterrée par voie microfluidique pour accéder au cœur des cavités. Cela nous semble plus naturel, si nous voulons par exemple augmenter les plages d'accord.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés dans un premier temps au choix de la technologie et des liquides utilisés pour réaliser l'accord, puis nous avons regardé l'accordabilité sur une cavité et sur un filtre SIW d'ordre 4. Ensuite, afin de pouvoir positionner notre solution par rapport aux solutions conventionnelles existantes, une comparaison des performances en termes de plage d'accord et de niveau de pertes d'insertion a été effectuée. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons imaginé un rétro couplage volumique et montré la possibilité de contrôler des zéros de transmission associés, hors bande.

## 4.2. Choix de la technologie et des liquides utilisés pour réaliser l'agilité

En technologie volumique il existe de nombreuses solutions technologiques et topologiques de filtres. La plupart des filtres volumiques sont réalisés à partir de cavités métalliques (guide d'ondes, cavité réentrante etc.) [5] [6], [7] ou par des résonateurs diélectriques [8], [9], [10]. Il était question dans cette thèse de réaliser de tels filtres volumiques avec des guides de hauteur de l'ordre du millimètre en utilisant la résine SU-8

comme matériau structurant [11]. Cependant, compte tenu des contraintes technologiques sévères liées à la manipulation de la SU-8 pour réaliser des structures volumiques de hauteur importante, il a été décidé de se limiter à des structures SIW (Substrate Integrated Waveguide).

#### 4.2.1. La technologie SIW

La technologie SIW qui appartient à la famille des SIC (Substrate Integrated Circuits) a été proposée pour la première fois en 1994 [12]. Elle apparaît de plus en plus comme une solution attrayante pour la conception de dispositifs hyperfréquences performants [13] : filtres [14], coupleurs [15], oscillateurs [16], antennes [17], circulateurs [18] (...). La technologie SIW associe une technologie planaire de type microruban (ou coplanaire) et des cavités intégrées dans le substrat, dans lesquelles on manipule des modes volumiques [19], [20]. Une structure SIW est constituée techniquement de deux plans métalliques sur les faces supérieure et inférieure du substrat, les faces latérales étant délimitées par des rangées de trous métallisés (vias) [voir Figure 4-1]. Le diamètre et l'espacement des vias sont dimensionnés de sorte qu'ils soient vus comme un mur électrique parfait, ou quasi parfait à la fréquence de résonance du mode considéré.

La technologie SIW en plus d'être compatible avec les structures planaires, possède la plupart des caractéristiques propres aux structures volumiques classiques (rectangulaires ou circulaires). Cela se traduit par des modes de propagation particuliers et par un facteur de qualité élevé. Ce dernier dépend beaucoup de la tangente de pertes et de l'épaisseur du substrat.

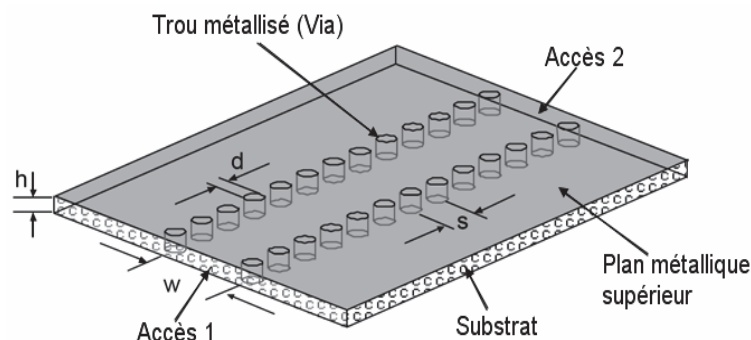


Figure 4-1 : Structure d'un guide d'onde SIW

$w$  est la largeur du guide,  $h$  la hauteur du substrat,  $d$  le diamètre des vias et  $s$  l'espacement entre les centres de deux vias consécutifs.

Nous avons donc adopté cette technologie pour réaliser les topologies de filtres volumiques étudiées dans cette thèse. Comme dans le chapitre précédent, nous utilisons en simulation un substrat SU-8 massif ( $\epsilon_r = 1,32$ ), équivalent au substrat en dentelle. Ceci permet de réduire de manière drastique le temps de calcul. Les structures sont réalisées en considérant une hauteur de substrat de 150  $\mu\text{m}$ . Cette faible épaisseur du substrat fait qu'on obtient des facteurs de qualité limités de l'ordre 110 (résultat obtenu par simulation électromagnétique). Ce qui aura une conséquence directe sur la sensibilité des filtres aux pertes d'insertions. En technologie volumique et SIW les pertes d'insertion dépendent directement de l'épaisseur du substrat et sont inversement proportionnelles à celle-ci. En imaginant une épaisseur de 500  $\mu\text{m}$  on obtiendrait des facteurs de qualité de l'ordre de 144.

#### **4.2.2. Choix des liquides utilisés pour réaliser l'accord**

L'accord d'un résonateur ou d'un filtre volumique se fait en perturbant l'énergie électromagnétique à l'intérieur de la cavité. Pour rendre accordable une telle cavité par circulation de fluide, il faut au préalable faire un choix de liquides. Le choix est basé sur la nature du liquide et son interaction ou impact sur le champ électromagnétique. Pour cela, nous avons porté notre regard sur trois types de liquides : conducteurs (Galinstan), diélectriques (eau désionisée) et magnétiques. Le Galinstan, qui est un liquide conducteur, issu d'un mélange eutectique de Gallium, d'Indium et d'Etain, a une conductivité de  $3,46.10^{+6} \text{ S.m}^{-1}$  et se comporte donc à son interface comme un mur électrique. Sa présence dans la cavité modifie donc la cartographie du champ électromagnétique. Les liquides diélectriques et magnétiques quant à eux modifient respectivement la répartition des champs électriques et magnétiques. Cependant, il est clair qu'un liquide diélectrique, même s'il est de très forte permittivité, sera moins perturbateur qu'un liquide conducteur.

##### **4.2.2.1. Influence du Galinstan sur la fréquence de résonance d'une cavité SIW**

De manière générale la fréquence de résonance d'une cavité peut être modifiée par une déformation du volume ou de sa forme (variation des dimensions) ou par introduction d'un « objet » métallique ou diélectrique ou présentant une perméabilité relative  $\mu_r \neq 1$ . Dans notre cas où les dimension de la cavité ne sont pas facilement modifiables,

nous avons donc opté pour l'introduction d'un objet à l'intérieur de la cavité en nous basant sur la théorie de la perturbation donnée par Pozar [21] (voir Annexe C). Pour ce faire, un canal vertical traversant tout le substrat est réalisé au centre de la cavité où le champ électrique est maximum [Figure 4-2]. Les dimensions de la cavité pour une fréquence de résonance de 30 GHz sont données dans le Tableau 4-1.

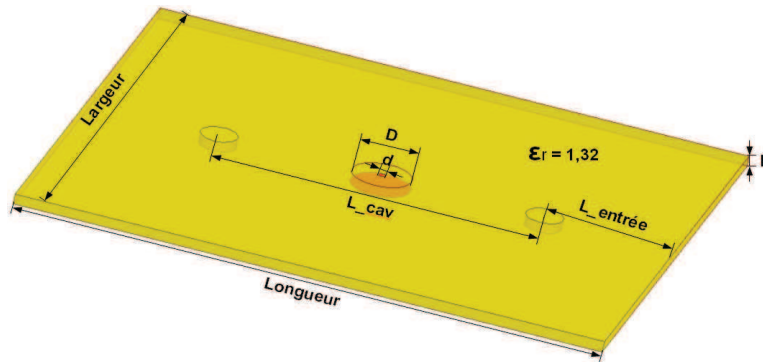


Figure 4-2 : Cavité SIW accordable à base de Galinstan

Longueur	Largeur	L_entrée	L_cav	d	D	h
8,041	7,193	1,798	4,445	0,1	0,8	0,150

Tableau 4-1 : Dimensions de la cavité SIW en mm

d représente le diamètre de l'ouverture sur le métal supérieur permettant d'évacuer l'air et D le diamètre du canal vertical (tube).

Pour mesurer l'influence du Galinstan sur la fréquence de résonance de la cavité, nous avons regardé le décalage de celle-ci en fonction du niveau de remplissage. L'état de référence, en considérant le canal vertical (trou) vide, correspond à la fréquence de 30 GHz. Trois cas sont considérés, pour lesquels le niveau de la colonne de Galinstan est de 25%, 50% et 75% par rapport à la hauteur du substrat.

Hauteur de remplissage	0%	25%	50%	75%
Fréquence (GHz)	30	29,65	29,05	27,37

Tableau 4-2 : Fréquences de résonance pour différents niveaux de remplissage

Comme le montre le Tableau 4-2, la fréquence de résonance de la cavité est décalée progressivement en fonction du niveau de Galinstan dans le tube. Le décalage observé vient du fait qu'en introduisant du Galinstan au centre de la cavité, on change la répartition du champ électromagnétique dans celle-ci. Ceci conduit à une variation de la répartition de l'énergie emmagasinée et par conséquent à une modification du volume

effectif de la cavité. Dans ce cas, plus la quantité de Galinstan dans le tube est importante, plus la perturbation augmente et plus la dynamique de la fréquence de résonance est importante.

#### 4.2.2.2. Influence d'un liquide diélectrique (eau désionisée) sur la fréquence de résonance d'une cavité

Nous considérons cette fois la cavité précédente, dans laquelle nous remplaçons le Galinstan par de l'eau désionisée. Compte tenu du fait que dans une cavité rectangulaire le champ électrique est maximal au centre et nul sur les parois, l'introduction d'un liquide diélectrique de forte constante diélectrique dans le tube renforce la concentration du champ électrique dans de celui-ci. De ce fait, la répartition de l'énergie électromagnétique est modifiée ce qui provoque le décalage de la fréquence de résonance. En effet, en haute fréquence, le champ électrique est souvent plus concentré au niveau du matériau de plus forte permittivité.

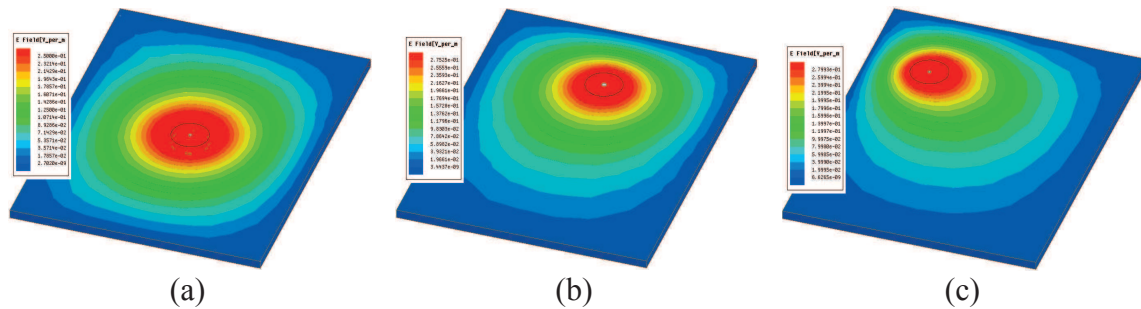


Figure 4-3 : Répartition du champ électrique en fonction de la position du tube d'eau désionisée

Les images de la Figure 4-3 montrent la répartition du champ électrique dans la cavité pour différentes positions du tube rempli d'eau désionisée. Comme on le voit, le champ électrique a tendance à se concentrer vers le tube de forte permittivité. Dans le cas où le tube est au centre de la cavité, nous mesurons le décalage de la fréquence de résonance en considérant les même trois niveaux de remplissage que précédemment.

Hauteur de remplissage	0%	25%	50%	75%
Fréquence (GHz)	30	29,73	29,22	28,06

Tableau 4-3 : Fréquence de résonance pour différents niveaux de remplissage

Le Tableau 4-3 présente les fréquences de résonance correspondant aux différents niveaux de remplissage des tubes par de l'eau désionisée. On observe un décalage pro-

portionnel au niveau de liquide mais toutefois la dynamique reste plus faible que pour le Galinstan.

### 4.2.2.3. Influence d'un liquide magnétique sur la fréquence de résonance d'une cavité

Nous poursuivons l'étude du décalage de la fréquence de résonance avec un troisième liquide, en considérant cette fois un liquide de type magnétique (c'est-à-dire  $\mu_r \gg 1$ ). En pratique, les liquides magnétiques existants sont des ferrofluides. Les fluides magnétiques appelés ferrofluides sont des solutions colloïdales très stables constituées de particules ferromagnétiques en suspension dans un liquide porteur (huile, eau ...). Les particules utilisées pour faire des ferrofluides ont des diamètres compris entre 3 et 20 nm. Théoriquement la perméabilité de ces fluides est comprise entre 1 et 5 [22]. Dans notre étude, nous avons considéré un liquide magnétique dont nous avons défini les caractéristiques magnétique en fixant une perméabilité magnétique relative  $\mu_r = 15$ . Cette valeur de perméabilité est arbitraire. Elle nous sert de modèle pour cette étude.

Contrairement au champ électrique qui est maximal au centre de la cavité, le champ magnétique est quant à lui localisé sur les côtés [Figure 4-4]. Placer un tube de liquide magnétique au centre de la cavité est donc sans effet notable sur la résonance.

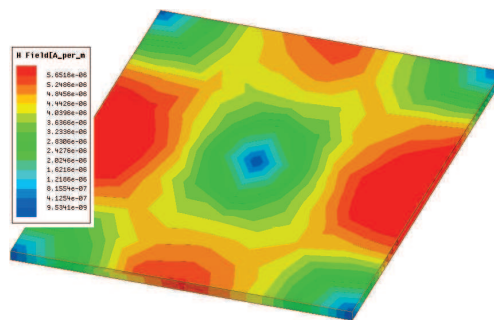


Figure 4-4 : Répartition du champ magnétique à l'intérieur de la cavité

Pour obtenir une interaction significative, il faut que le tube soit placé à l'endroit où il y a un maximum champ magnétique. Compte tenu du fait que celui-ci est réparti sur les quatre côtés de la cavité, il nous faut donc réaliser des canaux verticaux au niveau de chaque maximum. Ceci permet de symétriser les perturbations sur la cavité.



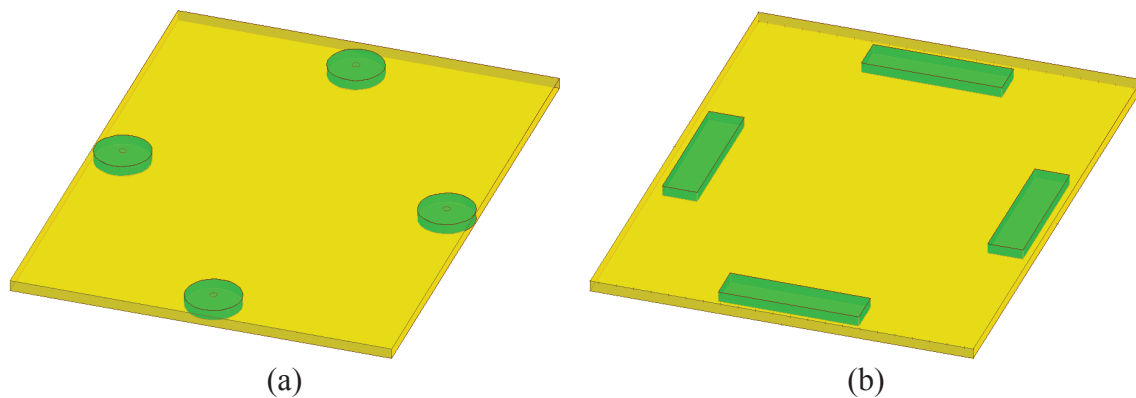


Figure 4-5 : Cavités avec canaux d'accord (a) circulaires et (b) rectangulaire

	Cavité (a)	Cavité (b)
Fréquence (GHz)	28,04	23,72

Tableau 4-4 : Fréquences de résonance des cavités avec canaux (a) circulaires et (b) rectangulaires

Le fait de placer les tubes remplis de liquide magnétique sur toute la hauteur du substrat aux quatre côtés de la cavité [Figure 4-5 (a)], a permis d'apporter la perturbation nécessaire pour faire décaler la fréquence de résonance. Toutefois ce décalage est peu important. Comme le champ magnétique est étalé le long des parois latérales, il est donc préférable de remplacer les trous cylindriques par des canaux rectangulaires de longueur 2 mm, de largeur 500  $\mu\text{m}$  et hauteur 150  $\mu\text{m}$  [voir Figure 4-5 (b)]. Ceci augmente la zone de contact entre le liquide et le champ magnétique. De ce fait un décalage plus important est obtenu. Cependant, une quantité importante de liquide est nécessaire pour réaliser une telle dynamique.

#### 4.2.2.4. Conclusion

Nous avons pu constater que la dynamique de la fréquence de résonance dépend non seulement du type de liquide, de sa position dans la cavité, mais aussi de sa quantité. Comme le montre les résultats de simulation sous HFSS™, c'est le Galinstan qui permet d'obtenir la plus large plage de décalage avec de petits volumes de liquide. Pour l'instant nous n'avons regardé que la dynamique sur la fréquence centrale. Il est clair que ce travail devrait s'accompagner d'une analyse complémentaire sur l'impact de la perturbation sur le facteur de qualité. En effet, les liquides utilisés ne sont pas parfaits et sont limités en termes de conductivité ou de tangente de pertes selon leur nature.

### 4.3. Cavité SIW accordable

Pour étudier l'accordabilité de la fréquence de résonance d'une cavité SIW, nous avons considéré la cavité de la Figure 4-2 pour laquelle le canal vertical est réalisé au centre et dont la fréquence de résonance à vide est de 30 GHz. Nous regardons ici le décalage de la fréquence de résonance par rapport à la hauteur du Galinstan dans le tube, tout en faisant varier le diamètre de ces derniers.

Le remplissage du tube se fait de bas en haut. On précise au passage qu'il faut que le Galinstan soit en contact avec l'armature métallique inférieure du filtre. Pour cela, une ouverture de même diamètre que le tube, est effectuée sur le métal inférieur, où est connecté le tuyau d'alimentation. Sur le métal supérieur on pratique une ouverture d'évacuation de 100  $\mu\text{m}$  de diamètre. Ce qui permet d'obtenir une interface métal-SIW-Galinstan faisant apparaître une capacité [Figure 4-6]. Cette capacité contribue à renforcer la dynamique de la fréquence de résonance. De ce fait on cumule deux effets : la hauteur de la colonne de liquide et la capacité additionnelle. Les résultats obtenus sont donnés dans le Tableau 4-5.

Hauteur (%)	Diamètres des trous							
	125 $\mu\text{m}$	250 $\mu\text{m}$	375 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$	625 $\mu\text{m}$	750 $\mu\text{m}$	875 $\mu\text{m}$	1000 $\mu\text{m}$
0	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)	Fréq. (GHz)
0	29,87	29,90	29,93	30,00	30,07	30,17	30,30	30,45
5	29,87	29,88	29,90	29,93	29,96	30,00	30,05	30,11
15	29,87	29,87	29,87	29,89	29,90	29,93	29,96	30,00
25	29,87	29,85	29,84	29,84	29,84	29,84	29,86	29,86
35	29,85	29,83	29,82	29,78	29,75	29,72	29,70	29,67
50	29,83	29,78	29,82	29,64	29,55	29,42	29,37	29,26
75	29,76	29,60	29,38	29,10	28,78	28,42	28,03	27,62
90	29,62	29,18	28,54	27,72	26,77	25,75	24,73	23,76
95	29,45	28,58	27,25	25,64	23,86	22,34	20,86	19,52

Tableau 4-5 : Fréquences de résonances par niveau de remplissage pour différents diamètres

La Figure 4-6 traduit sur un abaque les résultats donnés dans le tableau. Cet abaque montre que pour des faibles pourcentages de hauteur de Galinstan, la fréquence de résonance est quasiment constante, quel que soit le diamètre. Ceci est valable jusqu'à 30% de la hauteur. Au-delà de cette valeur, nous constatons des différences notables lorsque le diamètre augmente.

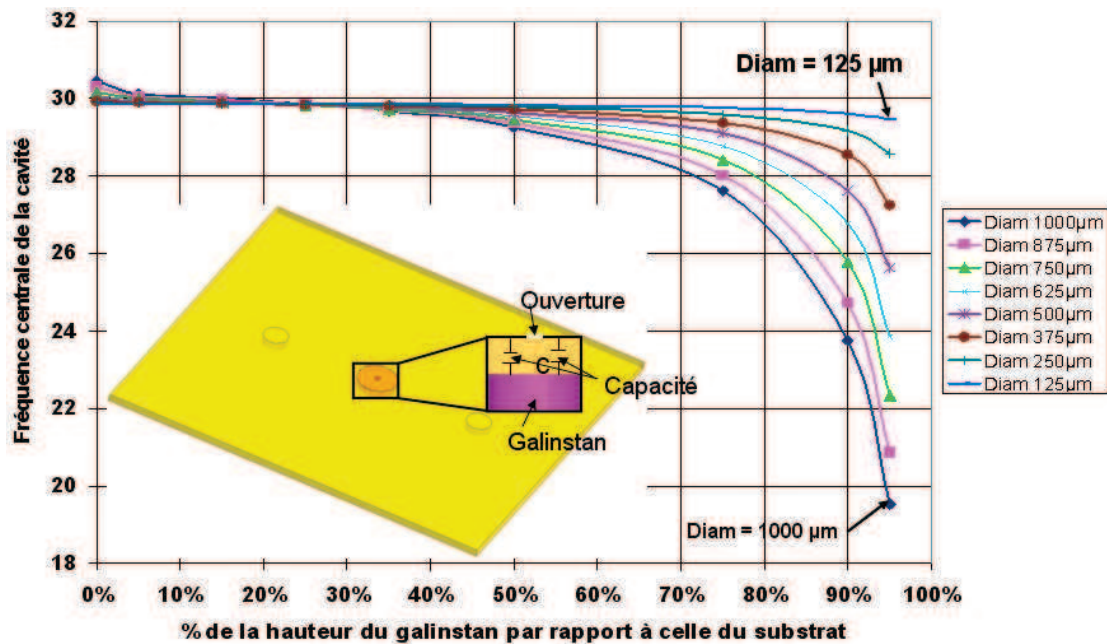


Figure 4-6 : Abaque de la variation de la fréquence de résonance de la cavité

La différence est plus nette à partir d'une hauteur de 50%. Pour des diamètres inférieurs à 500 μm, le décalage en fréquence reste faible même lorsque le tube est rempli à 90%. Au-delà 500 μm, la variation de la fréquence devient importante pour des niveaux de remplissage supérieurs à 50%.

#### 4.4. Filtre passe-bande SIW accordable

Pour étudier l'accordabilité des filtres passe-bande en technologie SIW, nous avons considéré dans un premier temps un filtre d'ordre 4 à posts inductifs, fonctionnant à 30 GHz avec une bande passante relative de 9%. Dans un second temps, nous avons étudié un filtre SIW équivalent à iris, présentant une bande passante relative de 14%. Les deux filtres sont conçus et simulés sous HFSS™ en utilisant un substrat SU-8 massif équivalent, présentant une constante diélectrique de 1,32 et une tangente de pertes diélectrique de  $6.10^{-3}$ .

Le filtre à post inductif est composé de 5 plots métalliques qui délimitent les 4 cavités du filtre. Les faces latérales du substrat sont délimitées par des parois métalliques. Chaque plot est matérialisé par un schéma (ou circuit) équivalent constitué de deux capacités  $X_b$  et une self  $X_a$  [Figure 4-7].

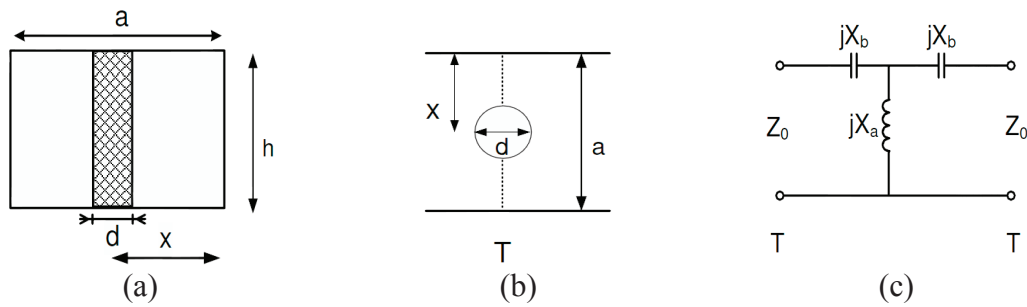


Figure 4-7 : Coupe transversale du guide avec plot métallique et son circuit équivalent

$a$  est la largeur du guide,  $d$  le diamètre du plot,  $h$  l'épaisseur du substrat et  $x$  la distance entre le centre du plot et le coté du guide. Lorsque le diamètre du post est très petit par rapport à la largeur du guide ( $d \ll a$ ), le circuit équivalent devient équivalent à une inductance parallèle.

Dans un filtre à iris, les cavités sont séparées par des murs métalliques et couplés à travers les ouvertures (iris). L'iris est en effet le dual du plot métallique. La taille et la forme de l'iris définissent la valeur et la nature du couplage. La Figure 4-8 présente les différentes formes d'iris et leurs circuits équivalents.

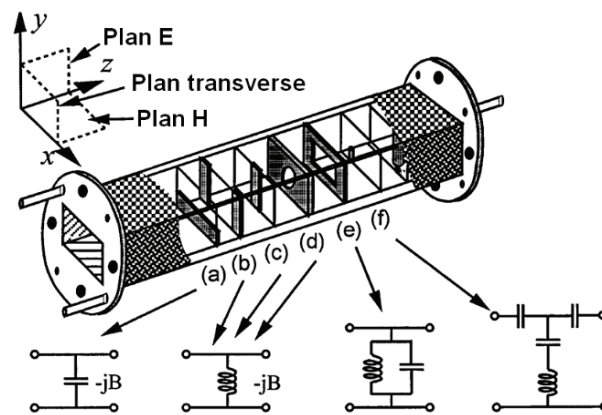


Figure 4-8 : Différentes formes d'iris dans un guide d'ondes rectangulaire et leurs circuits équivalents respectifs

Dans notre cas, nous considérons des iris d'ouverture verticale sur toute la hauteur du guide dont le circuit équivalent est une inductance parallèle [voir Figure 4-8 (b)]. Pour un filtre passe-bande, il existe deux types d'iris : les iris de couplage entrée/sortie qui sont plus larges afin de laisser passer dans les cavités suffisamment d'énergie, et les iris de couplage entre cavités adjacentes.

Les synthèses de filtres passe-bande à iris et à post ont été présentées par Marcuvitz dans [24]. Ces synthèses permettent de calculer les dimensions du filtre, notamment les longueurs des cavités, les largeurs des iris ou les diamètres des plots.

### 4.4.1. Fabrication des filtres SIW sur substrat en dentelle

Une fois réalisé, le filtre sera mesuré et caractérisé avec une station sous pointes coplanaires. Nous avons réalisé des accès planaires grâce à une transition microruban sur le filtre. Cette transition permet de passer du mode quasi TEM de la ligne microruban, au mode de résonance  $TE_{101}$  de la structure volumique en guide. Ensuite une transition microruban / CPW sera nécessaire pour la mesure sous pointes dans la phase finale de la fabrication. Pour l'instant, lorsqu'on parlera de transition, il s'agira des transitions microruban-guide (MS-G).

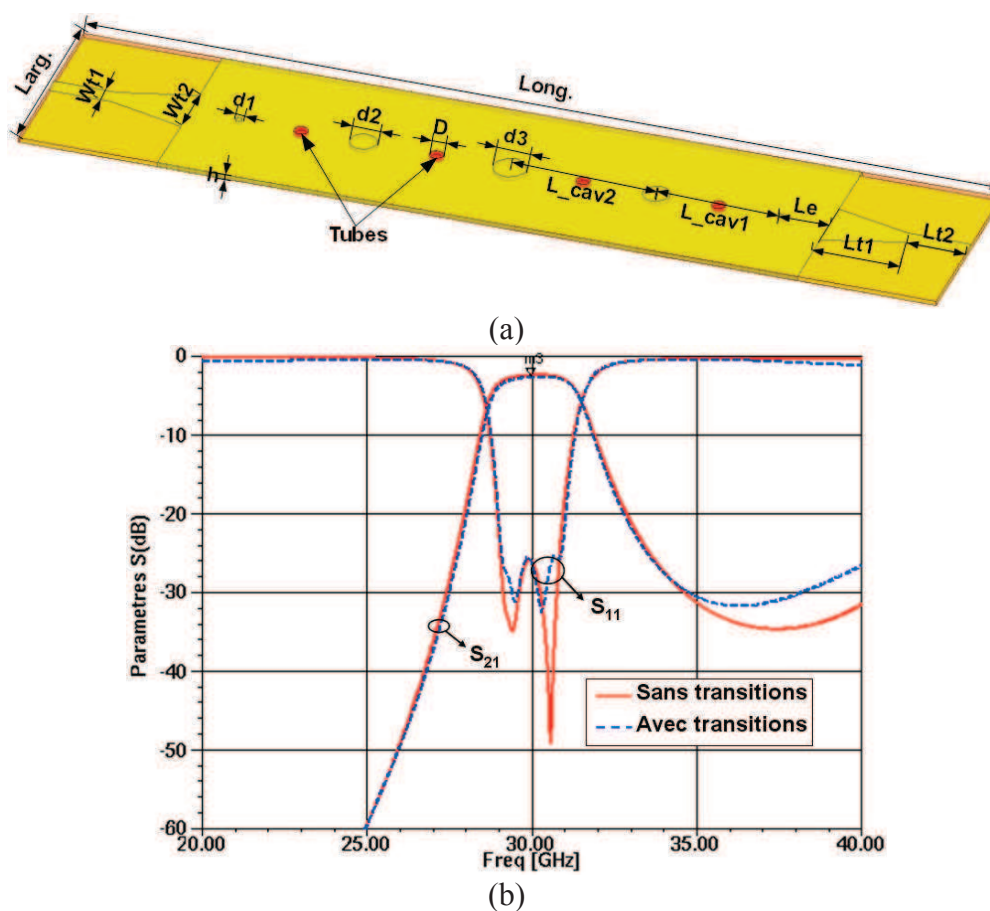


Figure 4-9 : (a) Filtre SIW d'ordre 4 et (b) performances électriques associées avec et sans transitions (tubes vides)

Long.	Larg.	Le	L_cav1	L_cav2	d1	d2	d3	D	Lt1	Lt2	Wt1	Wt2	h
33,770	7,193	1,798	4,586	5,394	0,223	0,971	1,187	0,500	2,320	2,787	0,629	2,127	0,150

Tableau 4-6 : Dimensions en mm du filtre d'ordre 4 à post avec transition

Nous constatons une superposition quasi parfaite des courbes lorsque la transition est bien adaptée [Figure 4-9]. Ceci montre que le passage du mode planaire vers le mode volumique, et vice versa, s'effectue correctement. Donc une fois que l'on a la

certitude que la transition est bien maîtrisée, on peut optimiser le filtre sans tenir compte des accès planaires et des transitions associées. Elles seront réintégrées lors de la phase finale, avant réalisation. L'objectif étant de minimiser les temps de calcul, qui peuvent vite devenir prohibitifs lors des phases d'optimisation.

Dans les très grandes lignes, la méthode de fabrication développée au LAAS pour les circuits planaires est applicable aux circuits SIW, dès lors que l'on considère des épaisseurs de substrat sensiblement identiques. Il existe en effet de nombreux points de similitude entre les deux procédés de fabrication surtout au niveau du substrat en dentelle et de la métallisation des plots de couplage. La technique de métallisation des vias est appliquée pour métalliser les plots de couplage qui cette fois sont circulaires.

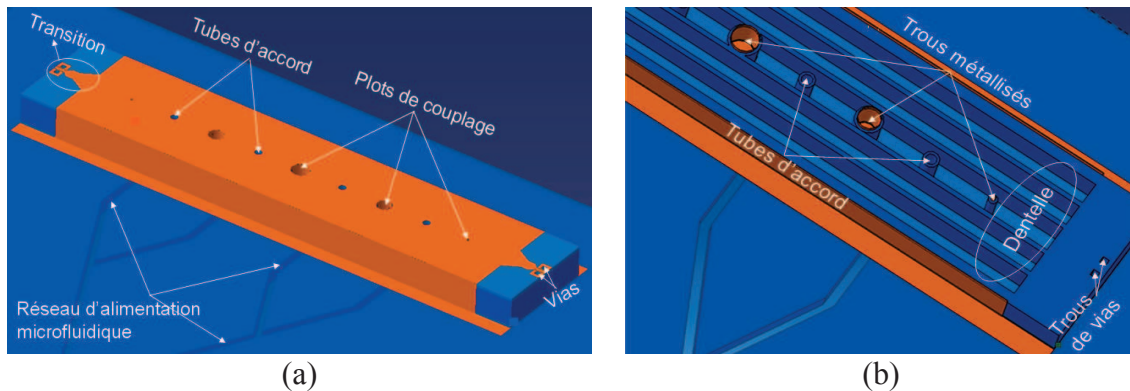


Figure 4-10 : (a) Schéma du filtre d'ordre 4 et (b) vue 3D du filtre sans capot (dentelle)

Pour l'alimentation des tubes verticaux, un réseau de canalisations microfluidiques symétrique horizontal avec une seule entrée est réalisé sous le filtre. Un tel réseau d'alimentation permet d'obtenir une résistance fluïdique identique dans tous les tubes d'accord. Ceci favorise un remplissage simultané et symétrique des tubes.

Il n'y a pas encore de plaque de filtres SIW réalisée. Les travaux sont en cours au LAAS. Nous présenterons donc dans un premier temps les résultats de simulations. Les résultats de mesure (si disponibles) seront intégrés plus tard, une fois les structures fabriquées.

#### 4.4.2. Accordabilité en fréquence centrale

Nous avons considéré dans cette partie, afin de réduire le temps de simulation, un filtre SIW d'ordre 4 sans transition. Nous partons des résultats obtenus à la section 4.3 sur la cavité, que nous appliquons au filtre d'ordre 4. Parce qu'ils permettent d'obtenir

une dynamique significative sans trop dégrader la fonction du filtre, des tubes de diamètres 500  $\mu\text{m}$  sont utilisés pour réaliser l'accordabilité en fréquence. Nous présentons ici l'accordabilité en fréquence des filtres à posts inductifs et à iris.

#### 4.4.2.1. Accord en fréquence centrale en fonction de la hauteur de la colonne de Galinstan

L'état de référence, est le filtre nominal fonctionnant 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. Ces trois états correspondent respectivement aux niveaux de remplissage de Galinstan dans des tubes de 50, 75 et 85% par rapport à la hauteur du substrat.

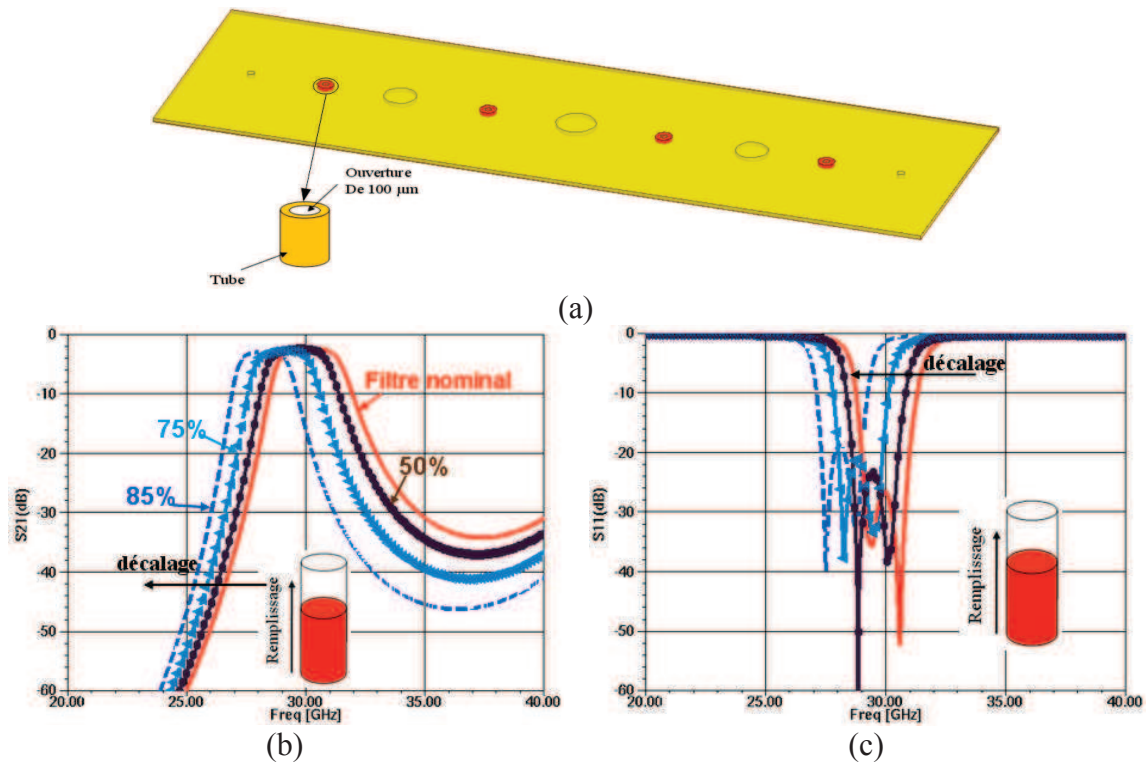


Figure 4-11 : (a) Filtre SIW à post d'ordre 4, (b-c) performances électriques simulées

Long.	Larg.	Le	L_cav1	L_cav2	d1	d2	d3	D	h
23,556	7,193	1,798	4,586	5,394	0,223	0,971	1,187	0,500	0,150

Tableau 4-7 : Dimensions en mm du filtre d'ordre 4 à post inductifs

Les Figure 4-11 (b) et (c) présentent les performances électriques simulées en fonction du niveau de Galinstan dans les tubes. Nous commençons par un remplissage à 50% de Galinstan. Un décalage d'environ 1,2% est observé. En remplissant ensuite à 75% de la hauteur, la fréquence centrale du filtre passe à 29 GHz soit un décalage de

3,33%. Enfin, pour 85% on obtient un décalage 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. Nous reviendrons sur le problème des pertes un peu plus loin dans ce chapitre puisqu'il s'agit effectivement d'un problème central dans le domaine des filtres, qu'ils soient accordables ou non d'ailleurs.

Lorsque les tubes sont remplis à 90 ou 95%, l'important décalage de la fréquence centrale s'accompagne d'une désadaptation, elle aussi importante. Pour ces valeurs l'effet de la capacité parasite intervient beaucoup. Finalement on peut noter que les décalages observés sur le filtre sont concordants avec ceux observés sur la cavité seule.

Le même exercice est repris sur le filtre SIW à iris, en considérant un ordre identique. Ceci nous permet de voir le comportement de cette topologie vis-à-vis du Galinstan par rapport au filtre précédent.

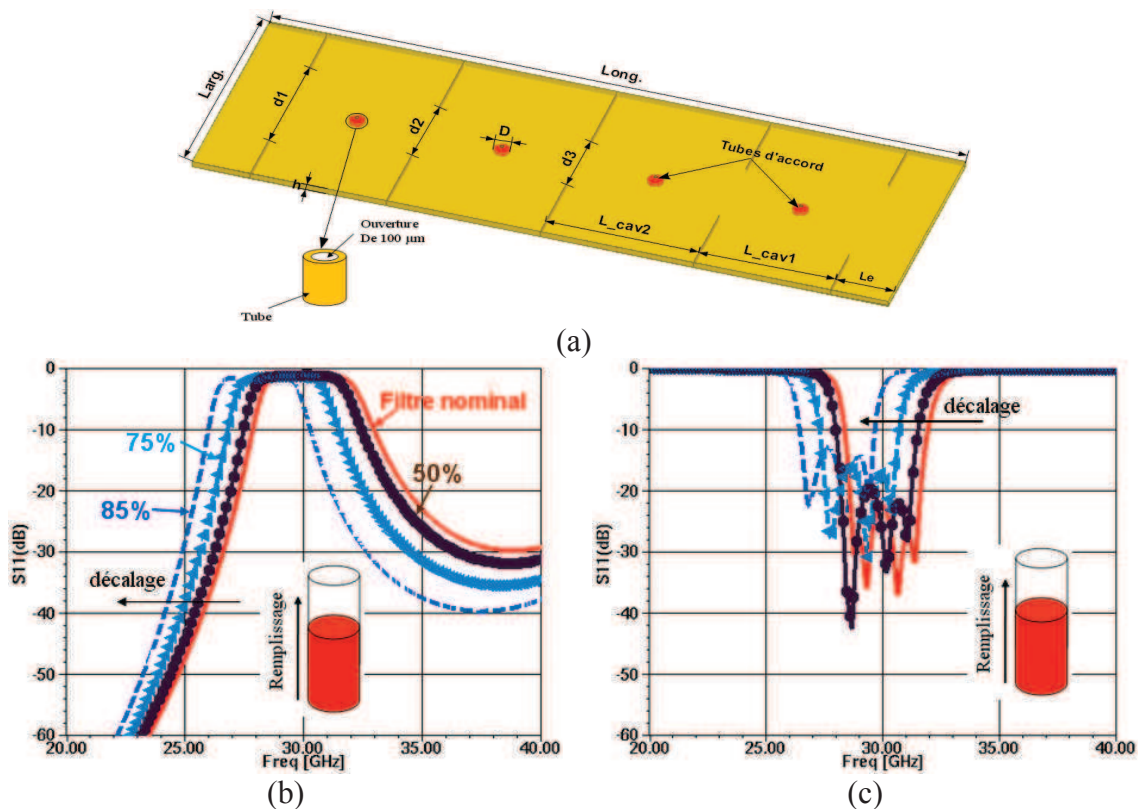


Figure 4-12 : (a) Filtre SIW à iris d'ordre 4, (b-c) performances électriques simulées

Long.	Larg.	Le	L_cav1	L_cav2	d1	d2	d3	D	h
21,523	7,193	1,798	4,216	4,748	3,597	2,434	2,187	0,500	0,150

Tableau 4-8 : Dimensions en mm du filtre d'ordre 4 à iris



Avec un remplissage de 50% de Galinstan, un décalage en fréquence d'environ 1% est obtenu. Lorsqu'on remplit les tubes à 75%, la fréquence centrale du filtre est décalée de 3,6% par rapport à celle du filtre nominal. Au dernier état, on obtient un décalage de 6,7%. Le niveau des pertes d'insertion reste constant sur toute la plage d'accord. Par contre l'adaptation est passée de 22dB (filtre nominal) à 13dB pour le dernier état.

La dynamique en fréquence centrale obtenue avec ces deux topologies est satisfaisante. Il est en effet possible d'atteindre des décalages en fréquence au-delà de 10%. Cependant, il faut jouer sur les dimensions des tubes afin de trouver un compromis entre le décalage en fréquence et un bon niveau d'adaptation. Là aussi nous ferons par la suite une comparaison détaillée par rapport à une solution classique, le but étant pour nous de montrer que nous pouvons atteindre des dynamiques très significatives.

### **4.4.3. Accordabilité en bande passante**

La bande passante est liée à la fréquence centrale du filtre. Cependant, toute variation de la fréquence centrale entraîne aussi une modification de la bande passante et vice versa. Il est donc nécessaire de pouvoir contrôler cette dernière à chaque instant. La largeur de la bande passante dépend fortement du couplage entre résonateurs adjacents. Celle-ci peut être élargie ou rétrécie selon que l'on renforce ou diminue le couplage qui peut être de nature électrique, magnétique ou mixte. Nous étudierons comme dans la partie précédente la variation de la bande passante en considérant les deux topologies de filtre, à posts inductifs et à iris. De plus, compte tenu de la diversité possible des couplages, nous nous offrons la possibilité de jouer avec des liquides différents : conducteur, diélectrique et magnétique.

#### **4.4.3.1. Accord en bande passante avec du Galinstan**

##### **4.4.3.1.1. Filtre SIW à post**

Pour faire varier la bande passante de ce filtre, nous avons réalisé des trous (tubes) sur l'axe transverse de part et d'autre de chaque plot métallique [Figure 4-13 (a)]. Une fois les tubes remplis de Galinstan, ils se comportent comme des murs électriques et modifient les couplages inter résonateur. Les diamètres des tubes sont calculés en fonction de celui des plots métalliques à côté desquels ils sont placés. L'étude de la variation

de la largeur de la bande passante est réalisée de la même façon que dans le cas de l'accord en fréquence centrale. Trois niveaux de remplissage des tubes 50%, 75% et 95%, sont considérés.

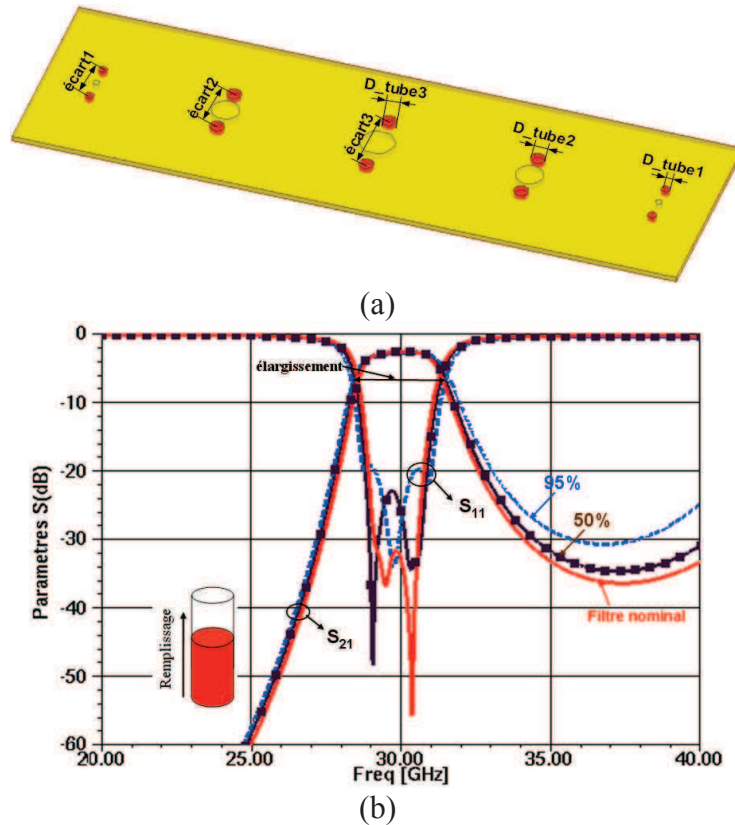


Figure 4-13 : (a) Masque du filtre à post accordable en bande passante en fonction de la hauteur de Galinstan et (b) performances associées

La Figure 4-13 (b) présente les réponses simulées du filtre. On observe bien une variation de la largeur de la bande passante de manière symétrique de part et d'autre de la réponse du filtre nominal. Par contre on ne note pas une dynamique très importante, puisque entre l'état initial et la situation pour laquelle les tubes sont remplis à 95%, on passe seulement de 9% à 10,6% de bande passante. Il est donc nécessaire d'imaginer une autre solution.

écart1	écart2	écart3	D tube1	D tube2	D tube3
0,719	0,899	1,199	0,150	0,409	0,500

Tableau 4-9 : Dimensions et positions (en mm) des tubes de contrôle de la bande passante

La variation de la largeur de la bande passante est proportionnelle au couplage entre résonateurs (cavités) adjacents. Lorsqu'on renforce (ou affaiblit) le couplage, la largeur de la bande passante augmente (ou diminue). Dans le cas d'un filtre SIW à post inductifs comme le nôtre, ceci peut être réalisée soit en réduisant ou en augmentant le

diamètre des post. Ainsi, si l'on augmente le diamètre des plots de couplage, on réduit le couplage et par conséquent la bande passante. Ici bien entendu, il est plus facile d'augmenter le diamètre des post que de le réduire. Pour cela nous avons imaginé des anneaux autour de chaque plot [voir Figure 4-14 (a)].

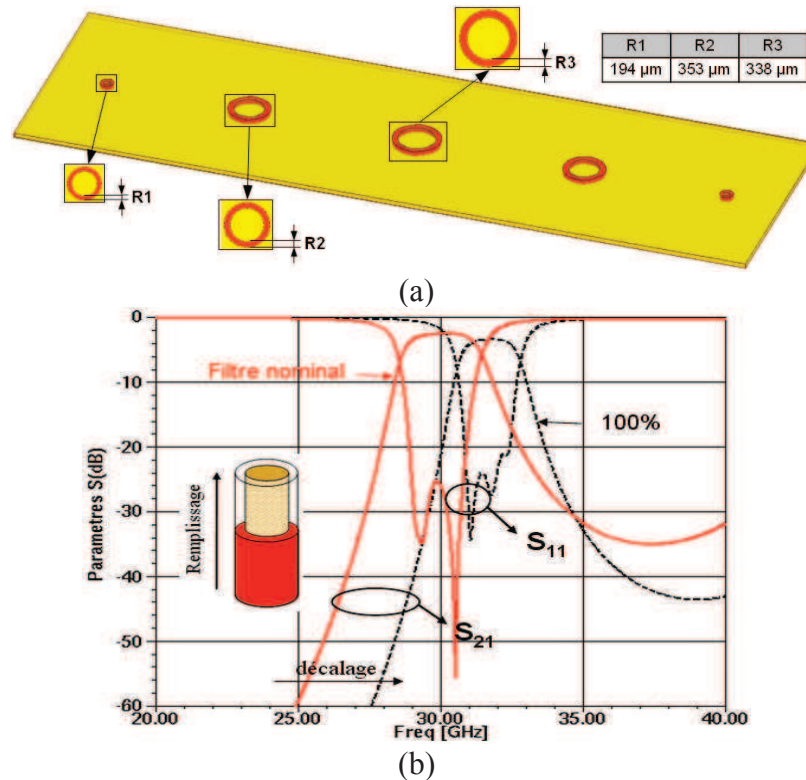


Figure 4-14 : (a) Masque du filtre à post accordable en bande passante en fonction de la hauteur de Galinstan (anneaux) et (b) performances associées

Dans l'état de référence les anneaux sont vides. Ils sont ensuite remplis progressivement de Galinstan. Ce qui va permettre d'élargir le diamètre des plots. On obtient donc une variation continue de la largeur de la bande passante au fur et à mesure que l'on remplit les anneaux. La bande passante relative à 3dB passe de 9,7% pour le filtre nominal à 7% lorsque les anneaux sont remplis à 100% de la hauteur [Figure 4-14 (b)]. Ceci correspond à une variation de la bande passante d'environ 23%. En augmentant le diamètre des plots, on a réduit aussi le volume global des cavités, ce qui cause un décalage de la fréquence centrale vers les hautes fréquences.

#### 4.4.3.1.2. Filtre SIW à iris

Pour ce filtre nous avons pratiqué deux trous (tubes) au niveau de chaque iris. Les tubes ont un diamètre de 500  $\mu\text{m}$  et sont débouchant [Figure 4-15 (a)]. Lorsque les tubes sont remplis de Galinstan, ils se comportent comme un mur face au champ électroma-

gnétique et réduisent l'ouverture de l'iris. Ceci a pour conséquence de réduire le couplage inter-résonateur et entraîne une modification de la largeur de la bande passante. Comme dans le cas de l'accord en fréquence centrale, nous avons regardé la variation de la bande passante en fonction des trois niveaux de remplissage à savoir 50, 75 et 85%.

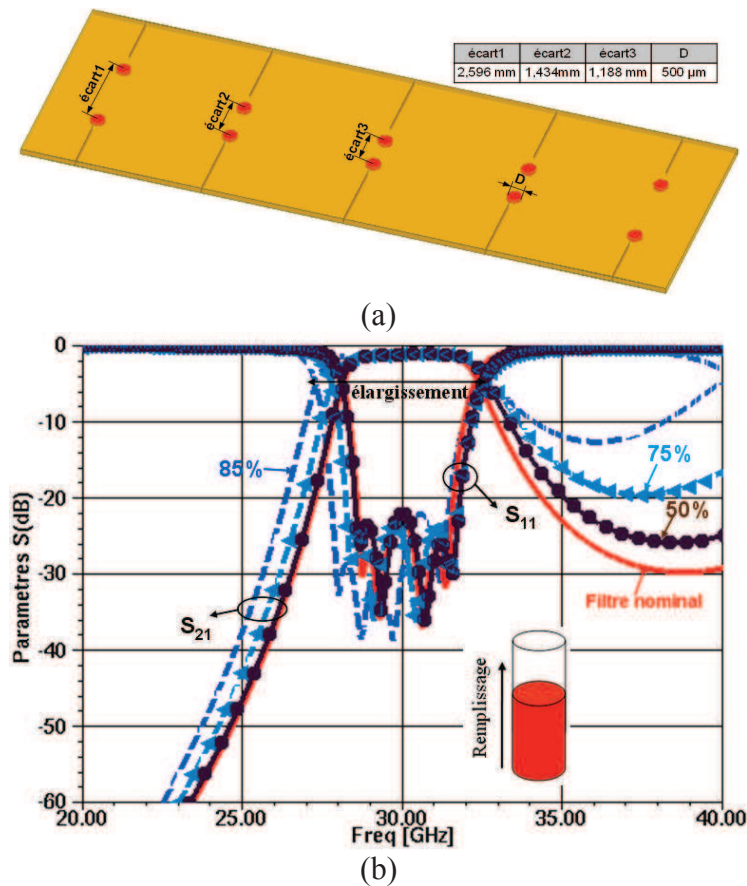


Figure 4-15 : (a) Masque du filtre à iris accordable en bande passante en fonction de la hauteur de Galinstan et (b) performances associées

La Figure 4-15 (b) présente les performances électriques simulées du filtre accordable en bande passante en fonction du Galinstan. On observe un élargissement de la largeur de la bande passante par rapport à celle du filtre nominal. Lorsqu'on remplit les tubes jusqu'à 50% de la hauteur du substrat, la largeur de la bande passante augmente et passe de 14% (filtre nominal) à 15%, puis à 16% pour un remplissage de 75% de Galinstan. A 85% on obtient une bande passante relative de 18%. L'élargissement n'est pas symétrique par rapport à la fréquence centrale, et s'accompagne d'une dégradation du niveau de réjection haute fréquence.

Nous avons aussi regardé la variation de la bande passante dans le cas où un seul tube est placé au milieu de chaque iris. La dynamique obtenue est beaucoup plus limitée dans ce cas.

#### 4.4.3.2. Accord en bande passante avec de l'eau désionisée ou un liquide magnétique

Pour étudier l'accordabilité de la bande passante du filtre à post inductifs avec de l'eau désionisée ou un liquide magnétique, nous avons considéré la structure précédente, présentant des anneaux autour des plots. L'eau désionisée est considérée à l'état statique avec une permittivité relative de 81 et une tangente de pertes de 0,1. Pour le liquide magnétique nous avons essayé d'être plus réalistes cette fois en prenant une perméabilité relative de 5 proche de celle des ferrofluides.

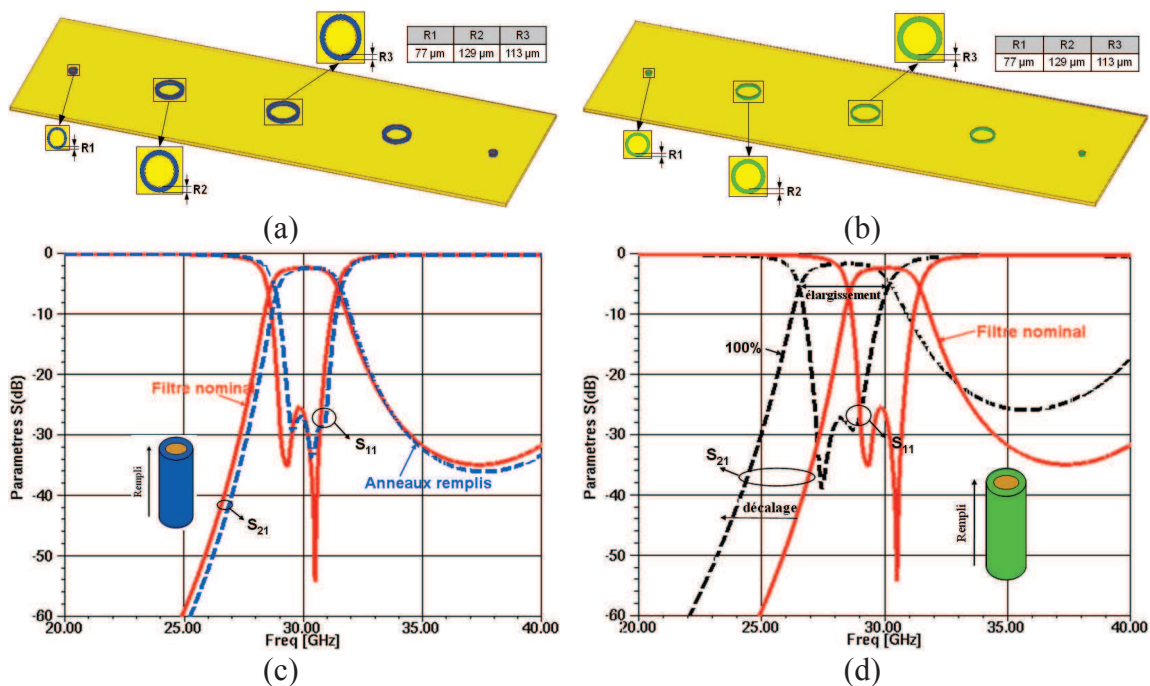


Figure 4-16 : (a-b) Masque de filtres accordables en bande passante : (c) avec de l'eau désionisée et (d) avec un liquide magnétique

Les performances électriques simulées du filtre à post inductifs avec de l'eau désionisée présentées à la Figure 4-16 (c), ne montrent pas une dynamique significative.

L'étude a aussi été effectuée sur un filtre à iris en considérant la structure de la Figure 4-15 (a) et en remplaçant le Galinstan, par de l'eau désionisée et ensuite par un liquide magnétique. Les résultats de la variation de la bande passante des deux filtres : à post inductifs et à iris sont résumés dans le tableau suivant.

	Eau désionisée				Liquide magnétique			
	Filtre à post		Filtre à iris		Filtre à post		Filtre à iris	
	Fc (GHz)	Bp (%)	Fc (GHz)	Bp (%)	Fc (GHz)	Bp (%)	Fc (GHz)	Bp (%)
Filtre nominal	30	9	30	14	30	9	30	14
Avec liquide	30	8,97	30	17	28.29	13	30	12

**Tableau 4-10 : Variation de la bande passante à base d'eau désionisée et de liquide magnétique**

Pour le filtre à iris, l'utilisation d'eau désionisée pour l'accord de la bande passante a permis d'obtenir un élargissement de celle-ci. Elle passe de 14% (filtre nominal) à environ 17% lorsque les tubes sont remplis à 85% de la hauteur maximale. Par contre en utilisant un liquide magnétique on observe un rétrécissement de la bande passante de 14 à 12%. Ce qui montre le caractère antagoniste des deux liquides.

Pour un filtre à posts comme le montre la Figure 4-16, on observe un élargissement de la bande passante de 9 à 13% suivi d'un décalage de la fréquence centrale de 5,7% vers les basses fréquences. Ce double effet vient du fait que le liquide magnétique renforce la concentration du champ magnétique autour des plots (couplage) mais augmente aussi le volume effectif des cavités, ce qui conduit au décalage de la fréquence centrale. Avec de l'eau désionisée, la variation de la bande passante est par contre très faible dans cette configuration.

#### 4.4.4. Accordabilité en fréquence centrale et en bande passante

Afin que le filtre soit accordable en fréquence centrale et en bande passante de manière simultanée ou indépendante, nous devons considérer toutes les configurations de canaux permettant de contrôler ces deux paramètres. Pour cette étude nous utilisons uniquement le filtre à posts inductifs.

##### 4.4.4.1. Accord avec du Galinstan

Pour étudier l'accord en bande passante et en fréquence centrale avec du Galinstan, on a effectué deux exercices. Dans le premier, on remplit les anneaux à 100% et ensuite on observe le décalage de la fréquence en faisant varier la hauteur de Galinstan dans les tubes centraux [Figure 4-17 (b)]. Dans le second exercice, on fait l'inverse, les

tubes centraux sont remplis à 85% et on observe la réponse du filtre en fonction de la hauteur de Galinstan dans les anneaux [Figure 4-17 (c)].

Comme on le voit sur la Figure 4-17 (b), lorsque les anneaux sont remplis à 100%, la réponse du filtre est décalée vers les hautes fréquences et la bande passante réduite. En remplissant pas à pas les tubes centraux, la réponse du filtre est progressivement décalée vers la gauche. La fréquence centrale passe alors de 31,38 GHz à 29,31 GHz lorsque les tubes sont remplis à 90%. Ce décalage s'accompagne d'une légère désadaptation qui avec le rétrécissement de la bande passante font passer le niveau des pertes d'insertion de 3,53 dB à 4,10 dB entre les deux états. La bande passante relative passe de 7% (tubes remplis à 85%) à 5,6% (anneaux remplis).

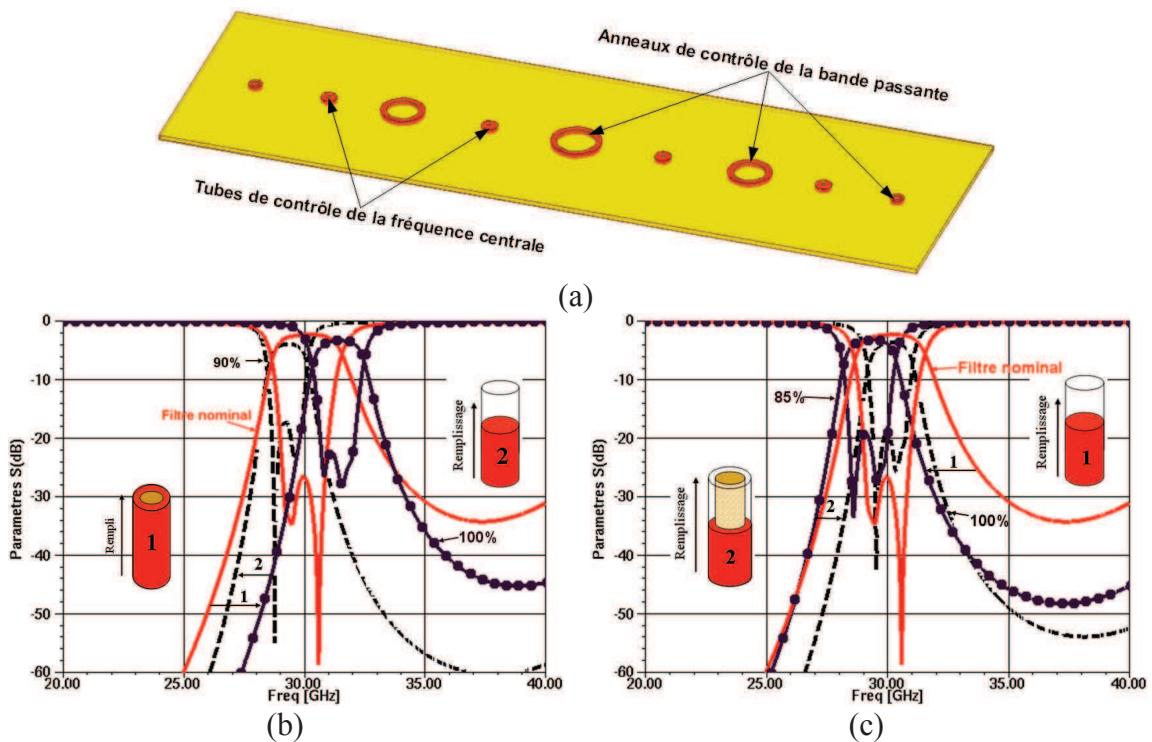


Figure 4-17 : (a) Masque du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale et (b-c) performances électriques associées (Galinstan)

Pour l'opération inverse, la fréquence centrale est décalée vers les basses fréquences par le remplissage à 85% des tubes centraux. Lorsqu'on introduit le Galinstan dans les anneaux, on obtient un effet compensatoire qui a tendance à ramener la fréquence centrale vers la droite. On note alors un décalage de la fréquence centrale de 29,30 GHz à 30 GHz (la réponse est recentrée) correspondant à des niveaux de Galinstan de 100% dans les anneaux [Figure 4-17(c)]. La bande passante relative à -3 dB du dernier état est égale à 6% avec des pertes d'insertion de 3,91 dB et une adaptation autour de 20 dB.

L'utilisation des deux principes permet donc d'obtenir une bonne souplesse de réglage de la réponse du filtre sur une plage d'accord non négligeable.

#### 4.4.4.2. Accord avec du Galinstan et du liquide magnétique

Ici le liquide magnétique est utilisé dans les anneaux pour le contrôle de la bande passante du filtre et le Galinstan dans les tubes centraux pour contrôler la fréquence centrale. On constate un décalage de la fréquence centrale vers les basses fréquences que ce soit avec le Galinstan ou le liquide magnétique. Pour simplifier l'étude, on a rempli les anneaux à 100% de liquide magnétique et ensuite on remplit pas à pas, les tubes de Galinstan

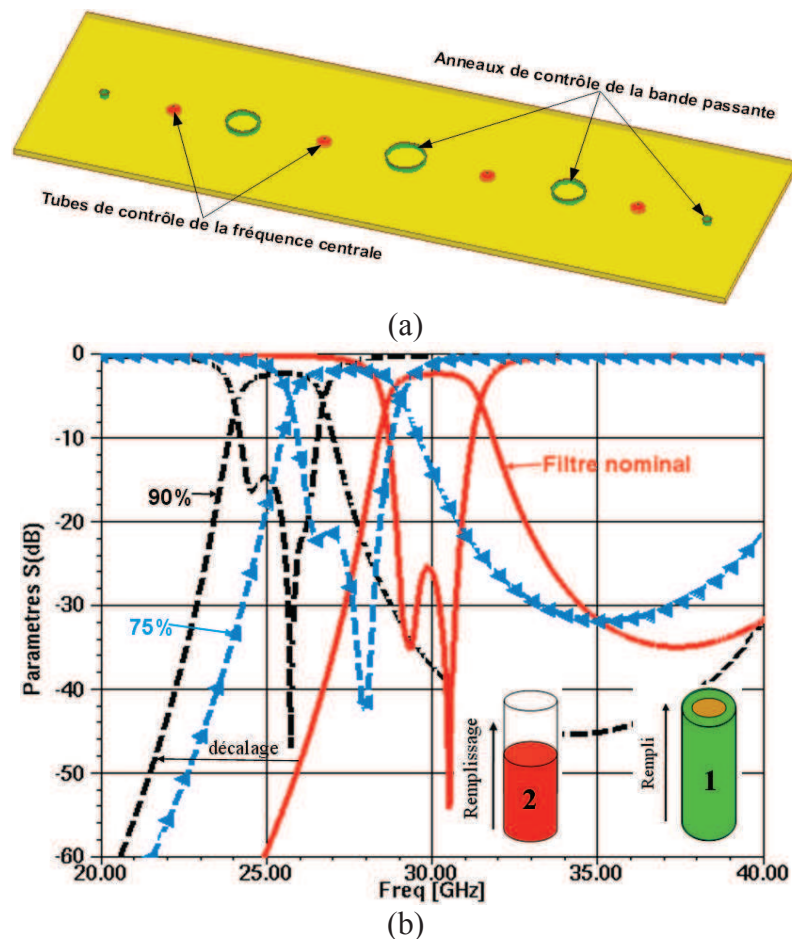


Figure 4-18 : Performances électriques du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale (liquide magnétique et Galinstan)

L'utilisation simultanée du Galinstan et du liquide magnétique dans cette configuration permet d'obtenir une dynamique en fréquence plus importante, sous des conditions d'adaptation favorables.



#### 4.4.5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons montré la faisabilité des principes d'accord en bande passante et en fréquence centrale en technologie microfluidique sur des filtres SIW. Pour ce faire, nous avons utilisé dans un premier temps, des liquides conducteurs (Galinstan), diélectriques (eau désionisée) et magnétiques. Les performances électriques obtenues sont en général correctes et en accord avec l'état de l'art actuel.

La faisabilité du principe impose un choix sur la position des canaux de commande afin de pouvoir contrôler indépendamment la fréquence centrale et la bande passante des filtres. Certains canaux sont réalisés au centre de chaque cavité pour la commande de la fréquence, et d'autres au niveau des iris (filtre à iris) et des plots (filtre à posts inductifs) pour le contrôle de la bande passante. C'est dans ce cas que la meilleure dynamique et le meilleur contrôle sont obtenus.

#### 4.5. Comparaison par rapport à des solutions existantes

L'accord en fréquence centrale des filtres volumiques, particulièrement en technologie SIW est réalisé jusqu'ici par les composants traditionnels montés en surface tels que des MEMS, des varactors, des diodes PIN etc. Ces composants sont souvent limités par leur faible plage d'accord et par leurs fortes pertes d'insertion. Avec la solution microfluidique, nous tentons d'apporter une rupture par rapport à ces composants.

Pour positionner notre proposition par rapport aux solutions conventionnelles, nous avons effectué une comparaison avec un filtre SIW accordable à base de diodes PIN développé par Abbas El Mostrah dans le cadre de sa thèse effectuée au Lab-STICC. Le filtre est réalisé sur un substrat alumine ( $\epsilon_r = 9,9$  et  $\tan\delta = 3.10^{-4}$ ) avec une bande passante de 250 MHz et fonctionnant sur une plage de fréquence de 10,825 à 12,575 GHz, par pas de 250 MHz, correspondant à 8 états. Nous précisons au passage qu'il s'agit d'une spécification réaliste et devant s'appliquer à des problématiques spatiales. Il est impossible de couvrir toute cette bande d'accord souhaitée avec la solution à diode PIN, ceci implique une division en deux sous bandes et donc de réaliser deux filtres couvrant chacun 4 états. Nous allons montrer qu'avec la solution microfluidique, dès lors que l'on maîtrise la manipulation des liquides choisis, on peut obtenir des résul-

tats tout à fait intéressants, à la fois en terme de dynamique de bande d'accord et de niveau de pertes d'insertion.

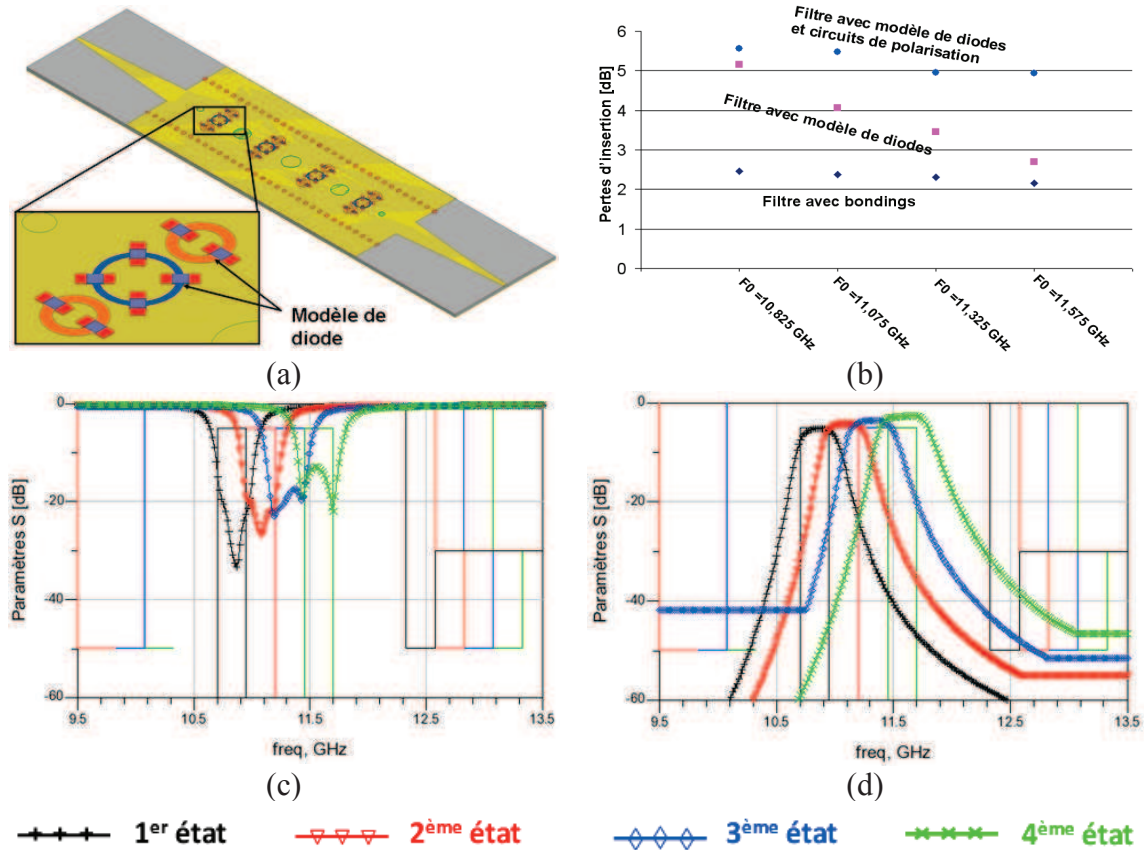


Figure 4-19 : (a) Masque du filtre avec les diodes, (b) évolution des pertes d'insertion avec et sans diodes et (c-d) performances électriques associées

Comme le montre la Figure 4-19 (a), il faut 8 diodes par cavités ce qui fait un total de 32 diodes pour l'ensemble du filtre permettant de couvrir les 4 états. Ceci a un impact direct sur les pertes d'insertion et sur la complexité du réseau de polarisation. La Figure 4-19 (b) montre une variation linéaire (en dB) des pertes d'insertion en fonction du nombre de diodes polarisées en inverse. On observe aussi le niveau de pertes important, puisque l'on passe de 4,94 dB à 5,57 dB pour les deux états extrêmes du filtre.

### 4.5.1. Impact des liquides sur les performances du filtre

Le travail que nous avons réalisé ici a consisté à regarder dans un premier temps la solution microfluidique sur la base de Galinstan et d'un liquide conducteur qui aurait une conductivité similaire à celle du cuivre ou de l'or. Nous rappelons que la conductivité du Galinstan est de  $3,46 \cdot 10^{+6} \text{ S.m}^{-1}$  soit sensiblement dix fois moins bonne que celle du cuivre ou de l'or. De façon à ce que la comparaison soit correcte nous avons considé-

ré un substrat identique, c'est-à-dire la même céramique que celle utilisée dans l'exercice précédent. Le but étant dans un premier temps de couvrir les 8 états de la bande d'accord, nous n'avons considéré dans un souci de simplicité que 5 des 8 états pour lesquels nous regarderons l'impact sur les pertes d'insertion. Les états considérés, sont 3 états intermédiaires ainsi que le premier et le dernier état [cf. Tableau 4-12].

En premier lieu, il apparaît qu'après dimensionnement des canaux d'accord il est possible d'adresser les 8 états et que l'impact du Galinstan [colonne 2 du Tableau 4-12] sur les pertes est négligeable. En effet, par rapport au cas or ou cuivre « liquide » on note un niveau de pertes supplémentaire de l'ordre de 0,2 dB dans le pire cas, c'est-à-dire pour le 8<sup>ème</sup> état. Les trous d'accord sont complètement ouverts sur le dessus, il n'y a donc pas d'effet capacitif.

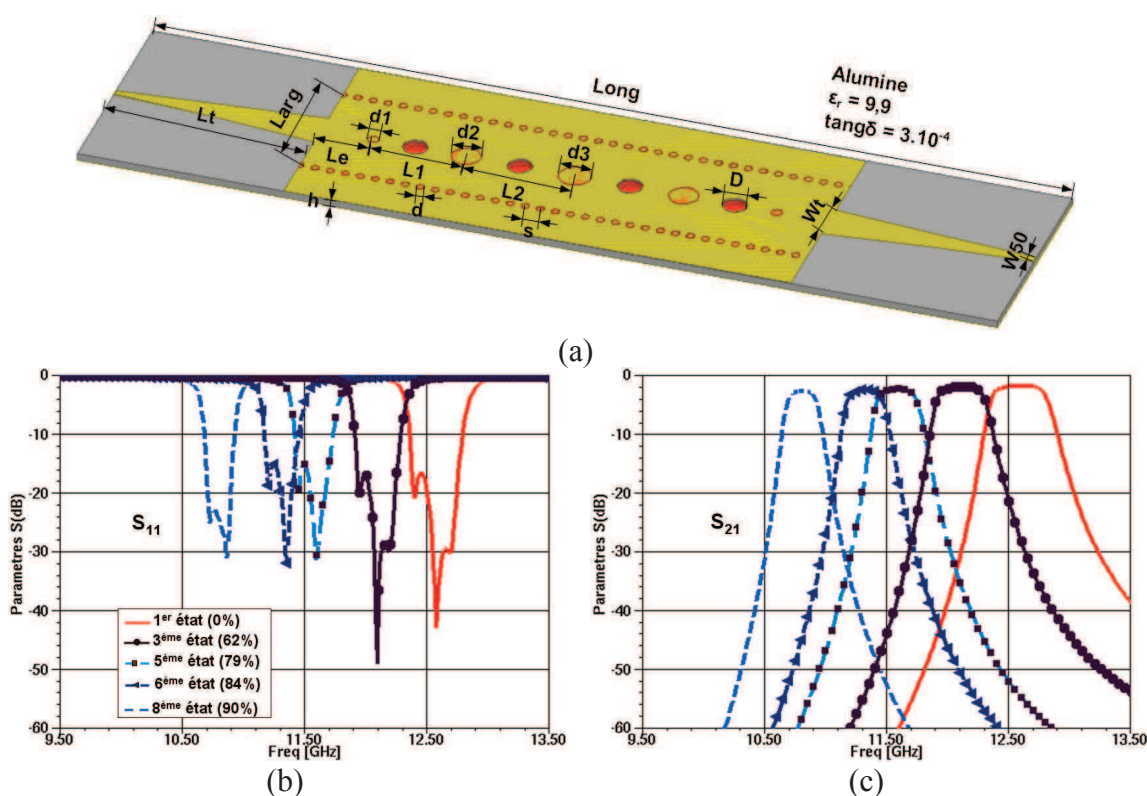


Figure 4-20 : (a) Masque du filtre avec canaux verticaux et (b-c) performances électriques associées

Long	Larg	Le	L1	L2	Lt	d	d1	d2	d3	D	s	h	W50	Wt
49,002	6,880	2,743	4,969	5,790	11,009	0,400	0,564	1,525	1,693	1,290	0,800	0,380	0,367	2,329

Tableau 4-11 : Dimensions du filtre en mm

Ensuite compte tenu de la difficulté de manipuler la Galinstan nous avons continué l'exercice en prenant des liquides fictifs possédant de moins bonnes conductivités.

Nous sommes ainsi descendus jusqu'à  $\sigma = 3,46.10^{+2}$ . L'idée était de regarder la possibilité d'utiliser des liquides ioniques.

Les liquides ioniques sont des sels constitués de cations le plus souvent cationiques (ammonium, imidazolium, pyridinium ...) combinés à des anions qui peuvent être organiques ou inorganiques. Ces sels sont pour la plupart liquides à température ambiante. Les liquides ioniques sont ininflammables et non volatils ce qui est un avantage considérable dans le cas de la manipulation des petits volumes. Ils présentent de plus une bonne stabilité thermique et chimique. La conductivité de ces liquides est très mauvaise comparée à celle des métaux. Les liquides ioniques de la famille des imidazolium ont des conductivités typiquement inférieures à  $100 \text{ mS.m}^{-1}$  [25], [26], [27]. Par contre l'utilisation de certains électrolytes tels que  $\text{H}_2\text{SO}_4$ ,  $\text{KOH}$ ,  $\text{NH}_4\text{Cl}$ ... dans de l'eau permettent d'obtenir des conductivités supérieures à  $700 \text{ mS.m}^{-1}$  [28]. Cependant comme nous allons le voir, nous restons loin des niveaux de conductivité nécessaires.

	Or $\sigma = 4,1.10^{+7}$	Galinstan $\sigma = 3,46.10^{+6}$	Liquide X1 $\sigma = 3,46.10^{+5}$	Liquide X2 $\sigma = 3,46.10^{+4}$	Liquide X3 $\sigma = 3,46.10^{+3}$	Liquide X4 $\sigma = 3,46.10^{+2}$	Diodes
Fréq. 1 12,575 GHz	1,9745dB	1,9745dB	1,9745dB	1,9745dB	1,9745dB	1,9745dB	-
Fréq. 3 12,075 GHz	2,0598dB	2,0799dB	2,1319dB	2,3381dB	3,0742dB	7,2034dB	-
Fréq. 5 11,575 GHz	2,2686dB	2,3126dB	2,4639dB	2,9797dB	5,3873dB	19,8843dB	4,94dB
Fréq. 6 11,325 GHz	2,3888dB	2,4633dB	2,6761dB	3,4398dB	7,2680dB	27,5981dB	4,96dB
Fréq. 8 10,825 GHz	2,6875dB	2,8151dB	3,2125dB	4,6651dB	12,3526dB	50,9135dB	5,57dB

**Tableau 4-12 : Variation du niveau des pertes d'insertion du filtre en fonction de la conductivité (en  $\text{S.m}^{-1}$ ) du liquide pour différentes fréquences centrales**

Les fréquences correspondent ici aux différents états. Par exemple Fréq. 1 correspond au premier état pour lequel tous les tubes sont vides, Fréq. 3 à l'état 3 avec un remplissage de 60%, puis 79% pour l'état 5 ensuite 84% pour le 6<sup>ème</sup> état et enfin Fréq. 8 pour le 8<sup>ème</sup> et dernier état où les tubes sont remplis à 90%. Les résultats du Tableau 4-12 montrent une variation du niveau des pertes d'insertion du filtre en fonction de la conductivité du liquide et du niveau de remplissage. Nous remarquons que les pertes d'insertion restent relativement correctes même pour des liquides de conductivité de l'ordre de  $10^{+4} \text{ S.m}^{-1}$ . Au-delà, elles commencent à devenir très importantes. Pour des conductivités de l'ordre de  $10^{+2} \text{ S.m}^{-1}$ , on obtient de fortes pertes d'insertion qui dans certains cas entraînent une dégradation complète de la réponse du filtre. Comparées aux performances obtenues avec les diodes, nous constatons que les pertes



$$IL = \frac{4,343 * n}{Q * w} \quad (4-1)$$

Dans cette équation  $n$  représente l'ordre du filtre,  $IL$  correspond aux pertes d'insertion exprimées en dB (de l'anglais Insertion Losses) et  $w$  est la bande passante relative du filtre,  $Q$  étant le coefficient de qualité. Cette relation donne une bonne idée de l'impact du facteur de qualité sur les pertes. Nous avons effectué quelques simulations sur un filtre d'ordre 4 conçu et simulé sur un substrat SU-8 massif équivalent, de permittivité 1,32 et de tangente de pertes  $6.10^{-3}$  et observé le niveau des pertes d'insertion correspondant à trois hauteurs de substrat : 150 $\mu$ m, 500 $\mu$ m et 1mm.

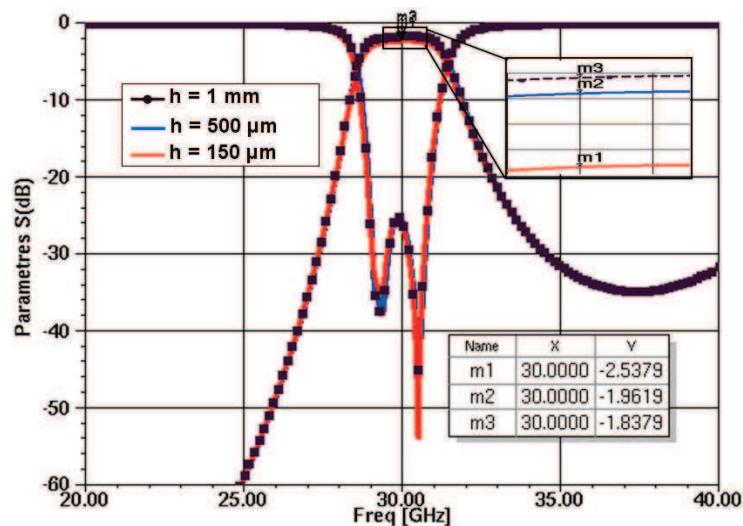


Figure 4-22 : Réponses électriques du filtre pour différentes hauteurs de substrat (variation du niveau des pertes d'insertion)

Comme le montre la Figure 4-22, les pertes d'insertion du filtre diminuent quand la hauteur de substrat augmente. Pour notre exemple le niveau des pertes passe de 2,53 dB avec une hauteur de substrat de 150  $\mu$ m à 1,83 dB pour une hauteur de 1 mm. Cette variation pourrait être plus importante avec un substrat qui aurait une meilleure tangente delta. Il est clair qu'on pourrait donc tirer un gros bénéfice, à utiliser des substrats de bonne qualité hyperfréquence tels que des céramiques ou des polymères particuliers du type cyclo oléfin par exemple. Ces derniers présentent des caractéristiques suivantes :  $\epsilon_r = 2,27$  et  $\tan\delta \approx 10^{-4}$ . Avec de telles valeurs, en réitérant l'exercice précédent on pourrait atteindre un niveau de pertes de l'ordre de 0,3 dB pour une hauteur de 1 mm.

### 4.5.3. Résultats expérimentaux

Le filtre de la Figure 4-20(a) a été réalisé chez TFP (Thin Films Products) à Toulouse afin d'obtenir quelques résultats expérimentaux sur l'accordabilité en fréquence. Les performances électriques de mesure avec les trous vides obtenues [Figure 4-23] sont relativement correctes et en accord avec la simulation avec un niveau de pertes d'insertion de l'ordre 2 dB comme attendu. Cependant, un faible décalage et une légère désadaptation qui pourraient provenir des dispersions technologiques sont observés.

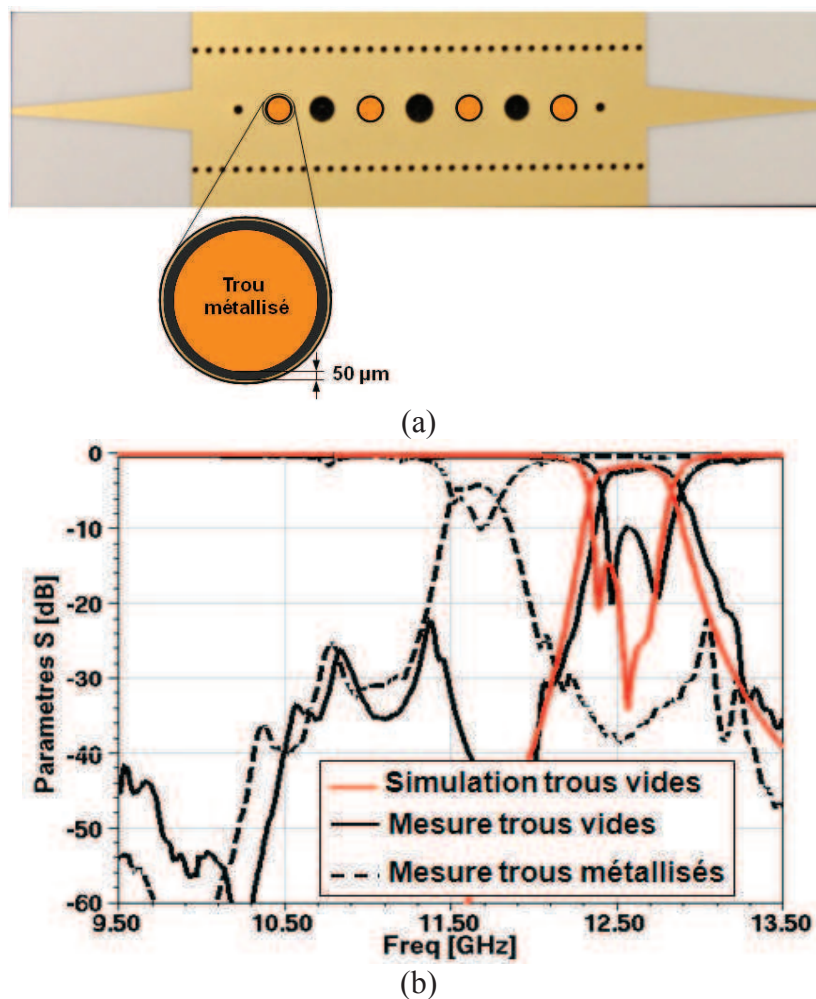


Figure 4-23 :(a) photographie du filtre et (b) performances électriques

N'ayant pas de liquide conducteur manipulable ni de système de commande adéquat nous permettant de réaliser l'accord microfluidique, nous avons décidé de métalliser entièrement les trous d'accord en laissant une fente d'environ 50 µm entre plot et le métal supérieur pour éviter qu'il y ait contact. Ceci nous a permis d'obtenir une dynamique en fréquence autour de 8% malgré une réponse pas très bonne.

## 4.6. Mise en évidence du rétro couplage volumique

Pour améliorer ou augmenter la réjection hors bande d'un filtre passe-bande donné, nous avons deux possibilités : augmenter l'ordre du filtre (nombre de résonateurs) ou bien faire un rétro couplage entre résonateurs non adjacents.

### 4.6.1. Amélioration de la réjection par augmentation de l'ordre du filtre

La solution consistant à augmenter l'ordre du filtre (nombre de résonateurs), permet d'améliorer la réjection mais détériore les performances en termes de pertes. En effet, les pertes d'insertion sont proportionnelles au nombre de résonateurs, [cf. équation (4-1)]. Dans notre cas, si nous passons d'un filtre d'ordre 4 à un filtre d'ordre 6, les pertes d'insertion à la fréquence centrale du filtre, passent de 1,27 dB à 1,69 dB.

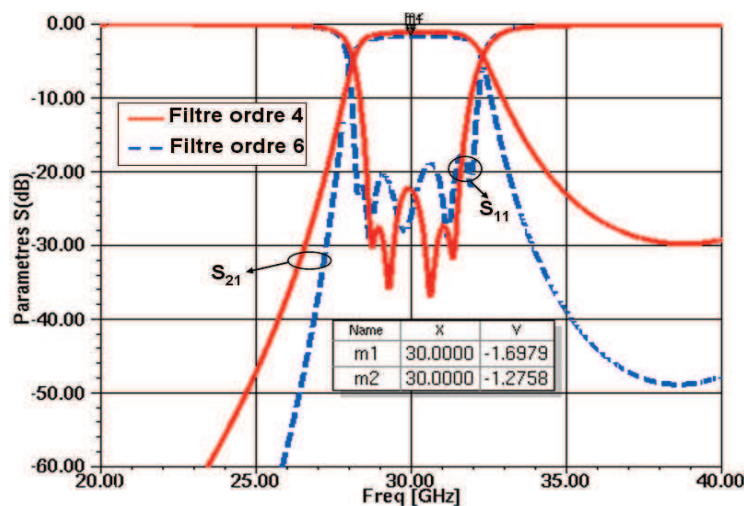


Figure 4-24 : Réponses électriques des filtres SIW d'ordre 4 et 6

Comme le montre la Figure 4-24, on note une amélioration significative de la réjection avec le filtre d'ordre 6, mais dans certains cas de spécifications sévères, cette amélioration de la réjection peut être insuffisante ou s'accompagner d'une chute trop importante des pertes d'insertion. Ce sera le cas des filtres à bande étroite. Il est alors nécessaire de mettre en œuvre des solutions de rétro couplage.

### 4.6.2. Amélioration de la réjection par rétro couplage

L'amélioration de la réjection hors bande d'un filtre par rétro couplage (ou couplage croisé) consiste à coupler des résonateurs non adjacents. Le couplage entre résonateurs peut être de type magnétique, électrique ou mixte, selon la topologie ou la tech-



nologie utilisée. En considérant des résonateurs adjacents couplés par des couplages de type magnétique ou positif (+), un couplage de même nature entre résonateurs non adjacents permet d'obtenir un aplatissement du temps de propagation de groupe (TPG) dans la bande, tandis qu'un couplage électrique ou négatif (-) est utilisé pour introduire des zéros de transmission hors bande. Pour réaliser un couplage entre résonateurs non adjacents pour un filtre en technologie SIW, la meilleure solution est d'abord de le replier latéralement.

Pour un filtre d'ordre donné, il est possible de réaliser plusieurs solutions de couplage en fonction de la topologie. En effet, il est possible de créer un nombre de zéros de transmission distincts et différents pour un même ordre de filtre. Pour un filtre d'ordre N, le nombre de zéros de transmission  $N_z$  est donné par la relation (4-2)

$$N_z = N - N_{\min \text{Entrée} \rightarrow \text{Sortie}} \quad (4-2)$$

$N_{\min \text{Entrée} \rightarrow \text{Sortie}}$  correspond au nombre de résonateurs parcouru par le signal suivant le chemin le plus court pour aller de l'entrée vers la sortie. Dans le cas d'un filtre d'ordre 6, il existe plusieurs possibilités de couplage croisé avec des chemins plus ou moins courts. Quelques exemples de graphes de couplage sont présentés sur la Figure 4-25. Ces couplages peuvent être positifs (+) ou négatif (-).

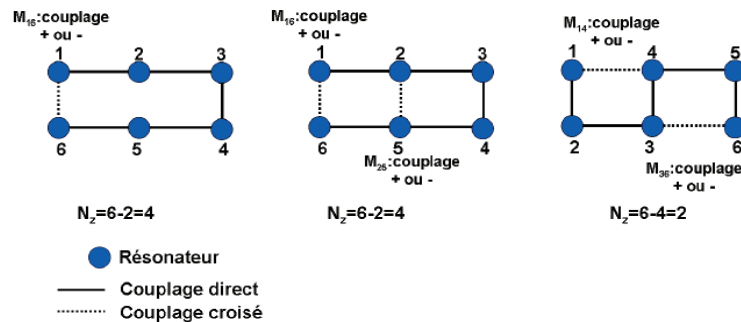


Figure 4-25 : Exemples de couplages croisés sur un filtre d'ordre 6

En technologie planaire, il est plus ou moins aisé de réaliser des couplages croisés sur des filtres d'ordre supérieur à 4. Pour les topologies de filtres utilisant des résonateurs à stubs demi onde en circuit ouvert, le rétro couplage entre résonateurs non adjacents se fait en rapprochant les résonateurs en question. La nature du couplage dépend de l'endroit où les résonateurs sont couplés. Pour un stub demi onde en circuit ouvert un couplage aux extrémités est de nature électrique tandis qu'un couplage au centre est de nature magnétique.

La Figure 4-26 présente un filtre d'ordre 6 en éléments localisés et les réponses électriques avec et sans couplage entre les résonateurs d'entrée-sortie (1-6). Le couplage est réalisé par un inverseur d'impédance. La position des zéros de transmission dépend de la valeur de cette capacité.

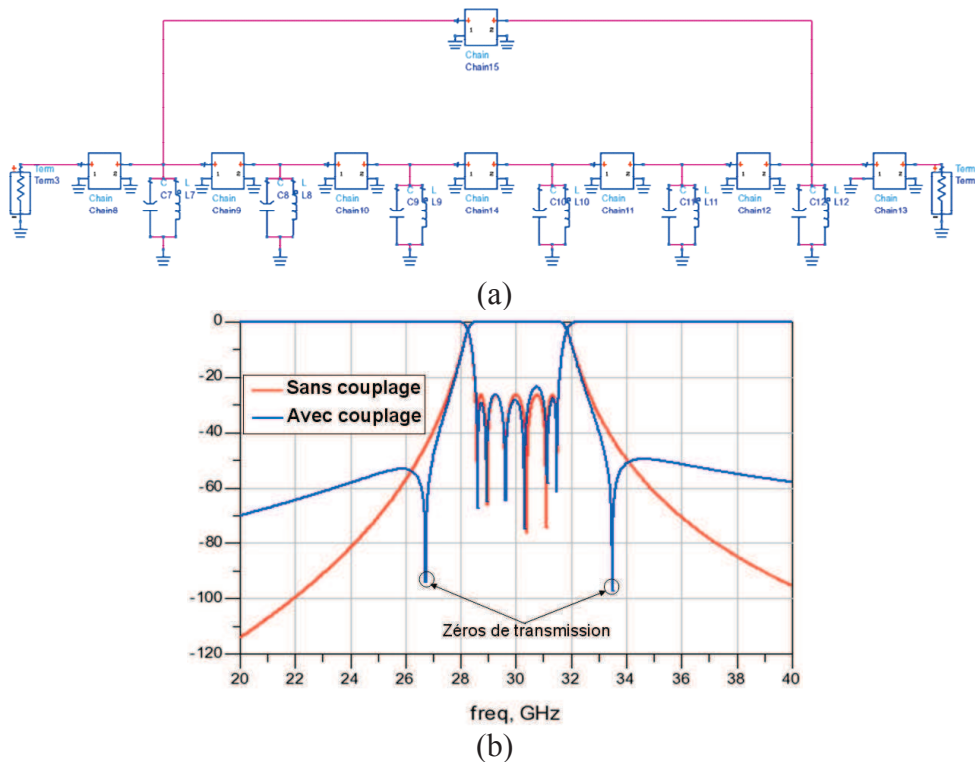


Figure 4-26 : (a) Filtre d'ordre 6 en éléments localisés et (b) réponses électriques

Comme on peut le voir sur la Figure 4-26 (b), le couplage entre les résonateurs 1 et 6 a permis d'obtenir deux zéros de transmission hors bande, symétriques, qui améliorent de manière significative la réjection du filtre sans perturber les performances électriques dans la bande. Pour réaliser un tel couplage sur un filtre SIW du même ordre, on doit d'abord replier latéralement le filtre afin de rapprocher les deux résonateurs en question. La conséquence est qu'on va rapprocher les deux accès du filtre. Nous avons dans ce cas considéré deux topologies de filtres SIW d'ordre 6 repliés : un filtre à iris et un filtre à posts inductifs. Le filtre à iris est plus facile à replier par contre celui à posts inductifs demande un effort de réglage plus important et nécessite de travailler sur une géométrie arrondie [voir Figure 4-27 (b)]. Le filtre est d'abord réglé sans tenir compte du couplage croisé. Ce dernier sera introduit par la suite suivant différentes techniques.

La Figure 4-27 présente les deux topologies de filtre SIW et leurs performances électriques respectives. Le filtre à iris a une bande passante relative de 14%, celle du

filtre à posts inductifs est de 9%. Ils fonctionnent tous les deux à la fréquence centrale de 30 GHz avec un substrat SU-8 massif équivalent ( $\epsilon_r = 1,32$  et  $\tan\delta \approx 6.10^{-3}$ ). Leurs dimensions sont données dans le Tableau 4-13.

Filtre à iris											
Long filtre	Larg filtre	Larg guide	Le	L cav1	L cav2	L cav3	d1	d2	d3	d4	h
15,724	14,388	7,192	1,796	4,246	4,779	3,527	3,722	2,542	2,293	3,527	0,500

Filtre à post													
Long lat	Larg filtre	Larg guide	Long mur	Le	Lp	L cav1	L cav2	L cav3	d1	d2	d3	d4	h
13,973	14,388	7,193	12,252	1,796	0,498	4,417	5,226	5,667	0,155	0,830	1,055	1,129	0,500

Tableau 4-13 : Dimensions en mm des filtres à iris et à posts

Le fait de replier le filtre permet de pouvoir réaliser facilement le couplage croisé entre les résonateurs non adjacents, 1-6 ou 2-5. Dans cette étude, nous avons considéré particulièrement le couplage entre les cavités 1 et 6 qui permet de créer les zéros de transmission avec le meilleur « bras de levier ».

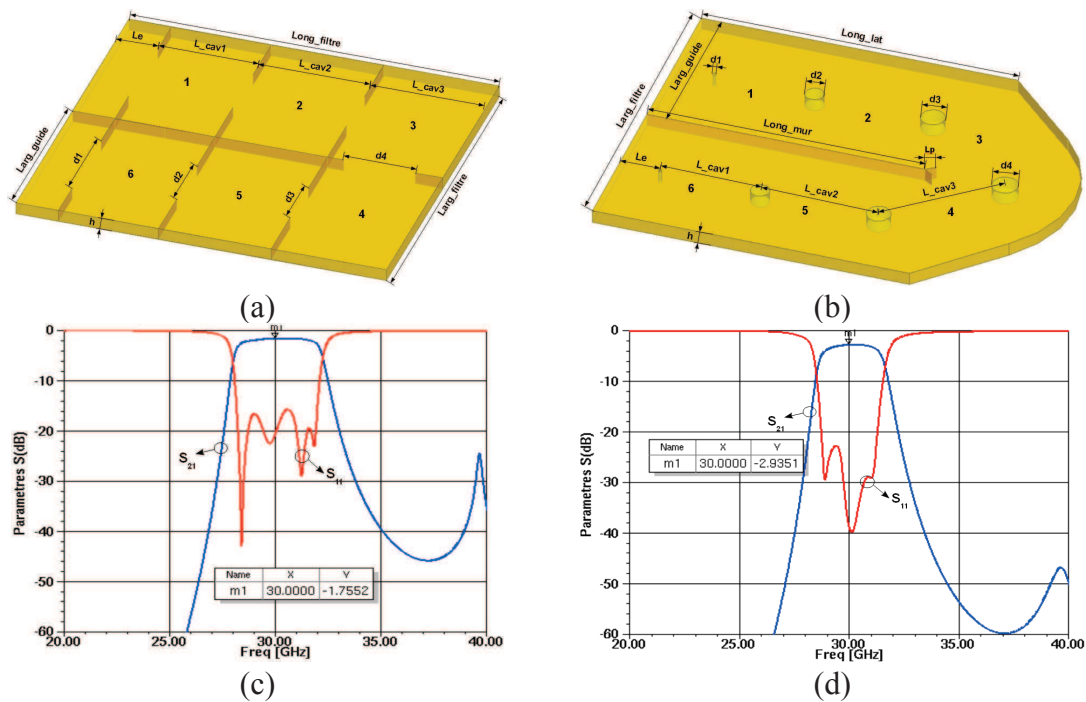


Figure 4-27 : (a-c) Filtre SIW à iris d'ordre 6 replié et réponse électrique, (b-d) Filtre SIW d'ordre 6 à posts replié et réponse électrique

Afin d'obtenir des réponses électriques de bonne qualité, une phase importante d'optimisation et de réglage électromagnétique a été effectuée sur ces filtres repliés. Cette phase est délicate et prend beaucoup plus de temps dans le cas du filtre à post inductifs. Le réglage et l'optimisation sont surtout effectués sur les cavités 3 et 4 pour lesquelles les formes et les dimensions sont correctement ajustées pour leur permettre de résonner aux fréquences adéquates. De plus, le mur métallique central est terminé en

forme de « Y », qui permet de supprimer ou tout au moins de fortement atténuer les couplages parasites entre les cavités 2-4 et 3-5.

Comme le montrent les Figure 4-27 (c) et (d), les réponses présentent une faible réjection dans la bande atténuée haute fréquence due à une remontée à environ 40 GHz. La réponse du filtre étant correcte dans la bande, nous n'avons pas cherché à corriger les défauts hors bande.

Il existe plusieurs solutions pour réaliser un couplage croisé sur un filtre SIW parmi lesquelles on peut citer : le couplage par iris, le couplage par une ligne de transmission microruban... Selon la nature du couplage réalisé, on obtiendra ou pas, les zéros recherchés sur la réponse en amplitude de la transmission.

#### 4.6.2.1. Couplage par iris

Le couplage par iris consiste à réaliser une fente dans le mur métallique central qui sépare les cavités 1 et 6. Cette fente permet de coupler l'énergie des deux cavités. La valeur du couplage dépend de la largeur de cette fente mais aussi de sa position. Pour obtenir des zéros de transmission, il faut que le signe du couplage croisé soit opposé à celui des couplages directs entre résonateurs adjacents.

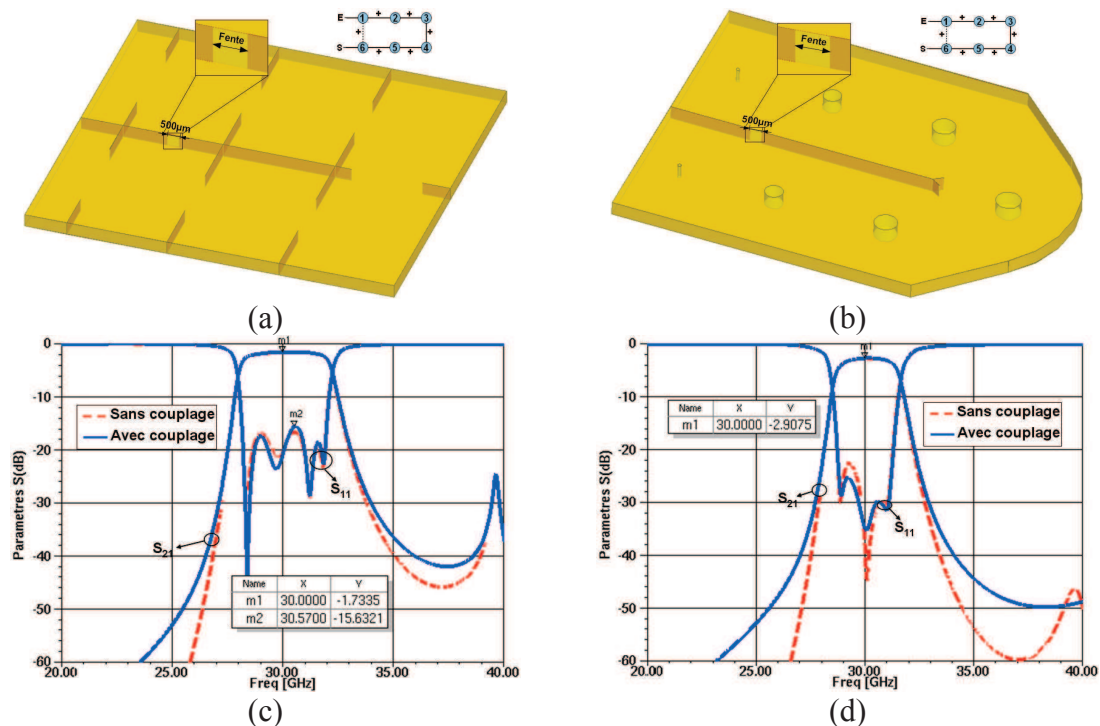


Figure 4-28 : (a-c) Filtre SIW à iris d'ordre 6 replié et réponses électriques (b-d) Filtre SIW à post d'ordre 6 replié et réponses électriques : avec et sans couplage par iris

Les Figure 4-28 (c) et (d) présentent les réponses électriques avec et sans couplage des deux topologies de filtres. Nous constatons une diminution de la réjection sur le filtre avec le couplage. Comme nous l'avons dit plus haut, le couplage par iris est de nature magnétique donc de même signe que le couplage direct entre les résonateurs adjacents. Par conséquent ce type de couplage ne favorise pas la création des zéros de transmission hors bande. Il permet d'aplatir le TPG, tout en diminuant la réjection. Il nous faut donc nécessairement réaliser un couplage de nature électrique afin d'apporter le signe de couplage opposé.

#### 4.6.2.2. Couplage par une ligne microruban

Pour matérialiser cette solution on vient déposer une fine couche de diélectrique sur la face supérieure du filtre, laquelle va servir de substrat pour la ligne qui y sera gravée. Il s'agit ici de venir puiser le champ électrique, là où il est maximum, c'est-à-dire au centre de la cavité, en effectuant le couplage à l'aide d'une ligne de transmission demi onde. La ligne microruban est reliée à deux sondes coplanaires réalisées au-dessus de chacune des cavités 1 et 6 [Figure 4-29 (a)]. La technique a été développée par M. El Mostrah au cours sa thèse au Lab-STICC [29]. L'utilisation de cette solution nous offre trois degrés de liberté pour contrôler la valeur du couplage. En effet, ce dernier peut être contrôlé en jouant sur la longueur ou sur la largeur de la ligne ou bien sur l'épaisseur de la couche diélectrique. Dans cette partie, nous avons considéré un filtre à post.

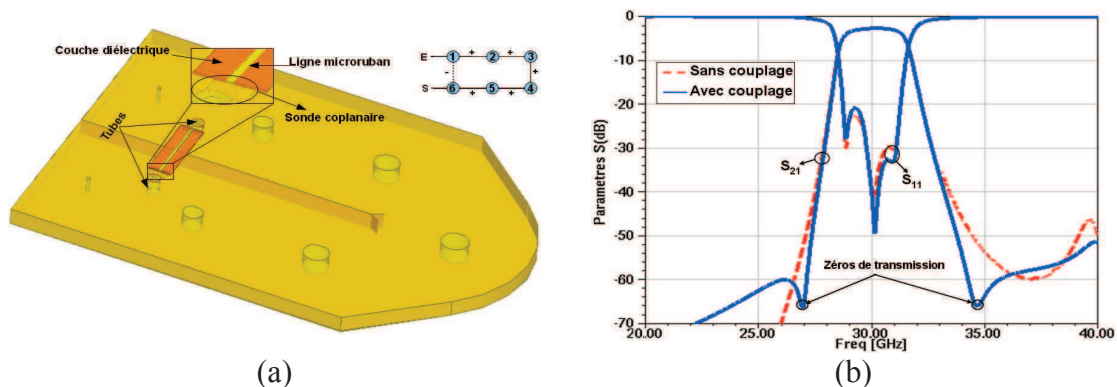


Figure 4-29 : (a) Filtre SIW d'ordre 6 à post et (b) performances électriques avec couplage par une ligne microruban

La couche de diélectrique sur laquelle est gravée la ligne microruban de largeur 100 $\mu$ m et de longueur 3,38mm est un substrat Arlon de permittivité 2,2 et d'épaisseur 30 $\mu$ m. En complément nous avons réalisé des canaux verticaux traversant tout le substrat dans le but de contrôler les zéros de transmission en renforçant le champ électrique

par le biais d'un liquide diélectrique. Cependant la dynamique de cette solution reste très faible.

La Figure 4-29 (b) présente les réponses électriques simulées du filtre sans et avec couplage croisé. On note bien la présence de deux zéros de transmission équilibrés dans la bande atténuée. La sonde coplanaire est placée au centre de la cavité, à un endroit où le champ électrique est maximal, ce qui permet via une ligne microruban de longueur 3,38mm (environ  $\lambda/2$  à 30 GHz) de réaliser un couplage électrique entre les cavités 1 et 6 et donc d'obtenir ainsi un signe de couplage opposé à celui du couplage direct.

Le couplage croisé par une ligne microruban est une solution intéressante mais reste tout de même de type planaire, et sort donc du cadre de notre travail qui consiste à imaginer un couplage croisé entièrement volumique.

##### 4.6.2.3. Couplage volumique par un guide d'ondes

La solution que nous voulons mettre en œuvre dans cette partie consiste à réaliser un couplage croisé entre les résonateurs 1 et 6 via un guide d'ondes rectangulaire. Ce dernier est placé entre les cavités de sorte à faire passer l'énergie de l'une vers l'autre sans perturber les performances du filtre dans la bande passante. Pour ce faire, nous avons considéré dans un premier temps le filtre à post inductif en lui donnant la forme d'un « A », le guide de couplage étant centré sur les cavités 1-6 [voir Figure 4-30]. Le couplage dépend principalement de la longueur et des dimensions transversales du guide. Ces dernières sont optimisées de sorte que l'on puisse faire passer l'énergie dans le guide sans trop modifier la forme des cavités connectées.

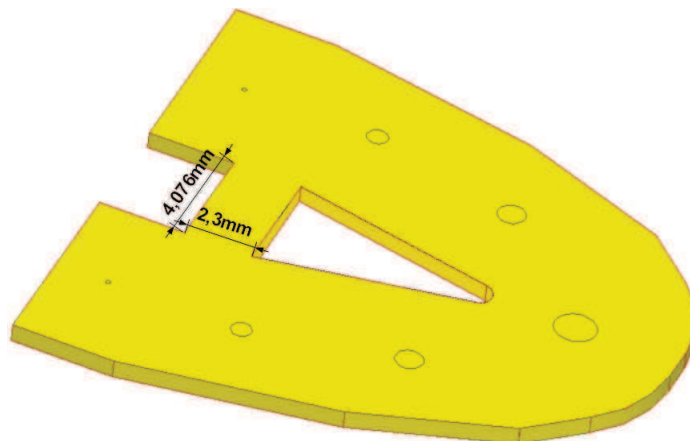


Figure 4-30 : Filtre SIW d'ordre 6 replié en « A » avec couplage par guide d'ondes

Après une longue période de tâtonnement, d'optimisation et de réglage, nous ne sommes pas parvenus avec cette topologie à réaliser un couplage adéquat, nous permettant d'obtenir les zéros recherchés. Face à cette difficulté, nous avons imaginé dans un premier temps que ce problème était lié à la topologie du filtre à post et notamment au comportement des lignes de champ électromagnétique au sein des cavités. Nous avons donc repris le problème, mais sur la base cette fois d'un filtre à iris. Ce choix était basé sur le fait que les filtres à iris sont souvent utilisés pour réaliser des filtres quasi elliptiques [30]. Cet essai n'a toutefois pas permis de solutionner le problème. Le blocage vient en fait des dimensions transversales du guide et plus particulièrement de sa largeur. La fréquence de coupure du guide étant directement liée à sa largeur, une faible largeur de guide équivaut à une fréquence de coupure élevée. Dans notre cas, la largeur du guide de couplage est de 2,3mm ce qui correspond à une fréquence de coupure d'environ 57 GHz, donc bien au-delà de 30 GHz.

Pour se débarrasser de cette contrainte, nous avons supprimé les parois métalliques latérales du guide et ainsi matérialisé une structure de propagation constituée de deux plans métalliques horizontaux [voir Figure 4-31 (a)]. Nous avons dans un premier temps remplacé les parois latérales par des murs magnétiques (perfect. H) pour contenir le champ électromagnétique dans le guide. Sachant que ces murs ne sont pas réalisables en pratique, nous les avons ensuite éliminés.

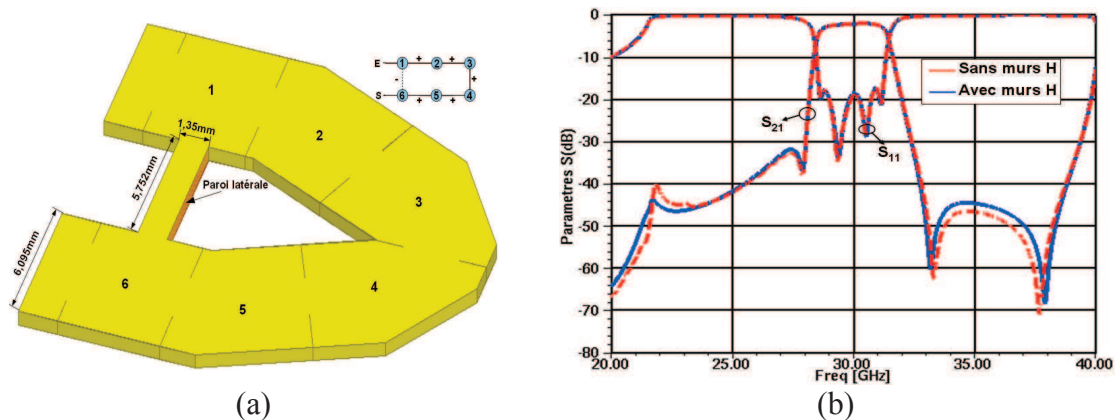


Figure 4-31 : (a) Filtre SIW à iris d'ordre 6 replié et (b) performances électriques simulées avec couplage par guide

A la suite d'une phase d'optimisation et de réglage du filtre, nous avons obtenu les réponses électriques de la Figure 4-31 (b). Le filtre présente les zéros de transmission tant recherchés. Le deuxième zéro de transmission qui apparaît à 38 GHz dans la bande atténuée haute est lié à la topologie du filtre. Les résultats de simulation avec et

sans murs magnétiques se superposant parfaitement, dans la suite, nous travaillons donc avec des filtres sans murs magnétiques sur les parois latérales du guide. Le mode de propagation dans le guide de couplage constitué de deux plans métalliques horizontaux est quasi volumique. Lorsqu'on enlève les murs « perfect H », on dénature le comportement volumique du mode du fait que le champ magnétique n'est plus confiné dans le guide. Toutefois, le couplage se fait dans l'épaisseur du substrat à travers le guide de couplage sachant que le champ magnétique boucle à l'extérieur.

Après avoir réussi à créer des zéros de transmission avec le filtre à iris, nous avons repris dans un second temps le filtre à post sur lequel nous avons appliqué la même configuration de couplage. Le filtre optimisé est présenté à la Figure 4-32(a) et la réponse associée à la Figure 4-32(b).

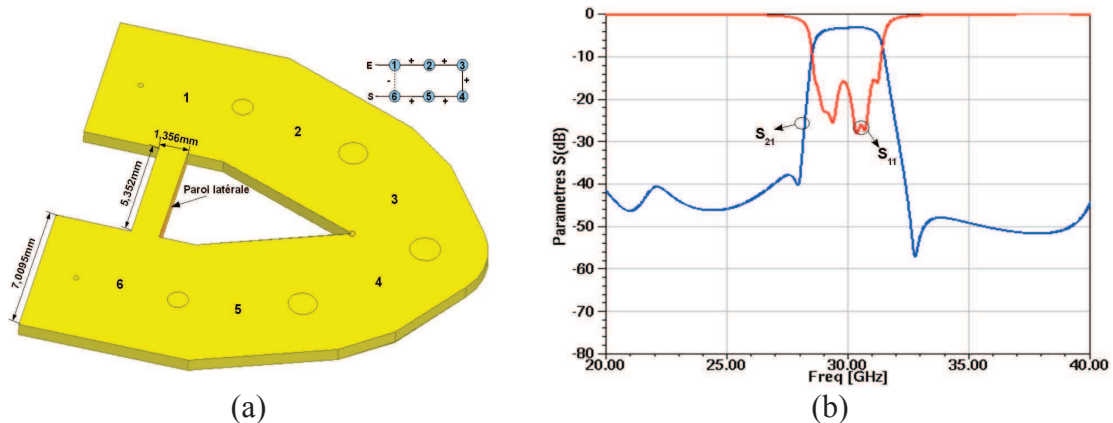


Figure 4-32 : (a) Filtre SIW à post d'ordre 6 replié et (b) performances électriques simulées avec couplage par guide

#### 4.6.2.4. Influence du capot sur les performances du filtre

Pour anticiper les effets de boîtier sur les performances du filtre, nous avons étudié le comportement de la réponse électrique du filtre sous l'effet d'un boîtier métallique. Nous avons considéré pour cela, le filtre de la Figure 4-32 (a) collé à un plan métallique et un deuxième plan (capot) est suspendu au-dessus du filtre. Plusieurs positions de ce capot allant de 1 à 6 mm au-dessus du filtre sont considérées.



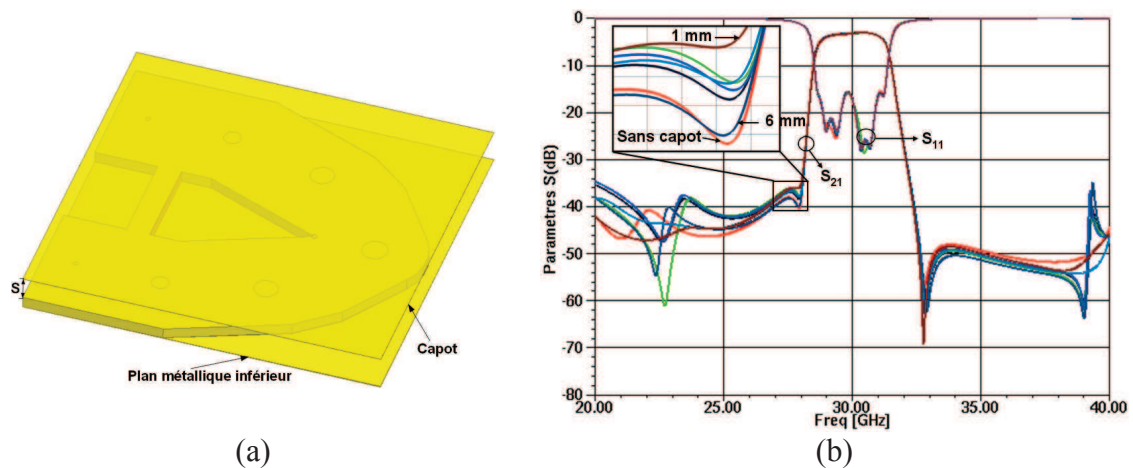


Figure 4-33 : (a) Masque du filtre d'ordre 6 replié avec capot et (b) performances électriques

Comme le montre la Figure 4-33 (b), aucune perturbation significative n'est notée sur les performances électriques du filtre. Les zéros de transmission hautes fréquences restent inchangés quelle que soit la position du capot, par contre en basses fréquences on observe quand même une légère modification de la réponse. Ceci montre que le couplage est relativement bien confiné dans le guide que nous venons de créer [cf. Figure 4-34]. Lorsque le capot est à 0mm du filtre, les zéros de transmission disparaissent (déorientation du champ magnétique).

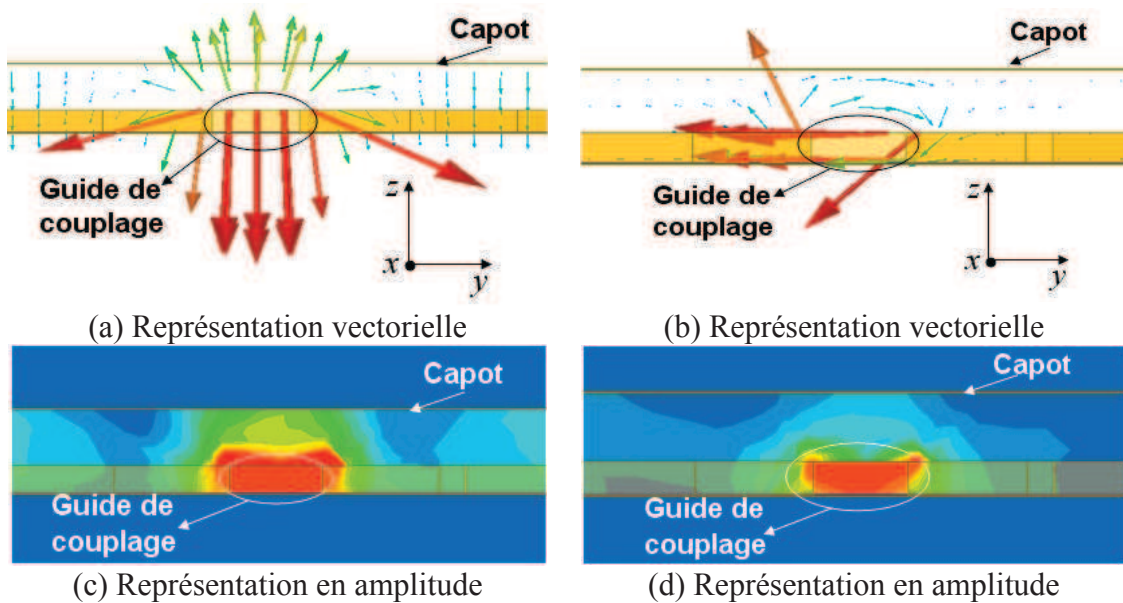


Figure 4-34 : Répartition des champs électrique (a-c) et magnétique (b-d) dans le guide de couplage

#### 4.6.2.5. Résultats expérimentaux

Pour l'étude expérimentale nous avons conçu et simulé le filtre de la Figure II 27 (a) sur un substrat alumine de permittivité 9,9 et  $\tan\delta = 3 \times 10^{-4}$ . Des transitions guide

d'ondes / microruban sont rajoutées sur les accès du filtre pour la mesure. Le filtre a ensuite été réalisé chez TFP à Toulouse.

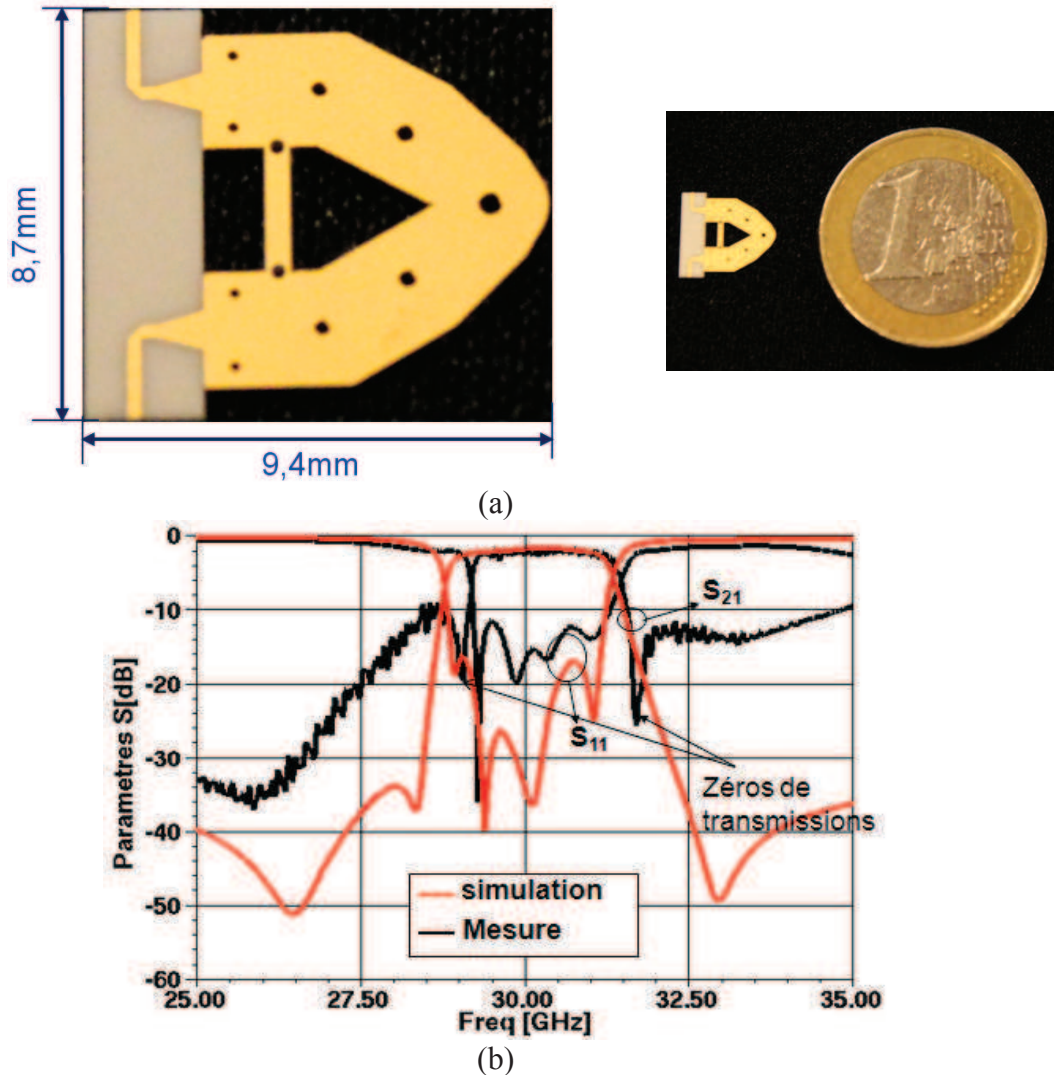


Figure 4-35 : (a) Photographie du filtre en « A » et (b) performances électriques

La Figure II 30 (b) présente les résultats de mesure obtenus sur le filtre en « A » qui montrent un bon accord avec la simulation. Avec un niveau de pertes d'insertion autour de 2 dB comme prévu par la simulation et une adaptation d'environ 12 dB. On remarque bien la présence des zéros de transmission hors bande. Ceci montre la fiabilité du guide de couplage réalisé. La remontée des zéros pourrait provenir au couplage parasite dû à la proximité des accès. On note aussi une contraction de la bande passante du côté gauche qui serait dû aux couplages parasites des accès et à l'effet boîtier de la cellule de mesure.

### 4.6.3. Contrôle des zéros de transmission

Pour pouvoir contrôler les zéros, nous avons choisi de placer nos éléments d'accord en réalisant des trous (tubes) dans les zones où il est susceptible d'avoir un effet significatif notamment au centre du guide et à ses deux extrémités. Nous avons pour cela utilisé successivement : Galinstan, eau désionisée et liquide magnétique.

#### 4.6.3.1. Zéros de transmission contrôlés par un tube au centre du guide

Pour réaliser le contrôle des zéros de transmission, nous avons réalisé un trou vertical traversant tout le substrat au centre du guide. L'étude est faite sur les deux topologies de filtre en considérant les trois types de liquide.

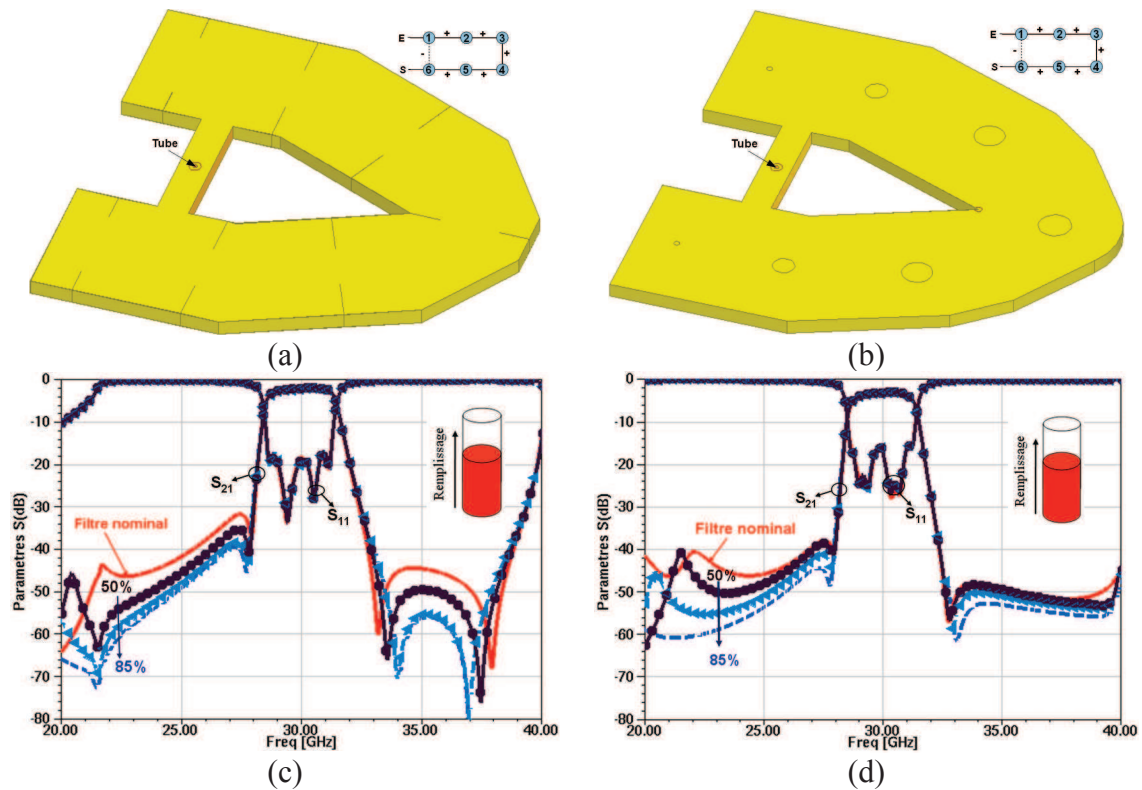


Figure 4-36 : Zéros de transmission contrôlés par du Galinstan

#### 4.6. Mise en évidence du rétro couplage volumique

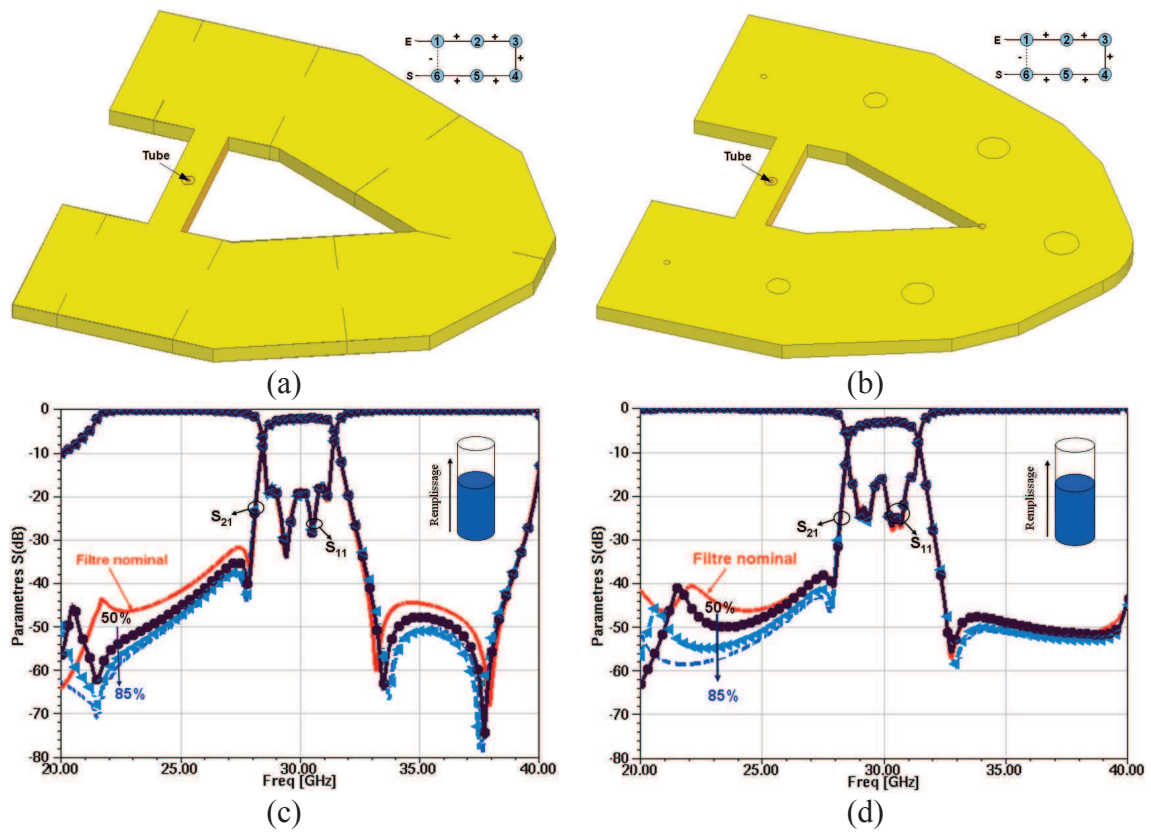


Figure 4-37 : Zéros de transmission contrôlés par de l'eau désionisée

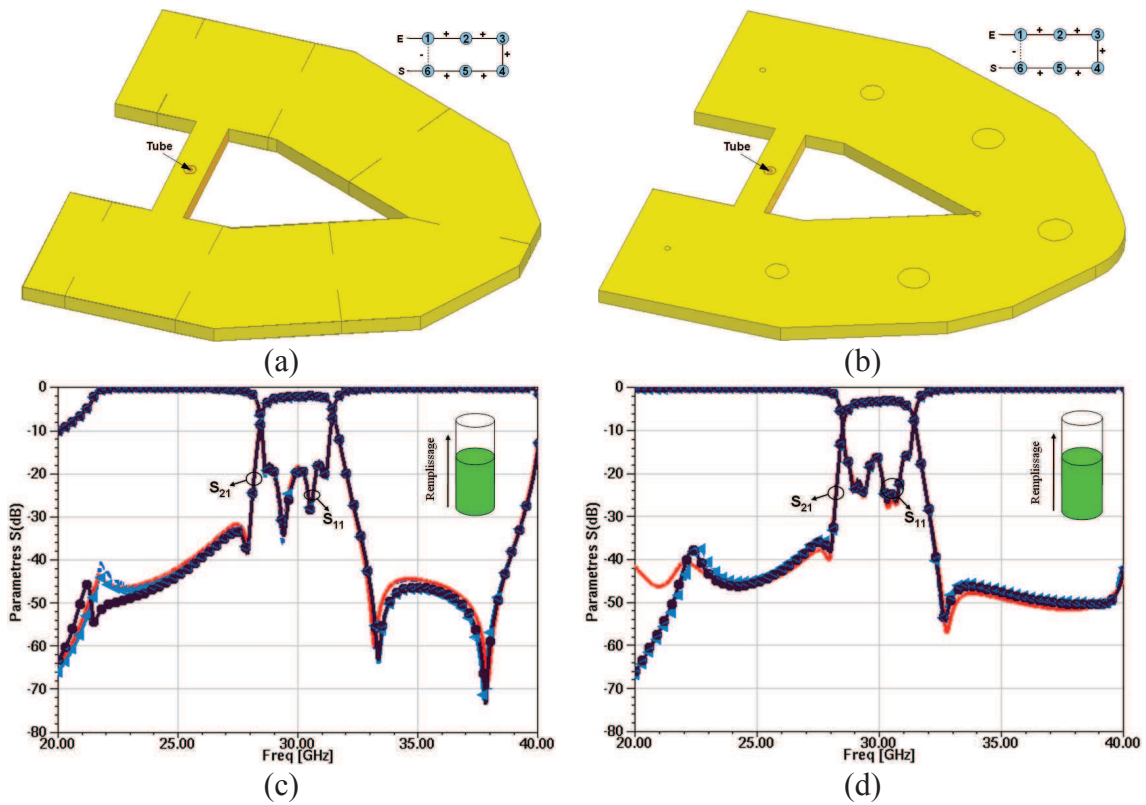


Figure 4-38 : Zéros de transmission contrôlés par un liquide magnétique

Le contrôle des zéros de transmission s'effectue par circulation de liquides dans les tubes. Ces liquides, selon leur nature, modifient la répartition du champ électromagnétique dans le guide de couplage, ce qui par conséquent, conduit à un changement de la position des zéros. Lorsqu'on introduit du Galinstan dans le tube, on observe un décalage vertical descendant des zéros de transmission, la variation étant proportionnelle à la quantité de Galinstan dans le tube. Avec de l'eau désionisée [Figure 4-37], on obtient le même phénomène. Cependant, le décalage des zéros de transmission est légèrement moins important. Dans les deux cas, la dynamique est plus remarquable au niveau du filtre à iris que pour celui du filtre à post. Enfin les Figure 4-38 (c) et (d) présentent les performances électriques des filtres contrôlés par un liquide magnétique. On constate ici que la dynamique est quasi nulle.

#### 4.6.3.2. Zéros de transmission contrôlés par deux tubes placés aux deux extrémités du guide de couplage

Dans cette partie, nous avons cette fois réalisé deux trous aux deux extrémités du guide afin d'observer le comportement des zéros de transmission vis à vis des liquides. Nous ne considérons que le filtre à post inductifs pour cette étude, les résultats obtenus avec les filtres à iris étant quasi identiques.

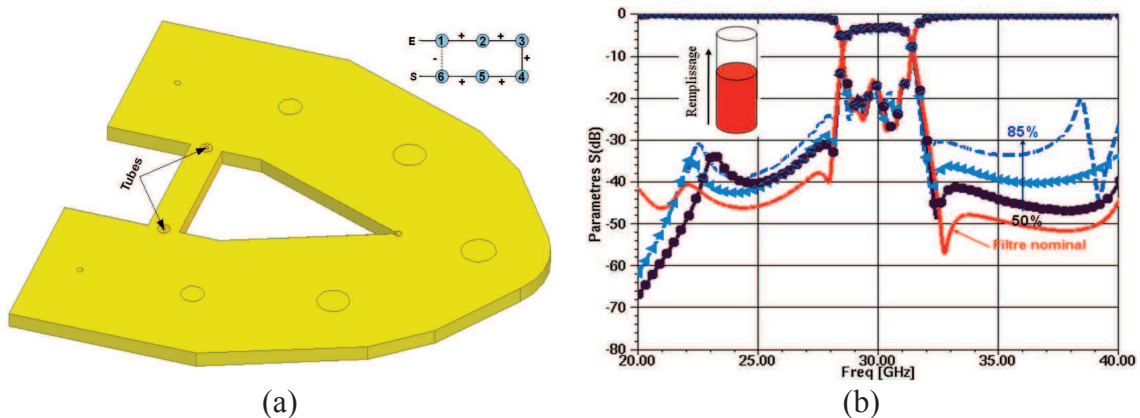


Figure 4-39 : Zéros de transmission contrôlés par du Galinstan

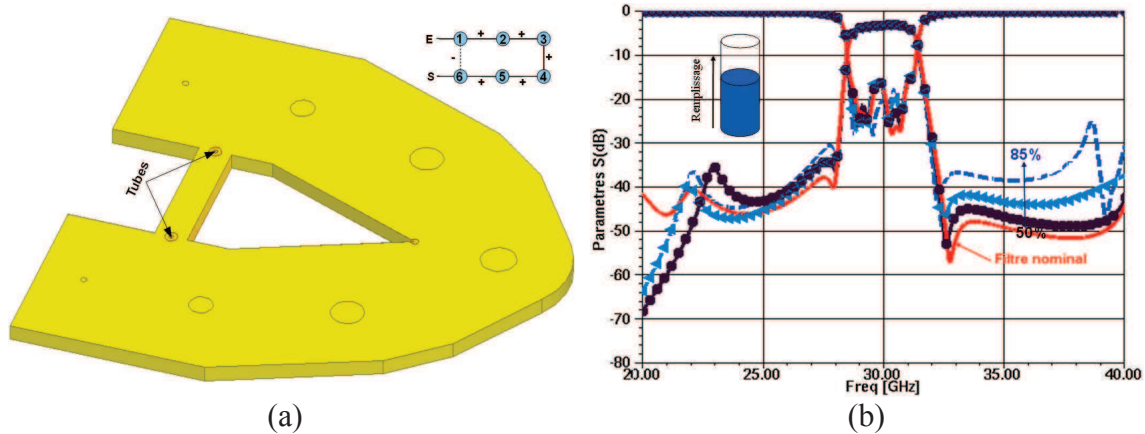


Figure 4-40 : Zéros de transmission contrôlés par de l'eau désionisée

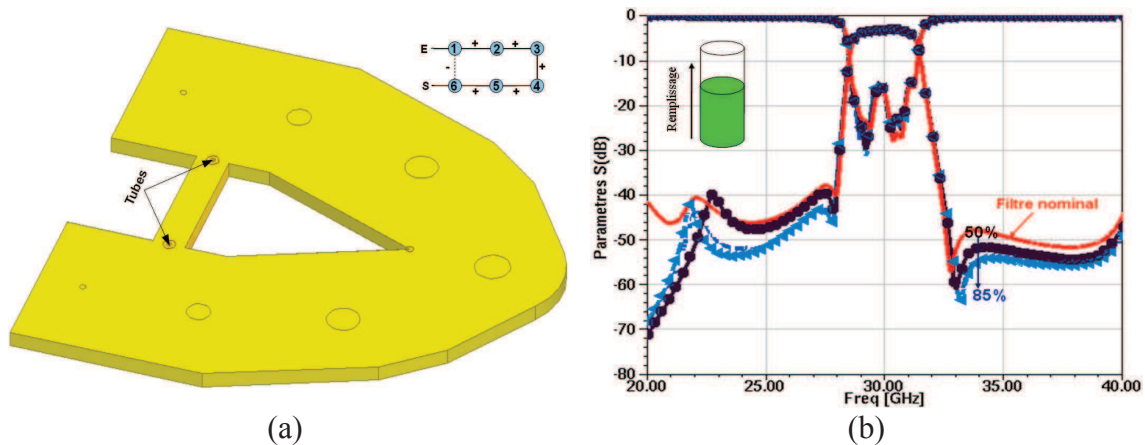


Figure 4-41 : Zéros de transmission contrôlés par du liquide magnétique

Comme dans le cas précédent, lorsqu'on remplit les deux tubes avec du Galinstan, on observe un mouvement vertical des zéros de transmission mais en sens inverse. En effet, ces derniers remontent au fur et à mesure que l'on remplit les tubes. Le fait d'avoir deux tubes a permis d'obtenir une dynamique plus importante. L'utilisation d'eau désionisée [Figure 4-40 (b)] provoque un mouvement des zéros de transmission similaire à celui obtenu avec du Galinstan, mais avec une dynamique moins importante. Avec un liquide magnétique [Figure 4-41 (b)], on observe un mouvement des zéros de transmission opposé à celui des deux cas précédents. Contrairement au Galinstan et à l'eau désionisée, le liquide magnétique fait descendre les zéros. Ceci tend à prouver la présence du champ magnétique à cet endroit. Le mouvement observé montre bien le comportement antagoniste entre ce type de liquide et un liquide diélectrique, tel que l'eau désionisée.

#### 4.6.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons mis en évidence comment réaliser un rétro couplage « volumique » pour le contrôle des zéros de transmission en technologie microfluidique. Pour ce faire, nous avons replié latéralement le filtre de façon à intercaler entre les cavités 1 et 6, un guide de propagation « quasi volumique », constitué de plans métalliques sur les faces supérieure et inférieure du substrat. Le contrôle des zéros de transmission est ensuite assuré par des liquides conducteurs (Galinstan), diélectriques (eau désionisée) et magnétiques. Les performances électriques simulées obtenues sont assez satisfaisantes, mais on souhaiterait quand même pouvoir améliorer nettement la dynamique.

La dynamique des zéros de transmission étant liée à l'interaction entre le champ électromagnétique et les liquides, ceci impose un choix sur la position des trous (tubes). Pour cela, deux positions étaient considérées : la première consiste à placer un tube au centre du guide et pour la seconde nous avons placé un tube aux extrémités du guide.

Outre l'aspect accordabilité, la solution proposée est originale en soit et doit permettre de mettre en œuvre assez facilement, des solutions de filtrage performantes et simples. Même si les parois latérales de l'élément de couplage sont ouvertes, il n'y a pas d'interaction avec l'extérieur. Nous avons en fait, vérifié que la présence d'un capot proche de la structure (1 ou 2 mm) n'a aucun effet sur la réponse du filtre.

## 4.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et présenté les résultats de simulation sur l'accordabilité microfluidique en fréquence centrale et en bande passante, obtenus sur des filtres SIW ; mais également la mise en évidence du rétro couplage volumique entre cavités non adjacentes pour le contrôle des zéros de transmission en technologie microfluidique.

Nous avons commencé l'étude par un choix de la technologie et des liquides utilisés pour réaliser les fonctions souhaitées. Le but était de réaliser des filtres volumiques sur des structures ayant une hauteur importante. Mais compte tenu des contraintes imposées par la SU-8, il a été décidé de travailler en technologie SIW. Concernant le choix des liquides, nous avons vu que la meilleure dynamique en fréquence centrale est obtenue avec du Galinstan.

Les parties trois et quatre de ce chapitre étaient consacrées à la faisabilité du principe de l'accordabilité microfluidique sur des filtres SIW à iris et à posts inductifs. Nous avons présenté les résultats de simulation de l'accord en fréquence centrale et en bande passante. Pour réaliser cet accord, nous avons utilisé des liquides conducteurs, diélectriques et magnétiques ; et un choix sur la position des tubes a été fait. Des trous sont réalisés au centre de chaque cavité pour le contrôle de la fréquence centrale. Pour la variation de la largeur de la bande passante, des trous ont aussi été réalisés dans le plan des iris (filtre à iris) et des canaux en forme d'anneaux ont été réalisés autour des plots de couplage (filtres à posts inductifs). Les performances électriques obtenues sur ces dispositifs sont dans l'ensemble intéressantes et sont en accord avec l'état de l'art.

Dans la dernière partie, nous avons étudié la mise en évidence du rétro couplage volumique sur des filtres SIW. Pour cela, nous avons tout d'abord replié latéralement le filtre en utilisant des formes originales. Le couplage croisé entre les cavités 1 et 6, a été réalisé à travers un guide d'ondes constitué de deux plans horizontaux. Ceci a permis de réaliser un couplage de type électrique entre ces deux cavités et ainsi de créer les zéros de transmission. Nous avons ensuite regardé la faisabilité du contrôle de ces zéros à l'aide de liquides. Ceci est réalisé par un choix adéquat de la position des canaux, permettant d'obtenir une forte interaction entre les liquides et le champ électromagnétique.



La dynamique des zéros de transmission obtenue est notable, mais mériterait d'être améliorée.

Au travers des résultats présentés dans ce chapitre, nous avons montré la souplesse d'accord par voie microfluidique. Diamètre et position des canaux d'accord, nature des liquides sont autant de paramètres d'ajustement. Concernant maintenant le potentiel de cette solution, l'exemple que nous avons traité et comparé par rapport à la solution à diodes PIN est suffisamment démonstratif. Il reste bien entendu beaucoup de problèmes à régler pour finaliser expérimentalement cet exemple, en termes de choix de liquide, de choix de commande...

## Bibliographie du chapitre 4

- [1] R. Stefanini, M. Chatras, A. Pothier, J.-C. Orlianges, et P. Blondy, « High Q Tunable Cavity using Dielectric Less RF-MEMS Varactors », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 1744-1747, oct. 2009.
- [2] W. D. Yan et R. R. Mansour, « Micromachined Millimeter-wave Ridge Waveguide Filter with Embedded MEMS Tuning Elements », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*,, p. 1290 -1293, 2006.
- [3] R. F. Skedd et G. F. Cravek, « New Type of Magnetically Tunable Multisection Bandpass Filter in Ferrite-Loaded Evanescent Waveguide », *IEEE Transactions On Magnetics*,, vol. 3, p. 397-401, sept. 1967.
- [4] N. M. Alford, O. Y. Buslov, V. N. Keis, A. B. Kozyrev, P. K. Petrov, et A. Y. Shimko, « Band-Pass Tunable Ferroelectric Filter Based on Uniplanar Dielectric Resonators », *Proceedings of the 1st European Wireless Technology Conference*, p. 282-285, oct. 2008.
- [5] A. E. Atia et A. E. Williams, « Dual Mode Canonical Waveguide Filters », *Micro-wave Symposium Digest, MTT-S International*, vol. 77, p. 397 -399, 1977.
- [6] A. Kirilenko, L. Rud, V. Tkachenko, et D. Kulik, « Design Of Bandpass And Low-pass Evanescent-Mode Filters On Ridged Waveguides », *29th European Microwave Conference*, p. 239-242, 1999.
- [7] A. Kirilenko, L. Rud, V. Tkachenko, et D. Kulik, « Evanescent-Mode Ridged Waveguide Bandpass Filters With Improved Performance », *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 50, p. 1324-1327, mai 2002.
- [8] F. Huang et R. R. Mansour, « Tunable Compact Dielectric Resonator Filters », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 559-562, oct. 2009.
- [9] M. Memarian et R. R. Mansour, « Dual-Band Half-Cut Dielectric Resonator Filters », *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, p. 555-558, oct. 2009.

- [10] R. Zhang et R. R. Mansour, « Dual-Band Dielectric-Resonator Filters », *Ieee Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 57, p. 1760-1766, juill. 2009.
- [11] A. Ismail, M. S. Razalli, M. A. Mahdi, W. N. I. Wan Darman, R. S. A. Raja Abdullah, et M. M. Isa, « Micromachined W-band Integrated Rectangular Waveguide Filter Utilising SU-8 », in *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*, 2007, p. 1-4.
- [12] M. Bozzi, Feng Xu, D. Deslandes, et Ke Wu, « Modeling and Design Considerations for Substrate Integrated Waveguide Circuits and Components », in *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2007. TELSIKS 2007. 8th International Conference on*, 2007, p. P-VII-P-XVI.
- [13] Xiao-Ping Chen et Ke Wu, « Low-loss ultra-wideband transition between conductor-backed coplanar waveguide and substrate integrated waveguide », in *Micro-wave Symposium Digest, 2009. MTT'09. IEEE MTT-S International*, 2009, p. 349-352.
- [14] D. Deslandes et Ke Wu, « Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, n<sup>o</sup>. 2, p. 593-596, 2003.
- [15] Ji-Xin Chen, Wei Hong, Zhang-Cheng Hao, Hao Li, et Ke Wu, « Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, n<sup>o</sup>. 2, p. 84-86, 2006.
- [16] Y. Cassivi et K. Wu, « Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, n<sup>o</sup>. 2, p. 48-50, 2003.
- [17] Li Yan, Wei Hong, Guang Hua, Jixin Chen, Ke Wu, et Tie Jun Cui, « Simulation and experiment on SIW slot array antennas », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, n<sup>o</sup>. 9, p. 446-448, 2004.
- [18] W. D'Orazio et Ke Wu, « Substrate-Integrated-Waveguide Circulators Suitable for Millimeter-Wave Integration », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, n<sup>o</sup>. 10, p. 3675-3680, 2006.

- [19] Ke Wu, D. Deslandes, et Y. Cassivi, « The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics », in *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIS 2003. 6th International Conference on*, 2003, vol. 1, p. P-III-P-X vol.1.
- [20] Cao Tri Bui, P. Lorenz, M. Saglam, W. Kraemer, et R. H. Jansen, « Investigation of Symmetry Influence in Substrate Integrated Waveguide (SIW) Band-Pass Filters using Symmetric Inductive Posts », in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, 2008, p. 492-495.
- [21] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. New York: Wiley, 1998.
- [22] J. BARRAL, R. BONNEFILLE, M. DURET, et M. KANT, « Contribution à l'étude des propriétés macroscopiques des ferrofluides », *REVUE DE PHYSIQUE APPLIQUÉE*, n° 12, p. 1711-1717, oct. 1977.
- [23] T.-S. Yun, H. Nam, K.-B. Kim, et J.-C. Lee, « Iris waveguide bandpass filter using substrate integrated waveguide (SIW) for satellite communication », in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 4 pp.
- [24] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, vol. 21. IET, 1951.
- [25] A. Stoppa, J. Hunger, et R. Buchner, « Conductivities of Binary Mixtures of Ionic Liquids with Polar Solvents† », *Journal of Chemical & Engineering Data*, vol. 0, n° 0, 2000.
- [26] Rilo, E., Pico, J., Garcia-Garabal, S., Segade, Luisa, Varela, L. M., et Cabeza, Oscar, « Electrical Conductivity and Viscosity of Aqueous Binary Mixtures of 1-Alkyl-3-methyl Imidazolium Tetrafluoroborate at Four Temperatures », *J. Chem. Eng. Data*, vol. 55, p. 639-644, 2010.
- [27] A. Stoppa, O. Zech, W. Kunz, et R. Buchner, « The Conductivity of Imidazolium-Based Ionic Liquids from (-35 to 195) °C. A. Variation of Cation's Alkyl Chain† », *Journal of Chemical & Engineering Data*, vol. 55, n° 5, p. 1768-1773, mai 2010.
- [28] M. Galinski, A. Lewandowski, et I. Stepniak, « Ionic liquids as electrolytes », *Electrochimica acta*, vol. 51, n° 26, p. 5567-5580.

- [29] A. El mostrah, « Etude de filtres semi-volumiques pour les charges utiles flexibles des futurs satellites de télécommunications », Université de Bretagne Occidentale, Lab-STICC, 2011.
- [30] Xiaoping Chen, Wei Hong, Zhangcheng Hao, et Ke Wu, « Substrate integrated waveguide quasi-elliptic filter using extracted-pole technique », in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, 2005, vol. 1.

## Conclusion générale & perspectives

Les travaux effectués au cours de cette thèse s'inscrivent dans le contexte très général du développement de nouveaux dispositifs innovants en vue de répondre aux exigences des systèmes de télécommunication du futur. Notre contribution vise à développer des filtres accordables sur la base d'un principe microfluidique. Il s'agit à terme de profiter des potentialités des structures volumiques, en termes de facteur de qualité, en venant réaliser l'accord au cœur même de la cavité par un déplacement de matière.

Un état de l'art sur les filtres accordables ainsi que sur les différentes solutions technologiques permettant de les réaliser a été effectué. Ceci a permis dans un premier temps de lister et de comparer les performances des différentes solutions, et dans un second temps de passer en revue les solutions de filtres accordables en fréquence centrale et/ ou en bande passante, en technologies planaire et volumique. Nous avons pu remarquer au cours de cette étude, que si l'accord en fréquence des filtres planaires est « aisé » à mettre en œuvre, ça n'est pas toujours le cas pour leurs homologues volumiques. Le contrôle de la fréquence de ces derniers doit se faire en perturbant l'énergie stockée à l'intérieur des cavités. Jusqu'à présent, les techniques d'accord proposées se faisaient essentiellement en surface, via l'utilisation d'éléments actifs reportés, diodes par exemple.

Cet état de l'art a donc mis en évidence, la grande diversité des solutions possibles, mais aussi les problématiques associées, ne faisant que confirmer l'idée d'imaginer des solutions alternatives et pourquoi pas de rupture. C'est dans une certaine mesure ce qui a motivé nos travaux en proposant une méthode « 3D » de modification de l'énergie à partir d'une commande microfluidique enterrée.

En premier lieu, un état de l'art, sur la microfluidique, les solutions de microfabrication et les techniques de manipulation de fluides, a été effectué. Cet état de l'art était nécessaire pour mieux comprendre la problématique, et sur quelques autres points apporter de nouvelles orientations dans les domaines de la microfabrication et de la microfluidique en rapport avec le laboratoire LAAS avec lequel nous collaborons dans le cadre du projet RF-IDROFIL.

Dans le chapitre 3, qui pour l'essentiel, est consacré à l'étude de la faisabilité de l'accord en fréquence de dispositifs planaires en technologie microfluidique à partir d'un liquide diélectrique de forte constante diélectrique, nous avons présenté des résultats de simulation et expérimentaux. L'eau désionisée est utilisée comme liquide diélectrique pour cette étude, grâce à sa permittivité diélectrique élevée. Dans un premier temps l'eau désionisée est considérée sans tenir compte de la dispersion en fréquence, de sa permittivité et de sa tangente de pertes. Les résultats de mesure sont en bon accord avec la simulation, laissant apparaître que la dispersion en fréquence de la permittivité de l'eau même si elle paraît importante à 30 GHz, n'est pas trop pénalisante du point de vue de la dynamique en fréquence. Toutefois, un décalage systématique en fréquence de 5 GHz est observé entre la mesure et la simulation sur toutes les structures étudiées. Ce décalage serait, dans une première approche, lié à une méconnaissance de la valeur de la permittivité du substrat SU-8. Nous avons donc effectué une rétro simulation en modifiant cette valeur, ce qui a permis de superposer les réponses mesurées et simulées. Outre des résonateurs basiques, nous avons aussi étudié le comportement de fonctions plus évoluées tels que des filtres à stubs et des filtres DBR. La fabrication technologique des circuits a été réalisée au LAAS. C'est une opération qui a demandé beaucoup de travail et parfois de revoir complètement les process de fabrication. Les problèmes rencontrés sont d'ordre divers : report de masse sur les accès coplanaires, sur les courts-circuits, dysfonctionnement du Kit TRL, défaut de métallisation du plan de masse. Tout cela a conduit dans un premier temps, à observer des niveaux de pertes importants, permettant difficilement d'apprécier la qualité hyperfréquence de nos circuits. Cependant, après correction du process, les choses ont très nettement évolué conduisant à des mesures hyperfréquences réellement exploitables.

L'étude est élargie aux commutateurs RF microfluidiques pour lesquels on utilise le Galinstan comme liquide conducteur pour assurer les contacts électriques. Des commutateurs d'ordre 1 (SPST), d'ordre 2 (SPDT) et d'ordre 3 (SP3T) ont été étudiés. Compte tenu des difficultés à utiliser un tel liquide, liées à des problèmes d'oxydation et le fait qu'il attaque chimiquement un grand nombre de matériaux, il n'a pas été possible de réaliser des circuits. Cependant, des simulations ont montré que les performances que l'on pourrait atteindre avec de telles solutions sont tout à fait intéressantes et com-

parables à ce que l'on peut trouver dans la littérature, sur des dispositifs analogues à base de MEMS, diodes...

Nous avons présenté dans le chapitre 4, les résultats concernant l'accordabilité des filtres volumiques. Nous avons abordé ces travaux sous plusieurs axes.

Le premier axe concerne exclusivement l'accord en fréquence centrale et/ou en bande passante des filtres volumiques. Nous avons pour cela considéré la technologie SIW pour réaliser nos fonctions. Elle permet à moindre coût de matérialiser des cavités volumiques tout en assurant une compatibilité planaire, le prix à payer étant la limitation de la valeur du facteur de qualité, due à l'épaisseur limitée du substrat. En première approche, l'accord en fréquence centrale est assuré avec du Galinstan à travers des canaux verticaux (trous) réalisés au centre des cavités. Pour obtenir une dynamique importante de la fréquence centrale, un choix judicieux de la position et des diamètres des canaux a été effectué au préalable. Dans un second temps la variation de la bande passante est réalisée en considérant trois types de liquides : conducteurs (Galinstan), diélectriques (eau désionisée) et magnétiques. En plaçant les canaux aux endroits adéquats, nous avons pu obtenir des variations significatives de la largeur de la bande passante. Seules les performances simulées des dispositifs volumiques sont présentées dans ce manuscrit, toutefois, les circuits sont en cours de réalisation. Nous espérons pouvoir présenter quelques résultats expérimentaux au cours de la soutenance.

Dans le souci d'améliorer les performances électriques des filtres SIW surtout en termes de réjection hors bande, nous avons abordé la problématique du rétro couplage. Il s'agit ici de réaliser des couplages croisés entre résonateurs non adjacents pour créer des zéros de transmission et améliorer la réjection. Un rétro couplage volumique, à travers un guide partiellement démétallisé a été réalisé entre les cavités 1 et 6 de filtres (à iris et à post inductifs) d'ordre 6 repliés. La mise en œuvre de tels couplages a nécessité une véritable étude topologique du point de vue hyperfréquence, pour matérialiser un couplage électrique au sein d'un guide permettant de créer efficacement des zéros de transmission hors bande. En plaçant des tubes dans des positions optimales nous avons montré qu'il était possible de contrôler la position de ces zéros de transmission.

L'autre point important de ce chapitre 4 concerne le positionnement de la solution microfluidique par rapport à des solutions classiques. Dans ce contexte, sur un exemple



bien précis, nous avons montré qu'il est possible d'atteindre des dynamiques largement plus importantes, tout en maîtrisant les performances électriques et notamment les pertes. Il faudrait pouvoir démontrer expérimentalement cela. Les problèmes qui se posent concernent le choix du liquide, sa commande et au-delà la consommation associée. A terme on devra aussi aborder les temps de commutation qui seront sans doute pénalisants.

Comme indiqué dans le titre du projet RF-IDROFIL, il était prévu d'étudier l'aspect capteur. L'objectif était de regarder la signature électromagnétique (résonance) d'un stub en fonction des caractéristiques physico-chimiques d'un liquide, par exemple la concentration en sel de l'eau salée. Des tests ont été effectués à ce sujet au LAAS et les résultats ont fait l'objet d'une publication. L'étude mérite d'être approfondie et constitue à elle seule un véritable sujet.

Afin de lever les contraintes imposées par la SU-8, notamment en termes d'épaisseurs, il serait important de travailler avec des solutions alternatives sur la base de céramiques ou de polymères du type Cyclo Olefin par exemple. Ces deux exemples de matériaux, de part leur tangente de pertes faible, devrait permettre de considérer des circuits massifs, posant peut-être moins de problèmes de réalisation.

Un autre point important à regarder aussi, est celui des liquides conducteurs. Il apparaît en effet que le Galinstan pose trop de problème. Il faudrait pouvoir disposer d'un liquide facilement manipulable et possédant une conductivité suffisante. Un rapide coup d'œil a été jeté du côté des liquides ioniques, mais la conductivité ne paraît pas suffisamment importante. D'autres voies sont à regarder, et notamment celui de solutions chargées en micro ou nanoparticules.

Le dernier aspect concerne la commande, les principes d'accordabilité ayant été validés au cours de cette thèse. La mise en œuvre d'un dispositif accordable digne d'intérêt, passera par la matérialisation d'un circuit de commande fiable, compact et peu consommateur. La commande, est un sujet en elle-même. Elle peut dépendre de la nature du liquide. On peut aussi imaginer des systèmes mécaniques, indépendants de la nature du liquide sur la base de valves ou de pompes. La voie piézoélectrique est certainement à regarder de près à ce niveau. Il ne faut pas oublier la vitesse de commutation, nous avons déjà évoqué ce point, qui peut constituer une contrainte forte.

## Annexe A.

# Approximation en amplitude d'un filtre passe-bas idéal

### A.1 Approximation de Butterworth (maximally flat)

La fonction de filtrage de Butterworth se rapproche de la réponse en amplitude d'un filtre passe-bas idéal avec une approximation méplate à l'origine. La fonction de filtrage de Butterworth est donnée par :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (\text{A-1})$$

$n$  est l'ordre du filtre et  $\omega_c$  est la pulsation de coupure.

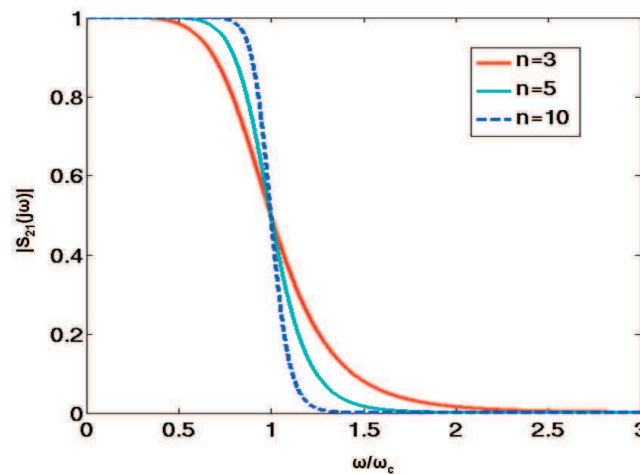


Figure A-1 : Réponse en amplitude du filtre passe-bas de Butterworth pour différents ordre

La réponse en amplitude d'un filtre passe-bas idéal est caractérisée par  $|S_{21}|^2 = 1$  pour  $\omega \leq \omega_c$  et  $|S_{21}|^2 = 0$  pour  $\omega > \omega_c$ . Comparée à celle-ci, la réponse en amplitude de la fonction de filtrage ne chute pas à zéro après la fréquence de coupure. On note une décroissance progressive de la fonction. Cette décroissance dépend de l'ordre du filtre. Comme on le voit sur la Figure A-1, plus l'ordre du filtre augmente plus la sélectivité est meilleure.

## A.2 Approximation de Tchebycheff (Equi-ripple)

La fonction de filtrage de Tchebycheff présente une équi-ondulation dans la bande passante. La fonction de filtrage de Tchebycheff est donnée par :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon \cdot T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad (\text{A-2})$$

$\varepsilon$  est lié à l'ondulation dans la bande passante et  $T_n(\omega)$  est le polynôme de Tchebycheff d'ordre  $n$ . Les expressions de ce polynôme sont obtenues par récurrence.

$$T_{n+1}(\omega) = 2\omega T_n(\omega) - T_{n-1}(\omega), \text{ avec } T_0(\omega) = 1 \text{ et } T_1(\omega) = \omega$$

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos\left(n \cdot \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \text{si } \omega \leq \omega_c \\ \cosh\left(n \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \text{si } \omega \geq \omega_c \end{cases} \quad (\text{A-3})$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{Lar}{10}} - 1} \quad (\text{A-4})$$

$Lar$  est l'ondulation dans la bande passante exprimée en dB.

La fonction de filtrage de Tchebycheff permet d'obtenir une forte réjection de plus on peut fixer l'ondulation dans la bande passante. Selon la valeur de l'ondulation dans la bande passante, il est possible d'atteindre des niveaux importants de réjection dans la bande atténuée sans pour autant augmenter l'ordre du filtre [Figure A-2].

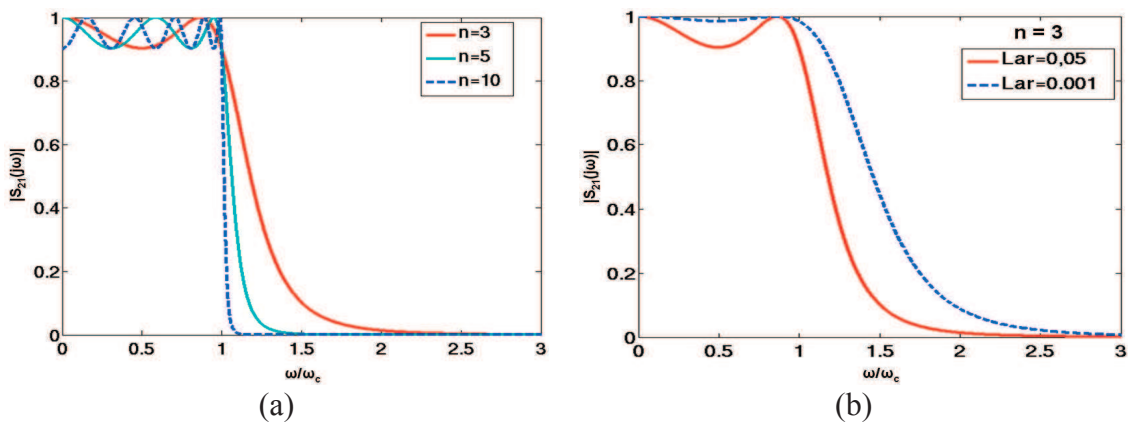


Figure A-2 : Réponse en amplitude du filtre passe-bas de Tchebycheff pour (a) différents ordre et (b) différentes valeurs d'ondulation

## Annexe B.

# Synthèse d'un filtre DBR (Dual Behavior Resonator)

### B.1 Le résonateur DBR

Le terme DBR désigne le comportement dual du résonateur. Un résonateur DBR consiste en l'association de deux structures coupe-bande différentes. Ces structures sont généralement de même nature mais de caractéristiques électriques différentes, ainsi on note leurs impédances  $Z_{s1}$  et  $Z_{s2}$ . Ce sont en général des stubs quart d'onde en circuit ouvert. Les stubs sont caractérisés par leurs impédances caractéristiques respectives  $Z_{c1}$  et  $Z_{c2}$ . Ici  $Z_{s1}$  et  $Z_{s2}$  correspondent aux impédances ramenées en entrée de chaque stub.

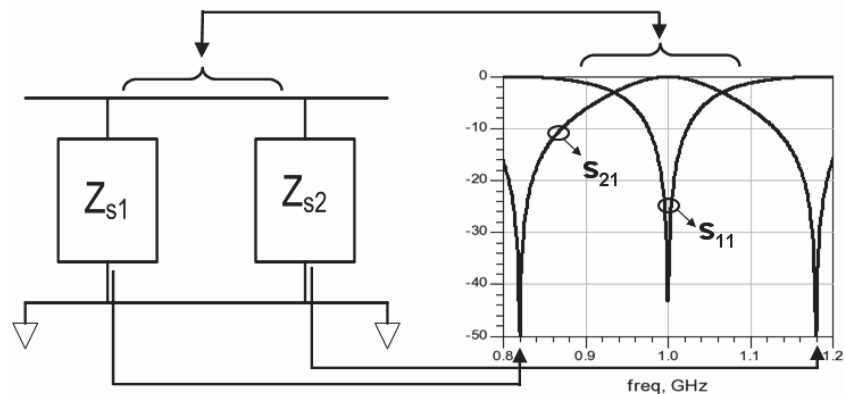


Figure B-1 : Structure basique d'un résonateur DBR

L'impédance équivalente de la structure permettant son étude est donnée par l'équation (B-1).

$$Z = \frac{Z_{s1} * Z_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2}} \quad (\text{B-1})$$

A partir de cette équation on peut constater que la mise en parallèle des deux structures coupe-bande n'a aucune incidence sur la position des zéros de transmission obtenus à  $Z_{s1} = 0$  ou  $Z_{s2} = 0$ . Un pôle est obtenu entre les deux zéros de transmission (bande passante), par recombinaison constructive lorsque les impédances  $Z_{s1}$  et  $Z_{s2}$  sont opposées. Dans ce cas, l'impédance équivalente  $Z$  tend vers l'infini.

## B.2 Filtre DBR

Un filtre DBR est obtenu par association de plusieurs résonateurs DBR séparés par des inverseurs d'impédance quart d'onde à la fréquence centrale du filtre. En effet, un filtre d'ordre  $n$  est constitué de  $2n$  stubs et de  $n+1$  inverseurs. La synthèse a été développée par C. Quendo [1]. A partir des spécifications électriques on définit les paramètres d'entrée.

Paramètres généraux	Résonateurs
$f_0$ (Hz)	$k_{j1}f_0$
$W$ (%)	$k_{j2}f_0$
$g_a = g_b = 1S$	$b_j$
$w' = 1$ Rad/s	
$A_m$ (dB)	
$g_k$	

Tableau 4-14 : Paramètres d'entrée

$g_k$  représente les coefficients de Tchebycheff (en général, on se base sur une fonction de filtrage de type Tchebycheff),  $b_j$  est le paramètre de pente (degré de liberté permettant d'ajuster les valeurs d'impédance),  $k_{j1}$  et  $k_{j2}$  sont respectivement les rapports entre les fréquences des zéros basse et haute fréquence et la fréquence centrale  $f_0$ .

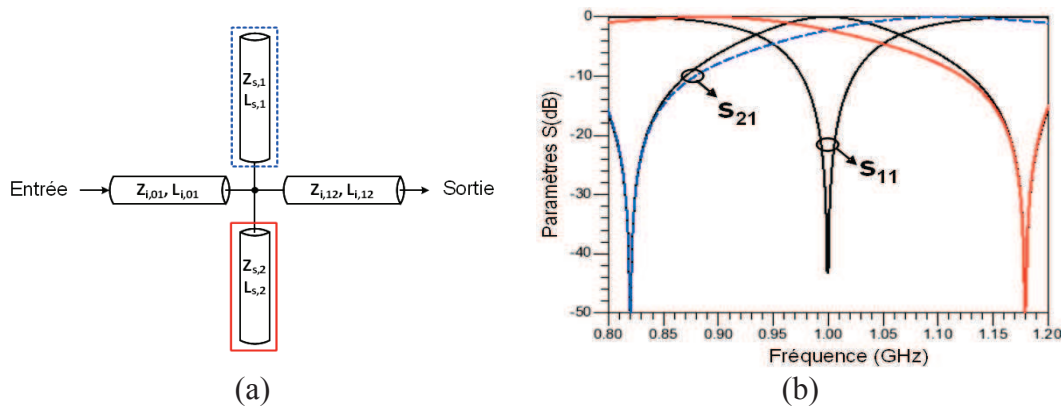


Figure B-2 : (a) Résonateur DBR et (b) réponse électrique associée

La mise en parallèle des structures n'ayant aucun effet sur la position de leurs zéros. Chaque stub d'impédance caractéristique  $Z_c$  en circuit ouvert présente une impédance ramenée de la forme :

$$Z_{subCO} = \frac{Z_c}{j \tan \theta_s} \quad (B-2)$$

Pour que cette impédance soit nulle il faut que  $\tan\theta_s = \infty$  à  $k_j f_0$  soit  $\theta_s = \frac{\pi}{2}$  ( $\frac{2\pi}{\lambda_0} k_j l_j = \frac{\pi}{2}$ ).

Dans cette condition, on obtient les longueurs des stubs.

$$l_{sj1} = \frac{\lambda_0}{4k_1} \qquad l_{sj2} = \frac{\lambda_0}{4k_2} \qquad \text{(B-3)}$$

La seconde condition permettant d'obtenir une bande passante par recombinaison constructive à la fréquence centrale consiste à annuler le dénominateur de l'équation (B-1) et de déterminer une relation entre les impédances des stubs. On obtient alors.

$$Z_{cj1} = -\frac{Z_{cj2} \tan \theta_1}{\tan \theta_2} \quad \text{à } f_0 \qquad \text{(B-4)}$$

$$Z_{cj2} = Z_0 \frac{\pi}{b_j} (R_j - S_j) \qquad \text{(B-5)}$$

$$b_j = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{\partial B_j(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \qquad \text{(B-6)}$$

$$R_j = \frac{(1 + \tan^2 \theta_{j2})}{4k_{j2}} \qquad S_j = \frac{(1 + \tan^2 \theta_{j1}) \tan \theta_{j2}}{4k_{j1} \tan \theta_{j1}} \qquad \text{(B-7)}$$

Un fois les résonateurs définis, il reste qu'à définir les valeurs des inverseurs d'admittances réalisés à l'aide de lignes quart d'onde, dont les impédances caractéristiques sont obtenues à partir des relations de l'équation (B-8).

$$J_{01} = \sqrt{\frac{\omega}{hg_k}} \qquad J_{k,k+1} = \frac{\omega}{h} \sqrt{\frac{1}{g_k g_{k+1}}} \qquad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\omega}{hg_n g_{n+1}}} \qquad Z_{k,k+1} = \frac{Z_0}{J_{k,k+1}} \qquad \text{(B-8)}$$

$h$  est un degré de liberté, un paramètre essentiel en filtrage puisqu'il permet une grande souplesse lors de la conception pratique du filtre. Ce paramètre se retrouve dans la plupart des synthèses classiques de filtres [2], [3].



## Annexe C.

### Perturbation d'une cavité rectangulaire

#### C.1 Variation du volume d'une cavité quelconque

La perturbation de la fréquence de résonance d'une cavité a été présentée par Pozar [4]. Il a développé des expressions de la variation de la fréquence de résonance d'une cavité quelconque en effectuant une perturbation dans son volume. La Figure présente les volumes de deux cavités identiques dont l'une est perturbée.



Figure C-1 : (a) cavité initiale et (b) cavité perturbée

$\vec{E}_0$ ,  $\vec{H}_0$ ,  $\omega_0$  et  $V_0$  sont respectivement les champs électrique, magnétique, la pulsation de résonance et le volume de la cavité initiale et  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\omega$  et  $V$  sont ceux de la cavité perturbée.

En appliquant les équations de Maxwell sur les champs électrique et magnétique de la cavité initiale et sur ceux de la cavité perturbée, on obtient les relations suivantes.

$$\overline{\text{rot}} \vec{E}_0 = -j\omega_0 \mu \vec{H}_0 \quad (\text{a}) \qquad \overline{\text{rot}} \vec{H}_0 = j\omega_0 \varepsilon \vec{E}_0 \quad (\text{b}) \qquad (\text{C-1})$$

$$\overline{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \quad (\text{a}) \qquad \overline{\text{rot}} \vec{H} = j\omega \varepsilon \vec{E} \quad (\text{b}) \qquad (\text{C-2})$$

Après quelques calculs et transformation, on aboutit à l'expression générale donnant la perturbation de l'énergie stockée dans la cavité.



$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\int_{\Delta V} \left( \mu |\overline{H}_0|^2 - \varepsilon |\overline{E}_0|^2 \right) dv}{\int_{V_0} \left( \mu |\overline{H}_0|^2 + \varepsilon |\overline{E}_0|^2 \right) dv} = \frac{\Delta W_m - \Delta W_e}{W_m + W_e} \quad (\text{C-3})$$

$W_e$  et  $W_m$  représentent respectivement l'énergie électrique et magnétique stockée dans la cavité initiale et  $\Delta W_e$  et  $\Delta W_m$  sont les variations de l'énergie électrique et magnétique.

## C.2 Variation du volume d'une cavité rectangulaire

On considère une cavité rectangulaire de largeur  $a$ , de hauteur  $b$  et de longueur  $d$  ayant un mode de fonctionnement  $TE_{101}$  dans lequel on place un plot métallique cylindrique de rayon  $r_0$  et de hauteur  $l$ . Les champs électrique et magnétique associés à cette cavité non perturbée, c'est-à-dire sans le plot métallique, sont les suivants :

$$E_y = A \sin \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{d} \quad H_x = \frac{-jA}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi z}{d} \quad H_z = \frac{j\pi A}{k\eta a} \cos \frac{\pi x}{a} \sin \frac{\pi z}{d} \quad (\text{C-4})$$

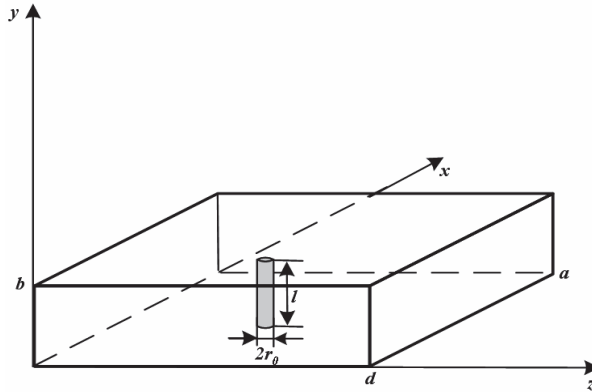


Figure C-2 : Cavité rectangulaire perturbée par un plot placé au centre

Dans le cas où le diamètre du plot est très petit par rapport aux dimensions de la cavité, les champs électrique et magnétique au niveau du celui-ci ( $x = a/2$ ,  $z = d/2$ ) peuvent s'écrire comme identique à ceux de la cavité vide en  $x = a/2$ ,  $z = d/2$  :

$$E_y \left( x = \frac{a}{2}, y, z = \frac{d}{2} \right) = A \quad H_x \left( x = \frac{a}{2}, y, z = \frac{d}{2} \right) = 0 \quad H_z \left( x = \frac{a}{2}, y, z = \frac{d}{2} \right) = 0 \quad (\text{C-5})$$

Le numérateur et le dénominateur de l'équation (C-3) peuvent s'écrire respectivement :

$$\int_{\Delta V} \left( \mu |\overline{H}_0|^2 - \varepsilon |\overline{E}_0|^2 \right) dv = -\varepsilon_0 \int_{\Delta V} A^2 dv = -\varepsilon_0 A^2 \Delta V \quad (\text{C-6})$$

$$\int_{V_0} \left( \mu |\overline{H_0}|^2 + \varepsilon |\overline{E_0}|^2 \right) dv = \frac{abd \varepsilon_0 A^2}{2} = \frac{V_0 \varepsilon_0 A^2}{2} \quad (\text{C-7})$$

Avec  $\Delta V = \pi l r_0^2$  le volume du plot et  $V_0 = abd$  celui de la cavité initiale non perturbée. L'équation (C-3) devient finalement :

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{-2l\pi r_0^2}{abd} = \frac{-2\Delta V}{V_0} \quad (\text{C-8})$$

La relation (C-8) montre que la variation  $\Delta V$  dépend des dimensions du plot. En effet, pour un plot de rayon fixe il est possible de modifier cette variation de fréquence de résonance en changeant la hauteur de celui-ci.



## Bibliographie des annexes

- [1] C. Quendo, Eric Rius, et C. Person, « Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n<sup>o</sup>. 3, p. 734- 743, mars 2003.
- [2] G. L. Matthaei, L. Young, et E. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, 1 vol. Dedham: Artech House books, 1980.
- [3] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, vol. 21. IET, 1951.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. New York: Wiley, 1998.



# Liste des travaux

## Communications nationales

- [1] **D. L. Diedhiou**, S. Pinon, E. Rius, C. Quendo, J-F. Favennec, B. Potelon, A. Boukabache, A-M. Gue, N. Fabre, G. Prigent, V. Conedera et J-Y. Fourniols « Etude de Filtres millimétriques accordables en technologie microfluidique », *17<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes*, Mai 2011, Brest.
- [2] **D. L. Diedhiou**, E. Rius, J-F. Favennec, C. Quendo, B. Potelon, « Mise en œuvre une topologie en A pour le conception d'un filtre SIW rétrocouplé », *18<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes*, Mai 2013, Paris.

## Communications internationales

- [1] S. Pinon, **D. L. Diedhiou**, A. Boukabache, V. Conedera, A. Rumeau, A.-M. Gue, G. Prigent, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, et J.-F. Favennec, « Fabrication and characterisation of a fully integrated biosensor associating microfluidic device and RF circuit », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012.
- [2] S. Pinon, **D. L. Diedhiou**, A.-M. Gué, N. Fabre, G. Prigent, V. Conedera, E. Rius, C. Quendo, B. Potelon, J.-F. Favennec, et A. Boukabache, « Fully integrated microsystem using microfluidic devices to tune or reconfigure RF circuits », *22nd Micromechanics and Micro systems Europe Workshop*, Toensberg, Norway, 2011, p. 89-92.
- [3] S. Pinon, **D. L. Diedhiou**, A. Rumeau, G. Prigent, C. Quendo, B. Potelon, J-F. Favennec, E. Rius, et A. Boukabache N. Marcuvitz, « Development of a microsystem based on microfluidic network to tune and reconfigure RF circuits », *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2011.

## Résumé

La multiplication des besoins des utilisateurs dans le domaine des télécommunications a conduit à une surexploitation du spectre de fréquence. Ceci a engendré la raréfaction des bandes de fréquence conduisant à une nécessité de gestion rationnelle des fréquences. Des contraintes ont été rajoutées aux systèmes d'émission / réception et en particulier sur les filtres pour éviter la saturation des services.

Dans cette thèse, les travaux s'orientent surtout vers la conception de résonateurs, de filtres planaires et volumiques (3D) accordables dans le domaine des fréquences millimétriques ( $\geq 30$  GHz) en utilisant une nouvelle technique d'accordabilité basée sur des principes microfluidiques. Il s'agit d'une nouvelle approche d'agilité qui consiste à faire circuler de la matière (liquides conducteur, diélectrique ou magnétique) dans un substrat diélectrique par le biais de micro canaux. Le substrat diélectrique utilisé, est une résine SU-8 qui offre une souplesse dans la réalisation des micros canaux et des structures volumiques grâce à son bon facteur de forme ( $\approx 50\%$ ). La circulation de liquides dans le substrat, permet de modifier localement les propriétés électromagnétiques du milieu, ce qui conduit à une modification de la fréquence de résonance du dispositif.

**Mots clés :** Hyperfréquences, Filtres passe-bande, Filtres accordables, Zéro de transmission, Technologie microruban, Technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide), Microfluidique, SU-8, Galinstan, Eau désionisée, Liquide magnétique, Liquides ioniques, Ferrofluides.

## Abstract

The proliferation of user needs in the field of telecommunications, has led to overexploitation of the frequency spectrum. This led to the scarcity of frequency bands leading to a need for efficient management of frequencies. Constraints were added to the transmitting / receiving systems and in particular on the filters to prevent the saturation of the services.

In this thesis, work is mainly oriented towards the design of resonators, planar and volumetric (3D) tunable filters in the field of millimeter wave frequencies ( $\geq 30$  GHz) using a new tunable technique which is microfluidic. This is a new approach to agility which consists of circulating the material (conductive, dielectric or magnetic liquids) in a dielectric substrate through micro channels. The dielectric substrate used is a resin SU-8 which provides flexibility in the implementation of micro-channels and volumetric structures thanks to its good form factor ( $\approx 50\%$ ). The circulation of fluid in the substrate allows to locally modifying the electromagnetic properties of the medium. This leads to a change in the resonant frequency of the device.

**Keywords:** Microwave, Bandpass filters, Tunable filters, Transmission zeros, Microstrip technology, SIW Technology (Substrate Integrated Waveguide), Microfluidic, SU-8, Galinstan, Deionized Water, Magnetic liquid, Ionic liquids, Ferrofluids.